

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

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

магістра

на тему

СИСТЕМА УПРАВЛІННЯ МЕХАНІЗМОМ ПЕРЕМІЩЕННЯ ВІЗКА
ЗЛИВКОВОЗА КІЛЬЦЕВОЇ ЗЛИВКОПОДАЧІ СТАНУ ГАРЯЧОЇ
ПРОКАТКИ З ФАЗЗИ-РЕГУЛЯТОРОМ

(тема кваліфікаційної роботи)

Виконав: студент 2 курсу, групи ДЕА-А24мг
спеціальності: 174 Автоматизація, комп'ютерно-
інтегровані технології та робототехніка

(код і найменування спеціальності)

_____ / Руслан ПОНОМАРЕНКО
(підпис) (ім'я та прізвище)

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

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

«До захисту допущено»

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

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

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

Харків – 2025

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
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)

« » 2025р.

ЗАВДАННЯ

на кваліфікаційну роботу магістрського рівня вищої освіти

студенту (ці) Руслан ПОНОМАРЕНКО
(ім'я, прізвище)

1. Тема роботи Система управління механізмом переміщення візка зливковоза кільцевої зливкоподачі стану гарячої прокатки з фаззі-регулятором
затверджена наказом по університету № 4801-5/3664 від “06” жовтня 2025 р.
2. Термін здачі закінченої роботи “ 5 ” грудня 2025 р.
3. Вихідні дані до роботи Маса візка зливковоза $m_v=31 \cdot 10^3$ кг; маса зливка $m_{зл}=17 \cdot 10^3$ кг; діаметр ходових коліс $D_k=0,9$ м; середній діаметр цапф підшипників коліс $D_{ц}=0,2$ м; момент інерції нерції обертових частин зливковоза $J_{об}=910$ кг·м²; протяжність траєкторії руху $S=280$ м; відстань від найвіддаленішого колодязя до рольганга $S_{пр}=120$ м; робоча швидкість $V_{роб}=4$ м/с. Перерегулювання не перевищує 10%, час регулювання до 5 с.
4. Зміст роботи (перелік питань, що їх належить розробити). Обґрунтування доцільності використання нечітких апроксимуючих систем як перспективного засобу регулювання для багатомасових механізмів переміщення вантажу. Синтез системи автоматичного регулювання координат електроприводу. Побудова математичної моделі двомасової системи з урахуванням інерційності та податливості зв'язків між масами. Виконання комп'ютерного моделювання на ПЕОМ та детальний аналіз якості перехідних процесів основних змінних стану системи. Розробка структурної схеми нечіткої системи керування. Синтез Fuzzy-регулятора за допомогою пакету Fuzzy Logic Toolbox у середовищі MATLAB. Проведення комплексного аналізу результатів моделювання системи з Fuzzy-регулятором та оцінка ефективності регулювання.
5. Перелік графічного матеріалу (презентаційний матеріал) 1. Формальні ознаки магістерської кваліфікаційної роботи. 2. Кінематична схема візка зливковозу. 3. Представлення нечітких множин та функцій приналежності. 4. Структурні схеми нечітких систем. 5. Алгоритми нечіткого висновку в системах регулювання. 6. Система керування та її перехідні процеси. 7. Математична модель двомасової системи. 8. Перехідні процеси двомасової системи. 9. Структурна схема системи з Fuzzy-регулятором. 10. Вікна завдання параметрів Fuzzy-регулятора в MATLAB. 11. Перехідні процеси системи з Fuzzy-регулятором. 12-13. Висновки магістерської кваліфікаційної роботи

6. Консультант:

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

7. Дата видачі завдання “ 9 ” вересня 2025 р.

Керівник

(підпис)

Геннадій КАНЮК
(ім'я, прізвище)

Завдання прийняв до виконання

(підпис)

Руслан ПОНОМАРЕНКО
(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	Проведення науково-обґрунтованого аналізу та оцінки доцільності застосування нечітких апроксимуючих систем для керування багатомасовою електромеханічною системою, яка реалізує переміщення візка зливковозу на станії гарячої прокатки, з урахуванням динамічних та інерційних характеристик механізму.	09.09.2025- 18.09.2025	
2	Розрахунок системи підлеглого регулювання координат електроприводу з одночасною оптимізацією внутрішнього контуру струму за модульним критерієм та зовнішнього контуру ЕДС за симетричним критерієм. Проведення комп'ютерного моделювання системи на ПЕОМ для оцінки її динамічних характеристик.	19.09.2025- 15.10.2025	
3	Дослідження поведінки системи з урахуванням впливу пружних елементів кінематичного ланцюга. Розробка детальної математичної моделі двомасової системи та проведення її моделювання на ЕОМ для оцінки коливальних процесів і динаміки основних координат.	16.10.2025- 05.11.2025	
4	Проектування та реалізація нечіткої системи управління на базі пакету Fuzzy Logic Toolbox середовища MATLAB. Синтез Fuzzy-регулятора, формування терм-множин і бази правил нечіткого висновку, проведення комп'ютерного моделювання та аналіз роботи системи у різних режимах.	06.11.2025- 25.11.2025	
5	Підготовка та оформлення магістерської кваліфікаційної роботи, включаючи структурування тексту, оформлення графічних матеріалів, таблиць, рисунків та висновків, а також підготовку до захисту роботи.	26.11.2025- 05.12.2025	

Студент (ка)

(підпис)

Руслан ПОНОМАРЕНКО
(ім'я, прізвище)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка складається з: 175 сторінок, 44 рисунки, 3 таблиці, 57 використаних джерела, 4 додатки.

Метою роботи є розроблення та обґрунтування методів синтезу системи управління електроприводом механізму переміщення візка зливкового стану гарячої прокатки. Основний акцент зроблено на підвищенні якості функціонування системи за рахунок застосування сучасних підходів до побудови фаззі-регуляторів.

У процесі дослідження розрахунковими методами, спираючись на фундаментальні положення теорії автоматичного управління, визначено оптимальні параметри системи керування. Для побудови адекватних математичних моделей багатомасової електромеханічної системи використано методи математичного моделювання. Застосування апарату теорії нечітких множин і нечіткої логіки дозволило виконати синтез фаззі-регулятора для управління двомасовою електромеханічною системою. Із використанням комп'ютерного моделювання в середовищі MATLAB досліджено динамічні характеристики синтезованої нечіткої системи управління.

У ході виконання магістерської кваліфікаційної роботи науково доведено ефективність та перспективність застосування нечітких апроксимувальних систем для керування багатомасовим електромеханічним приводом механізму переміщення візка зливкового стану гарячої прокатки. Розроблено систему координатного керування електроприводом і здійснено необхідні розрахунки параметрів системи автоматичного управління. Проведено відповідне імітаційне моделювання на ЕОМ.

Створено математичну модель системи, у якій враховано вплив пружних елементів механічної частини електроприводу, а також отримано та проаналізовано динамічні характеристики двомасової структури. Окрему увагу приділено дослідженню архітектури нечіткої системи керування та синтезу фаззі-

регулятора у середовищі MATLAB. Результати моделювання показали, що створена нечітка система має високі показники якості та забезпечує покращене регулювання порівняно з традиційними підходами.

Основні наукові положення і практичні результати магістерської роботи впроваджені у навчальний процес кафедри АМЕТ ННІ «УПА» Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна та використовуються під час читання лекцій і проведення практичних занять.

Матеріали роботи пройшли апробацію на науково-практичній конференції студентів ННІ «УПА» (Харків, 2025 р.).

Ключові слова: ТЕОРІЯ НЕЧІТКИХ МНОЖИН, МЕТОДИ НЕЧІТКОГО ВИСНОВКУ, ПРОКАТНИЙ СТАН ГАРЯЧОЇ ПРОКАТКИ, ВІЗОК ЗЛИВКОВОЗУ, ЕЛЕКТРОПРИВОД МЕХАНІЗМУ ПЕРЕМІЩЕННЯ ЗЛИВКОВОЗУ, СИСТЕМА ПІДЛЕГЛОГО РЕГУЛЮВАННЯ КООРДИНАТ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ, ОДНОМАСОВІ ТА ДВОМАСОВІ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ СИСТЕМИ, НЕЧІТКІ СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ, FUZZY-РЕГУЛЯТОР, АДАПТИВНІ МЕТОДИ КЕРУВАННЯ ДИНАМІЧНИМИ СИСТЕМАМИ.

ABSTRACT

An explanatory message consists of: 175 pages, 44 figures, 3 tables, 92 used sources, 4 additions

The aim of the work is to develop and substantiate the methods for synthesizing the control system for the electric drive of the hot rolling mill trolley movement mechanism. The main emphasis is placed on improving the quality of the system's functioning by applying modern approaches to the construction of fuzzy controllers.

In the process of research using computational methods, based on the fundamentals of the theory of automatic control, the optimal parameters of the control system were determined. To build adequate mathematical models of the multi-mass electromechanical system, mathematical modeling methods were used. The use of the apparatus of fuzzy set theory and fuzzy logic made it possible to synthesize a fuzzy controller for controlling a two-mass electromechanical system. Using computer modeling in the MATLAB environment, the dynamic characteristics of the synthesized fuzzy control system were studied.

In the course of the master's qualification work, the effectiveness and prospects of using fuzzy approximation systems for controlling the multi-mass electromechanical drive of the hot rolling mill trolley movement mechanism were scientifically proven. A coordinate control system for an electric drive has been developed and the necessary calculations of the parameters of the automatic control system have been made. The corresponding simulation modeling on a computer has been carried out. A mathematical model of the system has been created, which takes into account the influence of elastic elements of the mechanical part of the electric drive, and the dynamic characteristics of the two-mass structure have been obtained and analyzed. Special attention has been paid to the study of the architecture of the fuzzy control system and the synthesis of a fuzzy controller in the MATLAB environment. The modeling results have shown that the created fuzzy system has high quality indicators and provides improved regulation compared to traditional approaches.

The main scientific provisions and practical results of the master's thesis have been implemented in the educational process of the Department of AMET of the Sci-

entific Research Institute "UIPA" of the V.N. Karazin Kharkiv National University and are used during lectures and practical classes.

The materials of the work were approved at the scientific and practical conference of students of the National Research Institute of Ukraine "UIPA" (Kharkiv, 2025).

Keywords: FUZZY SET THEORY, FUZZY INDUCTION METHODS, HOT ROLLING STATE, CASTING CARRIER, ELECTRIC DRIVE OF CASTING CARRIER MOVEMENT MECHANISM, SYSTEM OF SUBJECT CONTROL OF ELECTRIC DRIVE COORDINATES, SINGLE-MASS AND TWO-MASS ELECTROMECHANICAL SYSTEMS, FUZZY CONTROL SYSTEMS, FUZZY CONTROLLER, ADAPTIVE METHODS OF CONTROLLING DYNAMIC SYSTEMS.

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;
 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	11
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ЛІТЕРАТУРИ ТА ПОСТАНОВКА НАУКОВО-ДОСЛІДНОЇ ЗАДАЧІ	16
1.1. Історичний розвиток теорії нечітких множин і її сучасні напрямки застосування в задачах моделювання та управління.....	16
1.2. Основні чинники, що впливають на ефективність використання систем нечіткого висновку у практичних задачах автоматичного управління	20
1.3. Сучасні напрями і прикладні області застосування технологій нечіткого керування в промисловості та автоматизованих системах	22
1.4. Структурні компоненти і архітектурні підходи до побудови систем нечіткого управління	24
1.5. Функціональне призначення та роль систем зливкоподачі у технологічних процесах прокатних станів	27
1.6. Постановка дослідницької задачі, формулювання цілей і завдань дослідження, а також визначення шляхів її вирішення	28
ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 1	31
РОЗДІЛ 2. РОЗРАХУНОК СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО УПРАВЛІННЯ МЕХАНІЗМОМ ПЕРЕМІЩЕННЯ ВІЗКА ЗЛИВКОВОЗУ СТАНУ ГАРЯЧОЇ ПРОКАТКИ	33
2.1. Основні технічні характеристики візка зливковозу та формулювання вимог до системи управління	33
2.2. Обґрунтування вибору типу електроприводу для механізму переміщення візка зливковоза	36
2.3. Розрахунок необхідної потужності електроприводу та попередній вибір двигуна	39
2.4. Побудова швидкісної діаграми електроприводу візка зливковоза	46
2.5. Формування діаграми навантаження електроприводу	49

2.6. Перевірка обраного двигуна за умовами теплового режиму і перевантажувальної здатності	51
2.7. Вибір і обґрунтування основного електроустаткування для системи електроприводу	52
2.8. Розрахунок параметрів силового кола електроприводу та їх вплив на систему управління	53
2.9. Визначення оптимальної структури системи автоматичного управління	59
2.10. Синтез послідовного корегуючого пристрою для внутрішнього контурі струму	60
2.11. Синтез послідовного корегуючого пристрою для зовнішнього контурі ЕРС	65
2.12. Дослідження та аналіз динамічних характеристик системи управління	74
ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 2	79
РОЗДІЛ 3. АНАЛІЗ І ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМИ З УРАХУВАННЯМ ПРУЖНИХ ЕЛЕМЕНТІВ	81
3.1. Конструктивно-розрахункова модель механічних компонентів електроприводу	81
3.2. Формалізація динаміки одномасової системи через рівняння стану...	82
3.3. Розробка детальної математичної моделі двомасової електромеханічної системи з урахуванням пружних зв'язків.....	85
3.4. Розрахунок та аналіз перехідних процесів у двомасовій системі при різних режимах експлуатації	93
ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 3	102
РОЗДІЛ 4. СИНТЕЗ СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ НА ОСНОВІ НЕЧІТКОЇ ЛОГІ- КИ	103
4.1. Процедура нечіткого моделювання та реалізація алгоритмів у середовищі MATLAB	103
4.2. Побудова, налаштування і дослідження багатомасової системи	

управління з використанням Fuzzy-регулятора	105
ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 4	126
ВИСНОВКИ.....	129
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	132
ДОДАТОК А. БАЗОВІ ТЕОРЕТИЧНІ КАТЕГОРІЇ ТА ПОНЯТТЯ НЕЧІТКОЇ ЛОГІКИ	139
А.1 Формальне трактування та основні характеристики нечіткої множини	139
А.2 Кореляція між концепціями нечіткості та ймовірнісного підходу	142
А.3 Типи та властивості функцій належності, що використовуються в нечітких моделях.....	144
ДОДАТОК Б. ОПЕРАЦІЙНИЙ АПАРАТ НЕЧІТКИХ МНОЖИН.....	148
Б.1 Логічні операції та правила комбінування нечітких множин.....	148
Б.2 Алгебраїчні методи обробки й трансформації нечітких множин.....	152
Б.3 Формування, структура та аналіз нечітких відношень.....	155
Б.4 Методи опрацювання та комбінування нечітких відношень	156
ДОДАТОК В. ТЕОРІЯ І МЕТОДИ ПОБУДОВИ НЕЧІТКИХ ВИСНОВКІВ.....	160
В.1 Загальний принцип, етапи та логічна послідовність продукування нечітких висновків	160
В.2 Метод нечіткого виведення за підходом Мамдані.....	166
В.3 Алгоритм формування висновків у моделі Цукамото.....	167
В.4 Методика нечіткого висновку за схемою Сугено	168
В.5 Алгоритм нечіткої інференції Ларсена	170
В.6 Модифіковані та спрощені підходи до побудови нечітких висновків	171
В.7 Техніки дефазифікації та переходу від нечітких результатів до чітких значень.....	173
ДОДАТОК Д. ФАЙЛ ПОЧАТКОВИХ ПАРАМЕТРІВ ДЛЯ МОДЕЛЮВАННЯ	175

ВСТУП

Актуальність теми. Рівень розвитку національної економіки безпосередньо залежить від масштабів і ефективності металургійної промисловості, адже саме вона забезпечує базові матеріали для більшості галузей виробництва. Жодна сучасна незалежна держава не може стабільно функціонувати та динамічно розвиватися без потужної металургійної бази, здатної забезпечувати потреби народного господарства. Тому вдосконалення металургійних технологій та засобів керування ними має стратегічно важливе значення.

Прокатне виробництво завершує повний цикл металургійного переділу й відіграє ключову роль у формуванні кінцевих характеристик металопродукції. У сучасних прокатних цехах технологічні процеси мають високий рівень поточності, безперервності та автоматизації, що зумовлює складність, різноманітність та високі вимоги до роботи механічних агрегатів. Розроблення сучасного прокатного обладнання, його експлуатація і технічне обслуговування потребують інтеграції досягнень у галузях механіки, електротехніки, системного аналізу, автоматизації й обчислювальної техніки, а також високого рівня підготовки фахівців.

Особливо важливе місце в технологічному ланцюгу займають реверсивні стани гарячої прокатки, які належать до найпотужніших агрегатів металургійних заводів. Їх річна продуктивність обчислюється мільйонами тонн, а через обтискові та заготовчі стани проходить практично весь обсяг металу. У більшості випадків саме вони визначають загальну продуктивність цеху.

Важливою експлуатаційною особливістю приводів реверсивних станів є колосальна кількість перемикачів – більш ніж 1000 включень за годину, при цьому сталий режим роботи зустрічається рідко й має другорядне значення. Сучасні реверсивні стани гарячої прокатки являють собою високо механізований комплекс із широким спектром механізмів, що працюють під керуванням автоматизованих систем. Останні десятиліття характеризуються значним про-

гресом у створенні високонадійних приводів, систем автоматичного регулювання та засобів їх інтелектуалізації.

Продуктивність агрегатів та якість готової металопродукції істотно залежать від рівня досконалості електроприводів і систем їх управління. Тому удосконаленню силових перетворювачів, алгоритмів керування, систем автоматичного регулювання приділяється особлива увага. Хоча сучасні методи синтезу систем керування дозволяють досягти високої якості регулювання, їх практична реалізація часто ускладнюється технічними обмеженнями, зокрема потребою вимірювання важкодоступних або непрямих координат (наприклад, пружного моменту), а також неможливістю точного відтворення синтезованих параметрів в умовах реального електроприводу.

Одним із перспективних шляхів вирішення цих проблем є заміна традиційних лінійних регуляторів нелінійними, зокрема нечіткими (fuzzy) системами, які здатні забезпечити необхідну якість керування при меншій кількості вимірюваних координат. Методи синтезу систем управління на основі теорії нечітких множин суттєво розширюють можливості класичних методів автоматизації, дозволяючи описувати складні технологічні процеси, що характеризуються невизначеністю, нечіткістю та нелінійністю.

Основи теорії нечітких множин були закладені у 1965 році американським ученим Лотфі Заде (Lotfi Zadeh) [1]. Вони створили можливість формалізації та математичного опрацювання нечітких, якісних знань про реальні процеси, що важко або неможливо описати традиційними кількісними методами. Подальший розвиток цієї теорії [1–18] дав змогу створити інтелектуальні комп'ютерні системи, здатні працювати з невизначеною інформацією та виконувати нечіткий логічний висновок.

Нечіткі алгоритми керування показали високу ефективність у широкому спектрі застосувань – від побутової техніки та транспортних систем до робототехніки, розпізнавання образів і складних виробничих процесів. Їх перевага полягає у наближеності принципів роботи до людського мислення та природної

мови, що дає змогу адекватніше описувати реальні технологічні режими, які не піддаються строгій формалізації.

Таким чином, застосування нечітких методів при синтезі системи управління багатомасовою електромеханічною системою механізму переміщення візка зливковогозавантажувача стану гарячої прокатки є актуальним науково-технічним завданням, спрямованим на підвищення точності, надійності та адаптивності електроприводу.

Мета і завдання дослідження.

Метою роботи є розроблення методів синтезу системи управління електроприводом механізму переміщення візка зливковогозавантажувача стану гарячої прокатки для підвищення якості функціонування системи на основі фаззи-регуляторів.

Для досягнення поставленої мети сформульовано й вирішено такі основні задачі:

1. Провести аналіз факторів, що впливають на ефективність застосування систем нечіткого логічного висновку у задачах керування технічними об'єктами.
2. Розробити структуру системи підлеглого регулювання координат електроприводу механізму переміщення візка зливковогозавантажувача.
3. Побудувати математичну модель двомасової електромеханічної системи з урахуванням пружних зв'язків.
4. Виконати синтез фаззи-регулятора, здатного забезпечити необхідні показники якості роботи електроприводу.
5. Здійснити моделювання синтезованої нечіткої системи в середовищі ЕОМ та провести аналіз отриманих динамічних характеристик.

Об'єкт і предмет дослідження

Об'єкт дослідження – динамічні процеси в системі управління механізмом переміщення візка зливковогозавантажувача стану гарячої прокатки з урахуванням пружності механічних елементів.

Предмет дослідження – методи та моделі синтезу нечітких систем управління двомасовою електромеханічною системою вказаного механізму.

Методи дослідження. У роботі використано: фундаментальні положення теорії автоматичного управління – для обґрунтування структури системи регулювання; методи математичного моделювання – для побудови моделі двомасової електромеханічної системи; апарат теорії нечітких множин та нечіткої логіки – для синтезу фаззи-регулятора; імітаційне комп'ютерне моделювання – для оцінювання динамічних характеристик і перевірки працездатності запропонованої системи.

Наукова новизна роботи. Отримані результати містять такі елементи наукової новизни:

1. Вперше сформульовано та обґрунтовано доцільність застосування нечітких систем керування для багатомасових електромеханічних систем механізму переміщення візка зливковогозубу стану гарячої прокатки.
2. Вперше запропоновано та синтезовано нечітку систему управління двомасовим електроприводом згаданого механізму, яка відповідає вимогам до систем керування прокатними агрегатами.
3. Дістали подальший розвиток математичні моделі електромеханічних об'єктів із складними кінематичними зв'язками у вигляді двомасових систем.
4. Розвинуто методи синтезу фаззи-регуляторів для задач керування багатомасовими електроприводами на основі нечітких моделей.

Практичне значення результатів. Практична значущість роботи полягає у створенні нечіткої системи керування багатомасовою електромеханічною системою механізму переміщення візка зливковогозубу стану гарячої прокатки, яка забезпечує високі показники якості регулювання та може бути інтегрована у сучасні системи автоматизації.

Основні положення дослідження впроваджено у навчальний процес кафедри АМЕТ ННІ «УПА» Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна при викладанні профільних дисциплін.

Особистий внесок здобувача. Усі результати, представлені у роботі та винесені на захист, отримані автором самостійно. До них належать: синтез системи підлеглого регулювання координат електроприводу; розробка моделі з

урахуванням пружних елементів механічної частини; створення структурної схеми нечіткої системи; синтез Fuzzy-регулятора у середовищі MATLAB (Fuzzy Logic Toolbox); моделювання нечіткої системи та аналіз динамічних характеристик.

У роботі подано всі необхідні посилання на авторів та джерела при використанні відомих методик, формул і результатів.

Апробація результатів. Основні результати та положення роботи були представлені та обговорені на науковій конференції студентів ННІ «УПА» ХНУ ім. В.Н. Каразіна (Харків, 2025 р.).

Структура і обсяг роботи. Робота містить вступ, чотири розділи основної частини, висновки, список використаних джерел та додатки. Загальний обсяг становить 175 сторінок, серед яких: 44 рисунки, з яких 24 рисунки на 23 окремих сторінках), 3 таблиці, 4 додатки обсягом 37 сторінок, а також список літератури, що нараховує 92 найменувань і займає 7 сторінок.

РОЗДІЛ 1

РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ЛІТЕРАТУРИ ТА ПОСТАНОВКА НАУКОВО-ДОСЛІДНОЇ ЗАДАЧІ

1.1 Історичний розвиток теорії нечітких множин і її сучасні напрямки застосування в задачах моделювання та управління

Поява теорії нечітких множин у 1965 році стала важливою віхою в еволюції сучасних інформаційних технологій і методів інтелектуальної обробки даних. Засновником цього напрямку був видатний американський математик, професор Каліфорнійського університету Лотфі Заде [19]. Його ідеї, що пропонували принципово новий підхід до трактування невизначеності, спершу сприймалися в наукових колах досить скептично. Це пояснювалося тим, що запропонована парадигма суперечила традиційному аристотелівському баченню логіки, яке домінувало протягом багатьох століть.

Класична логіка, започаткована Аристотелем, а пізніше формалізована в булевій алгебрі, передбачає оперування лише двома станами – «істина» або «хиба», «1» або «0». Такий підхід добре працює у строго формалізованих системах, зокрема в комп'ютерних процесорах, однак виявляється непридатним для опису реальних фізичних процесів чи людського мислення, де межі між станами часто є плавними, а характеристики змінюються поступово. Опис складних систем у категоріях «чорне» або «біле» суттєво спрощує дійсність, а отже, не може забезпечити достатньої точності моделювання.

Саме це обмеження долає нечітка логіка, що оперує поняттям *ступеня приналежності*. На відміну від класичного підходу, де елемент або належить множині, або ні, у нечіткій логіці приналежність може змінюватися в межах від 0 до 1. Таким чином, елемент характеризується не категорично, а градуйовано. Лотфі Заде описав це як «континіум рівня належності», підкресливши, що нечіткі множини значно ближчі до природного способу людського міркування [21].

Одним із ключових понять теорії нечітких множин є *лінгвістична змінна*, тобто змінна, значення якої задаються не числами, а словами. Наприклад, для змінної «тиск» можливими значеннями можуть бути «низький», «нормальний», «високий», «екстремальний». Це створює можливість формалізувати фізичні явища або експертні оцінки, що вимірюються не лише двома категоріями, а мають широкий спектр допустимих станів [20].

У роботі «Основи нового підходу до аналізу складних систем та прийняття рішень» Заде обґрунтував, що застосування лінгвістичних змінних, функцій належності та композиційних правил нечіткого висновку дозволяє описувати процеси, які важко формалізувати традиційними математичними методами. Подальший розвиток теорії був відображений у численних публікаціях [22, 23], і вже через кілька років після появи фундаментальних праць сформувалися наукові школи дослідження нечітких множин у різних країнах світу.

Суттєвий внесок у розвиток теорії зробили Д. Дюбуа та А. Прад (роботи з теорії можливості), М. Сугено (методи нечіткого висновку та нечіткий інтеграл), Дж. Бездек (нечітка кластеризація), Р. Ягер (нечіткі операції та агрегування) [24–32]. Попри значні теоретичні напрацювання, довгий час практична корисність нечітких методів залишалася дискусійною. Ситуація змінилася у середині 1970-х років, коли Е. Мамдані вперше застосував нечітку логіку для стабілізації роботи парогенератора. Результати продемонстрували, що нечіткі алгоритми дозволяють не лише спростити модель керування, але й забезпечити її гнучкість та високу якість.

Починаючи з 1980-х років, напрям „нечітких множин - нечіткої логіки“ перейшов від теоретичних розробок до широкого кола прикладних рішень і систем управління. У першій половині 1980-х було закладено ряд ключових методологічних підходів: зокрема, розвиток алгоритмів нечіткої кластеризації та об'єктивних функціоналів для нечіткого розпізнавання образів (fuzzy c-means), що дав поштовх до широкого застосування нечіткого підходу в задачах кластеризації та аналізу даних. Ці ідеї - у формалізованому й практично застосовному вигляді - систематизував і популяризував Дж. Бездек, чия монографія стала ба-

зовим джерелом для дослідників у галузі нечіткого розпізнавання та оптимізації на основі нечітких цільових функцій [33].

Другим важливим кроком стало поєднання нечітких моделей із системами ідентифікації та управління: у 1985 році Такегі й Сугено запропонували підхід до нечіткої ідентифікації динамічних систем і розробки нечітких моделей, відомий як Takagi–Sugeno (T–S) моделі, які дозволили будувати компактні й чисельно ефективні представлення нелінійних систем для подальшого застосування в предиктивних і адаптивних контролерах. T–S підхід став своєрідним мостом між мовними (Mamdani-тип) нечіткими правилами й чисельно-орієнтованими моделями, що легко інтегруються в алгоритми оптимізації та адаптації [34].

Паралельно виник і швидко розвивався цілий пласт методів для моделювання причинно-наслідкових зв'язків із нечітими степенями впливу - так звані fuzzy cognitive maps (FCM). Запропоновані в середині 1980-х років, FCM дали інструмент для семі-кількісного моделювання складних систем (соціальних, економічних, екологічних тощо), де причинність має невизначений або ступеневий характер; методи FCM широко застосовуються у моделюванні сценаріїв, аналізі стейкхолдерських взаємозв'язків і в експертних системах [35].

У 1990-х і початку 2000-х теоретична база нечітких систем значно зросла: з'явилися узагальнення операцій над нечіткими множинами, методи побудови нечітких моделей для задач ідентифікації та управління, а також посилена робота з формальним обґрунтуванням і аналізом стабільності нечітких контролерів. Систематизація теорії та численних застосувань у вигляді монографій і довідників (наприклад, праці Кліра й Юаня) допомогла зробити методи нечіткої логіки доступними широкому колу інженерів і дослідників, унаслідок чого нечіткі підходи почали широко використовуватися в промисловому контролі, побутовій електроніці та діагностиці [36].

У прикладній площині особливо помітним було впровадження нечіткого керування в промисловості та побутовій техніці: нечіткі регулятори (Mamdani-тип) і гібридні нечітко-числові рішення застосовувалися для автоматизації тех-

нологічних процесів, в енергетиці, у транспортних системах і навіть у побутових приладах - завдяки простоті формалізації експертних знань у вигляді правил і корисній поведінці при наявності шуму та невизначеності. У наступні десятиліття методи нечіткої логіки еволюціонували в бік гібридних архітектур (нечітко-нейронні мережі, нечітко-еволюційні алгоритми), що дозволило поєднати переваги різних парадигм при розробці адаптивних і самонавчаючихся систем [37].

Окремий важливий напрям - це ідея «обчислень словами» (Computing with Words), розвинута Л. Заде у 1990-х роках, яка підкреслює роль нечіткої логіки як методології для обробки лінгвістичної інформації і прийняття рішень на основі нечітких/мовних описів. Ця парадигма стимулювала розвиток інтерфейсів „людина-машина“, систем підтримки прийняття рішень і методів формального представлення експертних знань у природній мові [38].

Таким чином, від 1980-х років і далі розвиток теорії нечітких множин і нечіткої логіки пройшов шлях від методологічних новацій (кластеризація, T–S моделі, FCM) до широкого впровадження у технічних і соціальних застосуваннях, а також до створення гібридних методів, які поєднують нечітку логіку з іншими парадигмами штучного інтелекту [39-50]. Сучасні перспективи галузі - це подальша інтеграція нечітких методів у мультидисциплінарні системи, розвиток формальних методів аналізу нечіткості та поєднання нечіткого підходу з машинним навчанням для створення надійних, інтерпретованих і адаптивних систем прийняття рішень.

У додатках А–В наведено основні поняття нечіткої логіки, операції над нечіткими множинами й нечіткими відносинами, а також описано структуру систем нечіткого висновку, що створює теоретичну основу для проведених у роботі досліджень.

1.2 Основні чинники, що впливають на ефективність використання систем нечіткого висновку у практичних задачах автоматичного управління

Ефективність застосування апарату нечіткої логіки для розв'язання задач управління динамічними об'єктами і складними технічними системами ґрунтується на низці фундаментальних теоретичних результатів, отриманих упродовж 1990-х років, які підтвердили здатність нечітких систем відтворювати широкий клас нелінійних залежностей.

1. Теорема Ванга (1992 р.). У 1992 році Вангом було доведено важливий результат [51], відповідно до якого для будь-якої дійсної, неперервної функції $G(x)$, визначеної на компактній множині U , та для довільно малого $\varepsilon > 0$ існує нечітка експертна система, що генерує вихідну функцію $F(x)$, яка задовольняє умові наближення:

$$\sup_{x \in U} \|G(x) - F(x)\| \leq \varepsilon, \quad (1.1)$$

де $\|\bullet\|$ – позначає вибрану норму або міру відстані між функціями.

2. Результат Кастро (1995 р.). У 1995 році Кастро довів, що класичний нечіткий контролер Мамдані, за певних умов, також є *універсальним апроксиматором* [52]. Таким чином, навіть традиційні системи нечіткого висновку на основі правил «якщо–то» здатні відтворювати складні нелінійні функції, що відкриває широкі можливості для використання їх у задачах керування.

3. Теорема FAT (Fuzzy Approximation Theorem) Коско (1993 р.). Один із найвідоміших результатів у галузі нечіткого моделювання – теорема FAT, доведена Б. Коско у 1993 р. [53]. Відповідно до неї *будь-яка математична система*, що описується відображенням між входами та виходами, може бути апроксимована системою, побудованою на принципах нечіткої логіки.

Ця теорема забезпечила потужне теоретичне підґрунтя для використання нечітких систем як універсального інструмента моделювання.

Випадки, у яких застосування нечітких систем є доцільним. Системи нечіткого висновку виявляються особливо ефективними у таких ситуаціях:

1. Складні та багатовимірні процеси, для яких неможливо побудувати точну або аналітично просту математичну модель.

Нечіткі системи дозволяють формувати модель поведінки об'єкта на основі локальних правил та апроксимацій.

2. Наявність експертних знань, поданих у лінгвістичній формі. У багатьох реальних технологічних процесах оператор або інженер володіє інтуїтивним, словесним описом закономірностей, які важко або неможливо формалізувати у вигляді рівнянь. Нечітка логіка забезпечує природний перехід від мовних формулювань до алгоритмів керування.

Основні недоліки та обмеження нечітких систем. Попри численні переваги, нечіткі системи мають і низку властивостей, що можуть ускладнювати їх практичне застосування:

1. Залежність від експертного формулювання правил. Базовий набір нечітких правил задається людиною-експертом, тому може бути неповним, суперечливим або суб'єктивним. Це особливо критично у випадках, коли об'єкт складний, а якість експертної інформації – обмежена.

2. Суб'єктивність вибору функцій належності. Форма та параметри функцій належності визначаються розробником і часто не є суворо обґрунтованими. Невдало підібрані функції можуть некоректно відображати реальні властивості процесу та погіршувати точність висновку.

Через це важливим етапом проєктування нечіткої системи є перевірка адекватності правил та функцій належності шляхом ідентифікації, оптимізації або використання адаптивних гібридних підходів (нечітко-нейронних, нечітко-еволюційних тощо).

1.3 Сучасні напрями і прикладні області застосування технологій нечіткого керування в промисловості та автоматизованих системах

У перші роки розвитку теорії нечіткої логіки наукова спільнота головну увагу приділяла обговоренню її потенційних можливостей і перспектив використання. Поява фундаментальних праць Л. Заде та подальший прогрес у галузі привели до того, що нечітка логіка з теоретичної концепції поступово перетворилася на практичний інструмент, який широко застосовується в інженерії, економіці, медицині, інформаційних технологіях та багатьох інших сферах. Зі зростанням обчислювальних можливостей, розвитком сенсорних систем і збільшенням кількості даних, що містять невизначеність, нечіткі методи стали ще більш актуальними та затребуваними.

Популярність систем, побудованих на принципах нечіткої логіки, пояснюється низкою їхніх суттєвих переваг. По-перше, вони є концептуально простими та легко інтерпретованими, оскільки оперують поняттями, близькими до природної мови людини. Це дозволяє напряду інтегрувати досвід і експертні знання у процес побудови моделей та систем керування. По-друге, нечітка логіка характеризується високою гнучкістю та стійкістю до неточних, неповних або зашумлених даних, що особливо важливо у практичних задачах, де отримання точних вимірювань часто є проблематичним. По-третє, вона здатна моделювати складні нелінійні залежності, які важко або неможливо описати традиційними математичними методами.

Багатофункціональність нечітких моделей зумовила їх широке застосування в різних сферах людської діяльності. Значного поширення вони набули в системах автоматичного керування технологічними процесами, де необхідно враховувати численні фактори, що змінюються у часі та мають нечіткі характеристики. У транспортних системах нечітка логіка використовується для оптимізації руху, налаштування адаптивних систем керування транспортними засобами та моделювання транспортних потоків. У побутовій техніці нечіткі контро-

лери застосовуються для реалізації інтелектуальних режимів роботи кондиціонерів, пральних машин, роботів-пилососів та інших пристроїв.

Високу ефективність нечіткі методи демонструють у медицині – у задачах діагностики, класифікації станів пацієнтів, підтримки прийняття рішень. У фінансовій сфері вони використовуються для аналізу ризиків, прогнозування коливань ринків, оцінювання інвестиційних стратегій. Нечітка логіка також широко застосовується у задачах розпізнавання образів, машинного навчання та штучного інтелекту, де необхідно працювати з даними, що не мають чіткої структури або містять елементи невизначеності.

Окреме місце посідає застосування нечітких систем у дослідженнях природних та соціально-економічних процесів, що характеризуються високою варіативністю та нелінійністю. Наприклад, розробляються моделі прогнозування землетрусів, прогнозування попиту на транспорт, оптимізації розкладів руху, системи кліматичного контролю в будівлях, а також системи підтримки прийняття рішень у критичних та ризикових операціях.

Особливої уваги заслуговує той факт, що нечіткі системи дозволяють працювати не лише з числовими значеннями, але й із якісними характеристиками, розмитими поняттями та лінгвістичними оцінками. Це відкриває можливість формалізувати складні критерії оптимізації, наприклад «більшість», «приблизно», «висока ймовірність», «переважно» тощо. Крім того, fuzzy-підхід дає змогу швидко моделювати поведінку складних динамічних систем без необхідності повного визначення їх точної математичної структури, що суттєво скорочує час розробки та обчислювальні витрати.

Таким чином, нечітка логіка є ефективним інструментом для опису, аналізу та керування процесами, які характеризуються невизначеністю, нелінійністю або нечітко сформульованими залежностями. Вона особливо корисна у випадках, коли класичні математичні методи виявляються недостатніми або надто складними для практичного застосування. Саме завдяки цьому нечіткі технології продовжують розвиватися та займають важливе місце у сучасних інтелектуальних системах.

1.4 Структурні компоненти і архітектурні підходи до побудови систем нечіткого управління

Однією з найважливіших сфер практичного застосування нечітких систем є розв'язання задач автоматичного управління технічними об'єктами та технологічними процесами. Використання нечіткої логіки в таких задачах ґрунтується на можливості формалізувати характеристики об'єкта та параметри керування у вигляді лінгвістичних змінних, що безпосередньо відображають експертні знання про систему. Оскільки ключовими елементами будь-якої системи управління є вхідні та вихідні параметри, саме вони виступають основою для побудови бази правил у нечітких контролерах.

Узагальненою метою процесу управління є визначення адекватних значень керуючих дій на основі аналізу поточного стану об'єкта управління. Це дозволяє забезпечити бажану поведінку системи відповідно до поставленої мети – стабілізації, регулювання, оптимізації або компенсації негативних впливів. У класичній теорії управління для цього створено значний арсенал методів, які включають лінійні та нелінійні моделі, оптимальні та адаптивні алгоритми. Проте в багатьох практичних випадках точна математична модель або відсутня, або є надто складною для використання в реальному часі. У таких ситуаціях ефективним рішенням є застосування систем нечіткого управління, здатних відтворювати логіку прийняття рішень експертом.

Для кращого розуміння ролі нечітких систем управління доцільно розглянути загальну структуру класичної системи управління зі зворотним зв'язком (рис. 1.1). У цій системі об'єкт управління описується набором вхідних та вихідних параметрів. Система керування отримує інформацію про стан об'єкта через датчики, перетворює її відповідно до свого алгоритму та формує керуючі дії. Ці дії надходять на об'єкт, змінюють його поведінку, а новий стан знову фіксується датчиками, утворюючи замкнену структуру.



Рисунок 1.1 – Структура компонентів класичного процесу управління із зворотним зв'язком

Типовим прикладом такої схеми є PID-контролер – один із найпоширеніших регуляторів у промислових системах. Його робота ґрунтується на обчисленні помилки між поточним значенням вихідного параметра та заданим значенням, а також на врахуванні швидкості зміни та накопичення цієї помилки. Незважаючи на широку популярність, PID-контролери мають певні обмеження: вони передбачають лінійний характер об'єкта та не завжди забезпечують необхідну точність або швидкодію при керуванні складними нелінійними системами. Крім того, налаштування PID-контролерів для нестандартизованих або сильно варіативних процесів є складним завданням.

На противагу класичним методам, архітектура нечіткої системи управління враховує особливості нечіткої логіки та включає всі етапи нечіткого висновку: фаззифікацію, агрегування правил, імплікацію, композицію та дефаззифікацію. Побудова такої системи передбачає заміну традиційного контролера на нечіткий, або fuzzy-контролер, який використовує нечіткі множини та базу правил для формування керуючих дій. Загальна схема нечіткого управління подана на рис. 1.2.

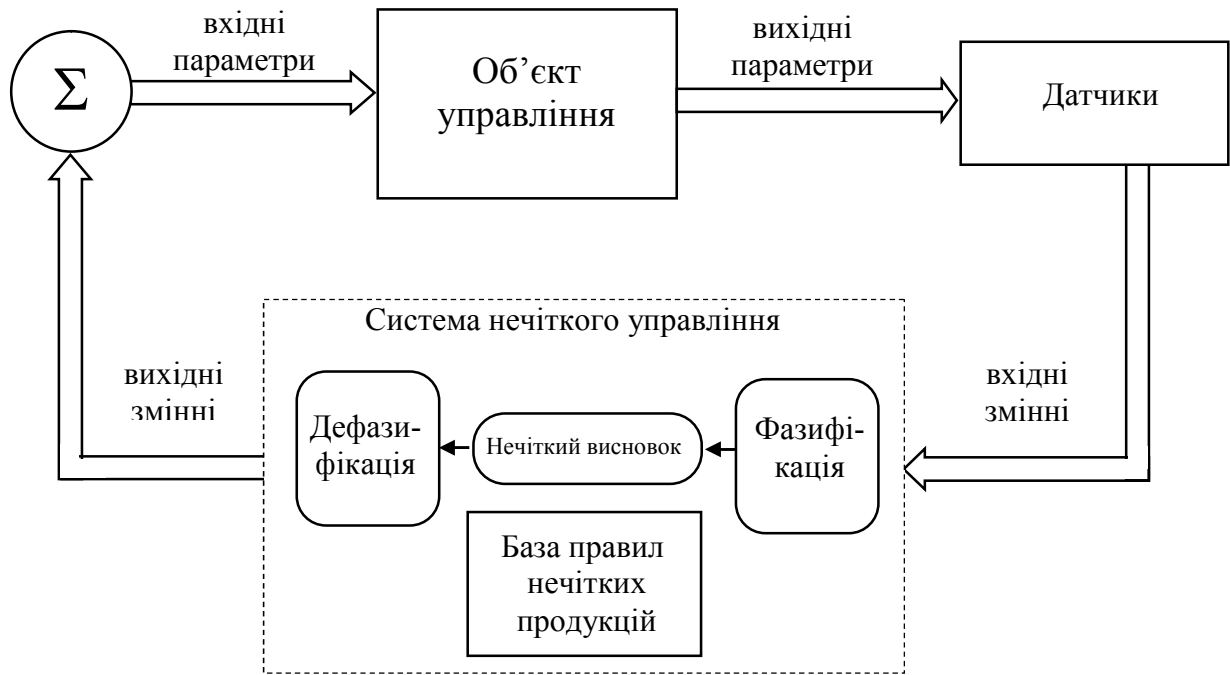


Рисунок 1.2 – Структура компонентів процесу нечіткого управління

У даній структурі лінгвістичні значення вхідних параметрів переходять до блоку фазифікації, де вони перетворюються у ступені належності відповідних нечітких множин. Далі блок нечіткого висновку, використовуючи базу правил, формує нечітку керуючу дію. На завершальному етапі здійснюється дефазифікація – перетворення нечіткої керуючої дії у конкретне числове значення, яке подається на вхід об'єкта управління. Такий підхід дозволяє реалізувати поведінку системи, подібну до поведінки досвідченого оператора, що значно підвищує адаптивність і гнучкість керуючого алгоритму.

Перевагою нечіткої структури є здатність ефективно працювати з неповними або нечіткими даними, забезпечувати стабільне управління нелінійними та багатовимірними об'єктами, а також легко адаптуватися до різних режимів функціонування. Саме тому нечіткі системи сьогодні активно застосовуються в автоматизації технологічних процесів, робототехніці, енергетиці, транспортних системах, системах підтримки прийняття рішень та інших інтелектуальних застосуваннях.

1.5 Функціональне призначення та роль систем зливкоподачі у технологічних процесах прокатних станів

Зливкоподача є важливою ланкою технологічного процесу гарячої прокати, оскільки забезпечує своєчасне та безперервне транспортування нагрітих злитків від нагрівальних колодязів до приймального рольганга прокатного стану. Основним транспортним засобом у цьому процесі виступає зливковоз – спеціальний механізм, призначений для переміщення злитків у гарячому стані на відносно великі відстані з дотриманням вимог щодо безпеки, ритмічності та продуктивності.

Функціонування зливковоза визначає ефективність роботи всього блоку нагріву та початкової подачі металу на стан. Продуктивність зливковоза залежить від кількох ключових факторів: кількості злитків, що одночасно транспортуються, максимально допустимої швидкості руху, а також інтенсивності прискорень та уповільнень при виконанні транспортних операцій. Високі вимоги до швидкодії транспортування пов'язані з тим, що підтримання температури злитка у межах технологічних норм є критично важливим для якісної деформації металу у робочій кліті.

Після нагріву до температури плющення злитки спеціальним кліщовим краном виймаються з нагрівальних колодязів і укладаються на платформу зливковоза у горизонтальному положенні. Далі зливковоз доставляє їх до приймального рольганга блюмінга або слябінга. На цій ділянці злиток за допомогою додаткового обладнання – стаціонарного бічного штовхача – переміщується з рами зливковоза на ролики рольганга і спрямовується до робочої кліті стану для виконання прокатних операцій.

У сучасній металургії продуктивність блюмінгів і слябінгів значно зросла. Для двохвалкових реверсивних одноклітьових станів вона може досягати 3,5–6,0 млн т на рік і більше. За таких умов тривалість плющення одного злитка становить лише 40–90 секунд, що вимагає високої ритмічності подачі злитків і чіткої координації роботи всіх транспортних механізмів. Оскільки довжина бу-

дівлі нагрівальних колодязів може сягати 150–180 метрів і містити 12–16 груп колодязів, робота одного зливковоза є недостатньою для забезпечення необхідного темпу прокатки. Тому на більшості підприємств використовується декілька зливковозів, що працюють у координації між собою.

На сучасних високопродуктивних блюмінгах із річним обсягом 5,0–6,5 млн т застосовують так звану кільцеву зливкоподачу. У цьому випадку декілька (зазвичай чотири) зливковозів рухаються безперервно по замкнутому кільцевому маршруту, що дозволяє значно мінімізувати простої, синхронізувати подачу злитків та забезпечити максимально рівномірне завантаження прокатного стану. Нагріті злитки у горизонтальному положенні укладаються на раму зливковоза, транспортуються вздовж прямолінійних і криволінійних ділянок рейкового шляху, а в зоні приймального рольганга автоматично переміщуються на рольганг за допомогою стаціонарного бічного штовхача.

Таким чином, зливкоподача є важливою складовою технологічного процесу, що забезпечує необхідний ритм роботи блюмінга або слябінга. Її надійність, швидкодія та точність суттєво впливають на загальну продуктивність і технологічну ефективність прокатного виробництва.

1.6 Постановка дослідницької задачі, формулювання цілей і завдань дослідження, а також визначення шляхів її вирішення

Аналіз сучасної наукової літератури свідчить про високу ефективність застосування теорії нечітких множин та методів нечіткої логіки у системах автоматичного керування, особливо в умовах невизначеності та складної, багатofакторної динаміки об'єктів. Традиційні методи регулювання, що базуються на точних математичних моделях, добре працюють лише тоді, коли характеристики об'єкта відомі з достатньою точністю, а його поведінка не виходить за межі передбачуваних режимів. Натомість нейромережеві системи ефективні у випадках значної невизначеності або неповноти інформації, проте часто потребують великих обсягів даних для навчання. У цьому контексті нечіткі системи поси-

дають проміжне, але надзвичайно перспективне місце, оскільки поєднують інтуїтивність експертних знань з формальністю математичного опису.

Запропонований Л. Заде апарат нечітких множин, здатний враховувати неповноту, неточність і неоднозначність інформації, став фундаментом для розвитку нового напрямку в інтелектуальному керуванні. У подальшому це дало поштовх до створення елементної бази для нечітких контролерів, спеціалізованих апаратних рішень, методів інженерного проєктування та програмних засобів, що дозволяють застосовувати нечітку логіку до широкого спектра технічних систем. Особливої актуальності нечітке управління набуває там, де процеси є настільки складними, нелінійними або швидкоплинними, що їх неможливо коректно описати аналітичними моделями, або коли дані, на основі яких здійснюється керування, є якісними й суб'єктивними.

Математичний апарат нечітких множин дозволяє формалізувати нечіткі знання, виконувати логічні висновки за неповних даних та будувати адаптивні алгоритми керування, близькі до стилю міркування людини-оператора. Саме тому системи нечіткого управління (Fuzzy Control) сьогодні розглядаються як один із провідних напрямів у розвитку інтелектуальних технологій керування, здатних забезпечити високу точність, надійність і гнучкість функціонування.

Поширення Fuzzy-управління пояснюється низкою факторів:

1. Низька чутливість до зміни параметрів та зовнішніх впливів, що робить нечіткі системи стійкими в реальних промислових умовах.
2. Порівняльна простота синтезу та налагодження, особливо за використання сучасних апаратних і програмних засобів, які дозволяють швидко адаптувати регулятори під конкретні технологічні процеси.

У більшості випадків доцільність застосування нечіткої логіки особливо висока у таких сферах: системи регулювання, де модель об'єкта має лише якісний або узагальнений опис; модернізація класичних ПІД-регуляторів для покращення їх адаптивності; опис та моделювання дій людини-оператора; системи організаційного та верхнього рівня управління.

Наявність невизначеності в параметрах об'єкта або впливах, а також потреба працювати з якісними експертними оцінками роблять нечіткі методи надзвичайно корисними у складних електромеханічних системах.

Метою даної роботи є синтез нечіткої системи управління механізмом переміщення візка зливковозу стана гарячої прокатки, який характеризується високими вимогами до швидкодії та точності. Особливістю об'єкта є наявність пружних елементів у механічній структурі приводу, що вимагає моделювання його як багатомасової системи. Розроблена система має забезпечувати якісне регулювання за задаючими і збурюючими діями, незважаючи на випадковий характер змін вхідного сигналу.

Для досягнення поставленої мети необхідно виконати такі задачі:

1. Вибір структури системи електроприводу механізму переміщення візка зливковозу, включаючи вибір електродвигуна та елементів силового кола, а також синтез підлеглої системи регулювання для одномасової моделі.
2. Розробка математичної моделі багатомасової системи, яка враховує пружність механічних зв'язків; проведення чисельного моделювання та аналізу отриманих результатів.
3. Синтез фаззи-регулятора, здатного забезпечити високу швидкодію і стабільність процесу управління двомасовою електромеханічною системою.
4. Моделювання нечіткої системи управління та оцінка її ефективності на основі порівняльного аналізу результатів.

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 1

У першому розділі було проведено комплексний аналіз теоретичних засад нечітких систем управління та їх застосування у задачах автоматизації складних електромеханічних процесів. Отримані результати дозволяють сформулювати такі узагальнені висновки.

1. Обґрунтовано актуальність використання систем нечіткого висновку в задачах управління складними технічними об'єктами. Показано, що наявність неповної, неоднозначної або якісної інформації робить традиційні кількісні методи недостатньо ефективними. У таких умовах виникають труднощі при побудові жорстко детермінованих алгоритмів керування. Застосування нечітких понять, правил та процедур логічного висновку дозволяє формувати гнучкі, адаптивні алгоритми управління, здатні функціонувати в умовах значної невизначеності та варіативності параметрів.

2. Розглянуто математичний апарат теорії нечітких множин, включно з визначеннями нечіткої множини, функції приналежності, лінгвістичної змінної та основних способів формалізації нечіткої інформації. Проаналізовано базові операції над нечіткими множинами, які є фундаментом для побудови складніших моделей логічного висновку.

3. Деталізовано структуру системи нечіткого висновку та її складові елементи. Показано, що система нечіткого висновку включає базу правил, механізм імплікації, процедури агрегації, а також фузифікатор і дефузифікатор, які забезпечують взаємодію між реальними (чіткими) вхідними сигналами та їх нечіткими представленнями. Розглянуто два найпоширеніші підходи до побудови нечітких систем – систему Мамдані–Заде та модель Такагі–Сугено–Канга, які відрізняються способом формування вихідного сигналу та сферою ефективного застосування.

4. Показано, що одним із ключових напрямків використання нечітких систем є керування технічними об'єктами. Нечіткі моделі дозволяють формалізувати складні, нечітко визначені або нелінійні характеристики об'єкта у термінах

лінгвістичних змінних, що істотно спрощує процедуру побудови бази правил. Такий підхід забезпечує можливість інтерпретації вхідних та вихідних параметрів системи управління на рівні, близькому до експертних знань оператора.

5. Проаналізовано фактори, що визначають вибір системи управління електроприводом механізму переміщення візка зливкового стана гарячої прокати. Установлено, що наявність пружних зв'язків, варіативність навантажень та необхідність забезпечення високої динамічності руху роблять застосування нечітких методів управління найбільш доцільним. Вони дозволяють підвищити якість регулювання у широкому діапазоні режимів роботи та зменшити вплив зовнішніх збурень.

6. Сформульовано завдання дослідження, яке полягає у створенні ефективної нечіткої системи управління багатомасовою електромеханічною системою приводу візка зливкового. Метою є підвищення динамічних характеристик, забезпечення стабільності руху та покращення точності регулювання при дії випадкових або змінних збурень.

РОЗДІЛ 2

РОЗДІЛ 2. РОЗРАХУНОК СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО УПРАВЛІННЯ МЕХАНІЗМОМ ПЕРЕМІЩЕННЯ ВІЗКА ЗЛИВКОВОЗУ СТАНУ ГАРЯЧОЇ ПРОКАТКИ

2.1 Основні технічні характеристики візка зливковозу та формулювання вимог до системи управління

Механізм переміщення візка зливковоза є одним із ключових вузлів у технологічному процесі подачі злитків від нагрівальних колодязів до приймального рольганга стана гарячої прокатки. Від стабільності, точності та швидкодії його роботи значною мірою залежить ритмічність роботи всього прокатного комплексу, а також ефективність використання нагрівального обладнання та оптимальність температурного режиму злитків.

Для проведення розрахунків електроприводу, визначення необхідних параметрів виконавчих механізмів та синтезу системи автоматичного управління використовуються вихідні дані, наведені в таблиці 2.1.

Ці дані включають масо-габаритні показники зливковоза та злитка, кінематичні та динамічні параметри руху, передавальні характеристики редуктора, геометричні параметри ходової частини, а також експлуатаційні режими, що визначають необхідний діапазон швидкостей та умови розгону й гальмування. Сукупність цих характеристик формує основу для вибору типу електроприводу, визначення його потужності, моментних характеристик та вимог до регуляторів.

У процесі переміщення зливковоз проходить складну траєкторію, що включає прямолінійні ділянки, повороти та зони зниження швидкості перед зіштовхувачем. Кожна з цих ділянок накладає специфічні вимоги на систему управління:

- на прямолінійних ділянках необхідно забезпечити стабільний рух з робочою швидкістю при мінімальних коливаннях;

- на холостій гілці потрібні підвищені швидкості для скорочення транспортних витрат часу;
- перед зіштовхувачем та на поворотах система повинна забезпечувати плавне зниження швидкості без ривків і перевищення допустимих прискорень;
- у момент розвантаження – точне позиціонування візка при мінімальній швидкості.

Особливість роботи зливковоза полягає у значній різниці між завантаженим та порожнім режимами, а також у дії випадкових збурень, пов'язаних із зміною маси злитків, станом рейкового шляху, різноманітністю робочих циклів. Ці фактори зумовлюють необхідність використання системи керування, здатної адаптивно реагувати на зміну зовнішніх умов.

Вимоги до системи автоматичного управління

Система управління електроприводом механізму переміщення зливковоза має відповідати високим вимогам до швидкодії, точності та стійкості, оскільки якість регулювання безпосередньо впливає на продуктивність прокатного стану.

Основні вимоги включають:

1. Обмеження перерегулювання: перерегулювання швидкості при ступінчастому входному сигналі не повинно перевищувати 10 %. Це забезпечує відсутність різких стрибків та ривків під час зміни швидкісного режиму, що важливо для збереження механічних вузлів і безпеки транспортного процесу.

2. Час регулювання: час виходу системи на усталений режим не повинен перевищувати 5 секунд, що обумовлено необхідністю досягнення високої продуктивності та ритмічної роботи прокатного агрегату.

3. Стійкість до змін навантаження: система повинна зберігати стабільність у широкому діапазоні маси вантажу – від холостої гілки до максимального завантаження.

4. Плавність ходу: перехідні процеси не повинні викликати ударних навантажень у пружних механічних елементах ходової частини.

5. Можливість функціонування у багаторежимних умовах: управління має забезпечувати точне регулювання швидкості та позиції при різних робочих ділянках траєкторії.

З урахуванням цих вимог у подальших підрозділах буде виконано вибір структури електроприводу, математичне моделювання системи, аналіз її багатомасової динаміки та синтез нечіткого регулятора, здатного забезпечити оптимальну роботу приводу в умовах змінних навантажень і невизначеності параметрів об'єкта.

Таблиця 2.1 – Основні технічні характеристики злитковогоза

Найменування величини	Розмірність	Значення
1	2	3
Маса візка зливковогоза, $m_{\text{в}}$	кг	$31 \cdot 10^3$
Маса зливка, $m_{\text{зл}}$	кг	$17 \cdot 10^3$
Діаметр ходових коліс	м	0,9
Середній діаметр цапф підшипників коліс, $D_{\text{ц}}$	м	0,2
ККД редуктора, η	$\eta = 0,92$	0,92
Момент інерції обертових частин візка, $J_{\text{об}}$	кг · м ²	910
Протяжність траєкторії руху, S	м	280
Відстань від найбільш віддаленого колодязя до рольганга, $S_{\text{пр}}$	м	120м
Номінальна робоча швидкість, $V_{\text{роб}}$	м/с	4
Максимальна швидкість на холостій ділянці, $V_{\text{max}} = V_{\text{роб}}$	м/с	4
Перша ступінь швидкості при гальмуванні, V_1	м/с	3,3
Швидкість на закругленні перед зіштовхувачем, V_3	м/с	2,5

Продовження таблиці 2.1

Друга ступінь швидкості при гальмуванні, V_2	m/c	1,5
Швидкість на поворотах і перед зіштовхуванням, $V_{\text{п}}$	m/c	1,5
Мінімальна швидкість на холостій ділянці, V_{min}	m/c	0,7
Швидкість підходу до зіштовхувала, V_c	m/c	0,7
Прохідні траєкторії злитковозу після завантаження на ділянці 14 (згідно діаграми швидкості):		
V_1	m	4
V_3	m	4,5
$V_{\text{п}}$	m	6
V_c	m	1
Час стоянки біля колодязів, $t_{\text{п.1}}$	c	7
Час стоянки біля рольганга, $t_{\text{п.2}}$	c	7

2.2 Обґрунтування вибору типу електроприводу для механізму переміщення візка зливковоза

У сучасному прокатному виробництві з високим рівнем механізації та автоматизації технологічних процесів до допоміжних механізмів станів та їх електроприводів висуваються підвищені вимоги щодо швидкодії, точності управління та надійності роботи. Особливо це стосується механізмів, які безпосередньо впливають на ритмічність прокатного процесу, таких як зливковози.

Для обґрунтованого вибору електроприводу необхідно враховувати різноманітність допоміжних механізмів прокатних станів, їх конструктивні та кінематичні особливості. У загальному випадку допоміжні механізми поділяються на дві основні групи:

1. Оброблювальні механізми, робота яких пов'язана зі зміною форми прокатуваного металу, включають різки, правки, змотування та обробку поверхні металу, а також обв'язування та пакування продукції.

2. Транспортні механізми, які забезпечують переміщення металу: подачу заготовок до валків, транспортування прокатуваного металу, кантівку та переміщення заготовок між технологічними ділянками. Зливковоз відноситься саме до цієї категорії.

Електроприводи допоміжних механізмів можна класифікувати залежно від характеру регулювання основного технологічного параметра та специфіки механізму. До них відносяться:

- електроприводи правильних машин та дискових ножиць;
- електроприводи намотувальних та розмотувальних пристроїв;
- електроприводи рольгангів, кантователів та маніпуляторів;
- електроприводи зливковозів та інших транспортних механізмів;
- електроприводи натискних, обтискових, сортових та листових станів гарячого плющення.

Незважаючи на різноманітність функціональних механізмів, структури систем управління їх електроприводів можуть бути істотно уніфіковані. Основні типи систем регулювання включають:

1. Пропорційний або інтегро-пропорційний регулятор частоти обертання (або ЕРС) з підлеглим регулятором струму якоря;
2. Пропорційний або інтегро-пропорційний регулятор частоти з підлеглим регулятором струму та залежним управлінням потоком збудження;
3. Регулятори для дводвигунних приводів з живленням кожного якоря від окремого перетворювача;
4. Регулятори структур 1 та 2 для двохдвигунних приводів при паралельному включенні якоря з вирівнюванням навантаження;
5. Регулятори положення з підлеглими регуляторами швидкості і струму;
6. Регулятори частоти обертання для технологічно пов'язаних механізмів із синхронізацією переміщення виконавчих органів;

7. Регулятори потужності для намотувальних механізмів;
8. Регулятори струму з зовнішнім контуром швидкості та можливістю регулювання натягу.

Усі ці структури можуть бути модифіковані додаванням допоміжних пристроїв для завдання частоти обертання, пом'якшення механічних характеристик або інтеграції з іншими контурами управління. Це дозволяє адаптувати систему до конкретних технологічних завдань і умов роботи.

Зливковоз є транспортним механізмом реверсивного прокатного стану, безпосередньо обслуговуючим подачу злитків у кліті. Основна вимога до його електроприводу – забезпечення максимальної продуктивності агрегату, що передбачає роботу у повторно-короткочасному режимі з високою частотою включень. У таких умовах динаміка приводу при розгоні та гальмуванні є критичною, оскільки швидкість виконання кожного циклу переміщення безпосередньо впливає на ритмічність роботи стану.

Для забезпечення стабільного і ефективного управління електропривод повинен мати широкий діапазон регулювання швидкості – не менше 10:1, високий крутний момент при розгоні і гальмуванні, а також точне позиціонування в кінцевих точках траєкторії.

Враховуючи перелічені вимоги, оптимальним вибором для зливковоза є електропривод постійного струму з живленням від тиристорного перетворювача (система ТП-Д). Така система забезпечує:

- високу точність і плавність регулювання швидкості;
- швидке реагування на зміни навантаження;
- можливість реалізації різних типів регулюючих структур;
- надійність та зручність інтеграції у складні автоматизовані технологічні ланцюги прокатного стану.

Таким чином, вибір тиристорно-керованого електроприводу постійного струму дозволяє задовольнити всі експлуатаційні та технологічні вимоги до системи управління зливковозом і забезпечити високий рівень продуктивності прокатного процесу.

2.3 Розрахунок необхідної потужності електроприводу та попередній вибір двигуна

Для забезпечення ефективної роботи зливковоза в системі гарячої прокати необхідно визначити допустимі прискорення, уповільнення та швидкості на різних ділянках траєкторії руху. Основною умовою є відсутність пробуксування (прослизання) коліс по рейках, що визначає граничне лінійне прискорення:

$$a_1 < a_{\text{кр}} = \mu_6 \cdot g.$$

де $g = 9,81 \text{ м/с}^2$;

$\mu_6 = 0,15 \div 0,2$ – коефіцієнт тертя холодного металу об метал, приймаємо $\mu_6 = 0,15$.

$$a_{\text{кр}} = 0,15 \cdot 9,81 = 1,5 \text{ м/с}^2.$$

Враховуючи ці дані, приймаємо допустиме лінійне прискорення $a = 0,5 \text{ м/с}^2$. Це значення буде використовуватися для розрахунку часу і шляху проходження зливковоза на різних ділянках руху.

Розрахунок часу та шляху на окремих ділянках руху

Ділянка 1 – прискорення злитковоза із злитком до робочої швидкості:

$$t_1 = \frac{V_{\text{роб}}}{a},$$

$$t_1 = \frac{4}{0,5} = 8 \text{ с}.$$

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

$$S_1 = \frac{4}{2} \cdot 8 = 16 \text{ м}.$$

Ділянка 3 – гальмування від швидкості робочої швидкості до V_1

$$t_3 = \frac{V_{\text{роб}} - V_1}{a},$$

$$t_3 = 0,1 \frac{4 - 3,2}{0,5} = 1,6 \text{ с}.$$

$$S_3 = \frac{V_{\text{роб}} + V_1}{2} \cdot t_3,$$

$$S_3 = \frac{4 + 3,2}{2} \cdot 1,6 = 5,84 \text{ м}.$$

Ділянка 5 – гальмування від швидкості V_1 до V_3

$$t_5 = \frac{V_1 - V_3}{a},$$

$$t_5 = \frac{3,2 - 2,5}{0,5} = 1,4 \text{ с}.$$

$$S_5 = \frac{V_1 + V_3}{2} \cdot t_5,$$

$$S_5 = \frac{3,2 + 2,5}{2} \cdot 1,4 = 4 \text{ м}.$$

Ділянка 7 – гальмування від швидкості V_3 до $V_{\text{п}}$

$$t_7 = \frac{V_3 - V_{\text{п}}}{a},$$

$$t_7 = \frac{2,5 - 1,5}{0,5} = 2 \text{ с}.$$

$$S_7 = \frac{V_3 + V_{\text{п}}}{2} \cdot t_7,$$

$$S_7 = \frac{2,5 + 1,5}{2} \cdot 2 = 4 \text{ м}.$$

Ділянка 9 – гальмування від швидкості $V_{\text{п}}$ до $V_{\text{с}}$:

$$t_9 = \frac{V_{\text{п}} - V_{\text{с}}}{a},$$

$$t_9 = \frac{1,5 - 0,7}{0,5} = 1,6 \text{ с}.$$

$$S_9 = \frac{V_{\text{п}} + V_{\text{с}}}{2} \cdot t_9,$$

$$S_9 = \frac{1,5 + 0,7}{2} \cdot 1,6 = 1,76 \text{ м}.$$

Ділянка 11 – зупинка перед зіштовхувачем:

$$t_{11} = \frac{V_{\text{с}}}{a},$$

$$t_{11} = \frac{0,7}{0,5} = 1,4 \text{ с}.$$

$$S_{11} = \frac{V_{\text{с}}}{2} \cdot t_{11},$$

$$S_{11} = \frac{0,7}{2} \cdot 1,4 = 0,5 \text{ м}.$$

Час руху на ділянках 4,6,8 і 10 - рух із постійною швидкістю між прискореннями та гальмуванням:

$$t_4 = \frac{S_4}{V_1},$$

$$t_4 = \frac{4}{3} = 1,25 \text{ c} .$$

$$t_6 = \frac{S_6}{V_3} ,$$

$$t_6 = \frac{4,5}{2,5} = 1,8 \text{ c} .$$

$$t_8 = \frac{S_8}{V_n} ,$$

$$t_8 = \frac{6}{1,5} = 4 \text{ c} .$$

$$t_{10} = \frac{S_{10}}{V_c} ,$$

$$t_{10} = \frac{1}{0,7} = 1,43 \text{ c} .$$

Ділянки 13 і 17 – проходження поворотів з обмеженою швидкістю V_{π} :

$$t_{13} = t_{17} = \frac{S_{\pi}}{V_{\pi}} ,$$

$$t_{13} = t_{17} = \frac{20}{1,5} = 13,33 \text{ c} .$$

Ділянки 14 і 16 – розгін від швидкості V_{π} до $V_{\max} = V_{\text{роб}}$ і гальмування від $V_{\text{роб}}$ до V_{π} :

$$t_{14} = t_{16} = \frac{V_{\text{роб}} - V_{\pi}}{a} ,$$

$$t_{14} = t_{16} = \frac{4 - 1,5}{0,5} = 5 \text{ с}.$$

$$S_{14} = S_{16} = \frac{V_{\text{роб}} + V_{\text{п}}}{2} \cdot t_{13},$$

$$S_{14} = S_{16} = \frac{4 + 1,5}{2} \cdot 5 = 16,25 \text{ м}.$$

Ділянка 2 – рух злитковоза із зливком із сталою швидкістю $V_{\text{роб}}$

$$\begin{aligned} S_2 &= S_{\text{пр}} - (S_1 + S_2 + S_3 + S_4 + S_5 + S_6 + S_7 + S_8 + S_9 + S_{10} + S_{11} + S_{12} + S_{18}) = \\ &= 120 - (16 + 5,84 + 4 + 4 + 4,5 + 4 + 6 + 1,8 + 1 + 0,5 + 2,25 + 2,25) = 65 \text{ м}. \end{aligned}$$

$$t_2 = \frac{S_2}{V_{\text{роб}}},$$

$$t_2 = \frac{65}{4} = 16,9 \text{ с}.$$

Ділянка 15 – рух злитковоза без зливка із сталою швидкістю $V_{\text{роб}}$

$$S_{15} = S_{\text{пр}} - (S_{13} + S_{15}),$$

$$S_{15} = 120 - 2 \cdot 16,25 = 87,5 \text{ м}.$$

$$t_{15} = \frac{S_{14}}{V_{\text{роб}}},$$

$$t_{15} = \frac{87,5}{4} \cong 22 \text{ с}.$$

Ділянки 12 і 18 – розгін до швидкості $V_{\text{п}}$ після зіштовхувала і гальмувань від швидкості $V_{\text{п}}$ до 0 перед нагрівальним колодязем

$$t_{12} = t_{18} = \frac{V_{\Pi}}{a} ,$$

$$t_{12} = t_{18} = \frac{1,5}{0,5} = 3 \text{ с} .$$

$$S_{12} = S_{18} = \frac{V_{\Pi}}{2} \cdot t_{12} ,$$

$$S_{12} = S_{18} = \frac{1,5}{2} \cdot 3 = 2,25 \text{ м} .$$

Сумарний час роботи злитковоза

$$t_{\text{роб}} = \sum_{i=1}^{18} t_i ,$$

$$t_{\text{роб}} = 8 + 17 + 1,6 + 1,25 + 1,4 + 1,8 + 2 + 4 + 1,6 + 1,4 + 1,4 + \\ + 3 + 13,3 + 5 + 22 + 5 + 13,3 + 3 = 106 \text{ с} .$$

- Час циклу з урахуванням пауз:

$$T_{\text{ц}} = t_{\text{роб}} + t_{\text{п}} ,$$

$$T_{\text{ц}} = 106 + 2 \cdot 8 = 122 \text{ с} .$$

Еквівалентна тривалість включення електроприводу:

$$ПВ_{\text{е}} = \frac{t_{\text{роб}}}{T_{\text{ц}}}$$

$$ПВ_{\text{е}} = \frac{106}{122} \cdot 100\% = 86,9\%$$

На основі отриманих розрахунків формується швидкісна діаграма руху зливковоза, яка відображає зміну швидкості на всіх ділянках траєкторії від старту до зупинки.

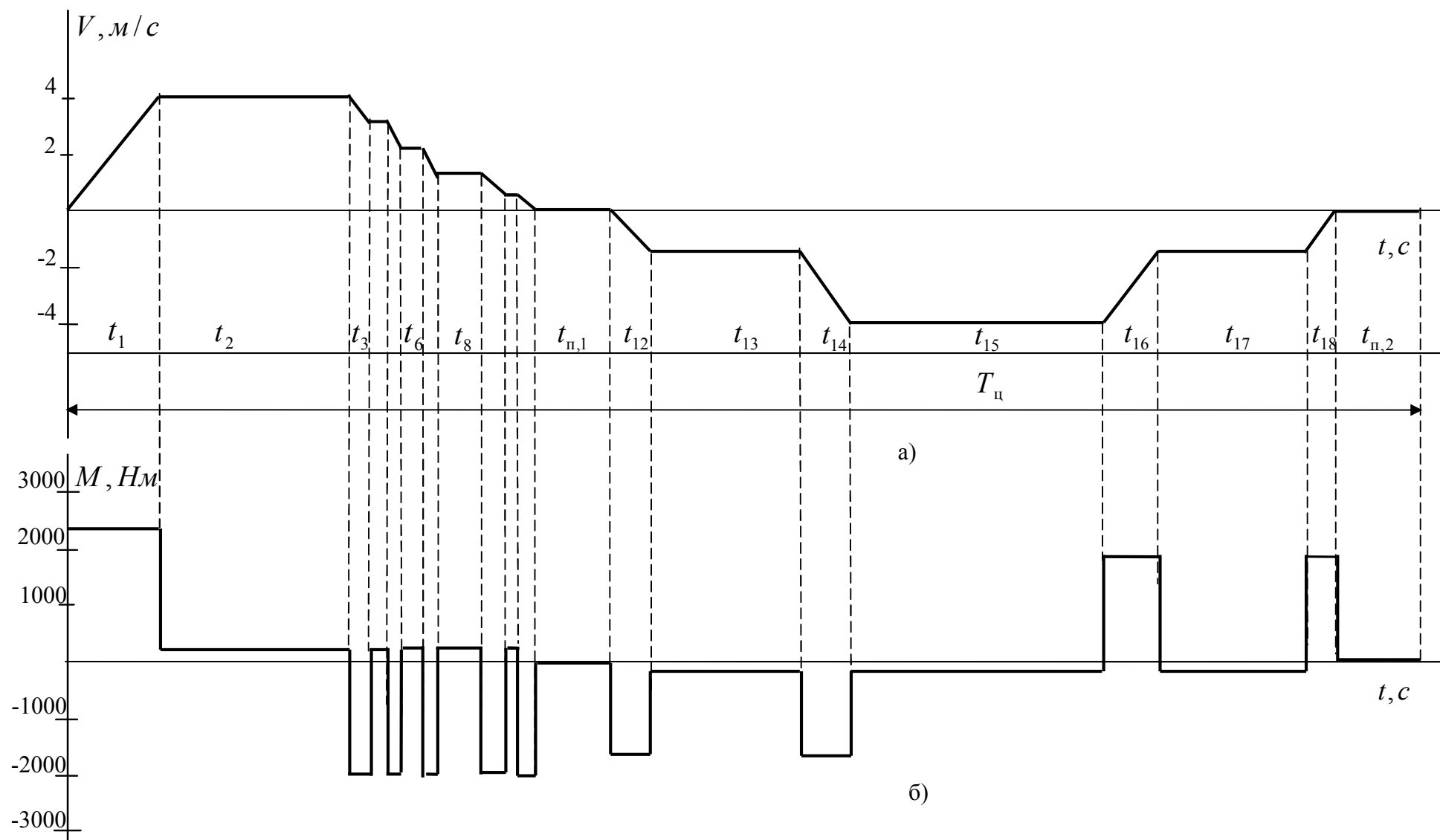


Рисунок 2.1 – Діаграми електроприводу: а) швидкісна, б) навантажувальна

2.4 Побудова швидкісної діаграми електроприводу візка зливковогоза

Для забезпечення надійної роботи зливковогоза в системі гарячої прокатки необхідно правильно вибрати електродвигун, здатний забезпечити потрібні прискорення та уповільнення при русі злитка. В першу чергу визначаємо переважувальну здатність двигуна, розрахувавши орієнтовний пусковий момент на основі заданих граничних прискорень і уповільнень.

Статичний момент при русі злитковогоза із зливком.

Статичний момент, що долає сили тертя та втрати в механізмах, визначається як:

$$M_c = \frac{m_{зл} + m_{в}}{\eta} \left(\mu \frac{D_{ц}}{2} + \varphi \right) \beta g ,$$

де η – ККД редуктора;

$\mu = 0,008 \div 0,01$ – коефіцієнт тертя в підшипниках кочення;

$\varphi = (0,5 \div 0,8) \cdot 10^{-3}$ – коефіцієнт тертя кочення ходового колеса;

$\beta = 1,5 \div 2,0$ – коефіцієнт тертя реборд об рейки

$$M_c = \frac{10^3 (17 + 31)}{0,92} \left(0,01 \cdot \frac{0,2}{2} + 0,7 \cdot 10^{-3} \right) \cdot 1,6 \cdot 9,8 = 1390 \text{ Нм} .$$

Динамічні моменти.

1. Для подолання сил інерції поступально рухомих мас:

$$M_{\text{дин.1}} = \frac{(m_{зл} + m_{в}) \cdot a \cdot D_{к}}{2\eta} ,$$

$$M_{\text{дин.1}} = \frac{10^3 (17 + 31) \cdot 0,5 \cdot 0,9}{2 \cdot 0,92} = 11739 \text{ Нм} .$$

2. Для подолання сил інерції частин зливковогоза, що обертаються (без урахування моменту інерції двигуна):

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

$$M_{\text{дин.2}} = \frac{2 \cdot 910 \cdot 0,5}{0,9} = 1011 \text{ Нм}.$$

Попередній розрахунок потужності двигуна.

Попередня потужність двигуна визначається за формулою:

$$P_{\text{дв}} \geq \frac{M_{\text{с}} + M_{\text{дин.1}} + M_{\text{дин.2}}}{\lambda} \cdot \frac{2V_{\text{пр}}}{D_{\text{к}}},$$

де λ – допустимий коефіцієнт перевантаження двигуна; для двигунів постійного струму $\lambda = 2 \div 2,5$.

$$P_{\text{дв}} \geq \frac{1390 + 11739 + 1011}{2} \cdot \frac{2 \cdot 4}{0,9} = 49,7 \cdot 10^3 \text{ Вт}.$$

Вибір двигуна.

На основі розрахованої потужності $P_{\text{дв}}$ з серії двигунів для повторно-короткочасного режиму вибираємо електродвигун Д814 з такими технічними характеристиками:

Номінальна потужність $P_{\text{н}} = 55 \text{ кВт}$

Номінальна напруга $U_{\text{н}} = 220 \text{ В}$

Номінальна частота обертання $n_{\text{н}} = 565 \text{ об/хв}$

Номінальний струм $I_{\text{н}} = 280 \text{ А}$

Тривалість включення $ПВ = 40\%$

Опір якоря і додаткових полюсів $R_{\text{я}} + R_{\text{дп}} = 0,013 \text{ Ом}$

Число активних провідників обмотки якоря $N = 608$

Число паралельних гілок якоря $2a = 8$.

Число полюсів $2p = 4$.

Магнітний потік полюса $\Phi_{\text{н}} = 82,1 \cdot 10^{-3} \text{ Вб}$.

Момент інерції якоря $J_{\text{дв}} = 10,25 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$

Розрахунок кінематичних параметрів електроприводу.

1. Кутова швидкість коліс зливковогоза:

$$\omega_{\text{к}} = \frac{2V_{\text{роб}}}{D_{\text{к}}},$$

$$\omega_{\text{к}} = \frac{2 \cdot 4}{0,9} = 8,9 \text{ с}^{-1}.$$

2. Номінальна швидкість обертання двигуна:

$$\omega_{\text{н}} = \frac{\pi n_{\text{н}}}{30},$$

$$\omega_{\text{н}} = \frac{3,14 \cdot 565}{30} = 59,1 \text{ с}^{-1}.$$

3. Передавальне число редуктора

$$i = \frac{\omega_{\text{н}}}{\omega_{\text{к}}},$$

$$i = \frac{59,1}{8,9} = 6,64.$$

4. Номінальний момент двигуна

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

$$M_{\text{н}} = \frac{55 \cdot 10^3}{59,1} = 931 \text{ Нм}.$$

Ці розрахунки дозволяють визначити оптимальний двигун постійного струму, який забезпечує широкий діапазон регулювання швидкостей (не менше 10:1), високу динаміку при прискоренні та гальмуванні, а також необхідну перевантажувальну здатність для роботи зливковоза у повторно-короткочасному режимі.

2.5 Формування діаграми навантаження електроприводу

Для оцінки працездатності електродвигуна зливковоза виконується побудова навантажувальної діаграми та перевірка його параметрів на нагрів і перевантаження.

Розрахунок моментів на валу двигуна.

Статичний момент при русі злитковоза із злитками зі сталою швидкістю, приведений до валу двигуна, визначається як:

$$M_c^{np} = \frac{M_c}{i},$$

$$M_c^{np} = \frac{1390}{6,64} = 209 \text{ Нм}.$$

Статичний момент порожнього зливковоза зі сталою швидкістю:

$$M_{c.xx}^{np} = \frac{m_b}{\eta \cdot i} \left(\mu \frac{D_{ц}}{2} + \varphi \right) \beta g,$$

$$M_{c.xx}^{np} = \frac{31 \cdot 10^3}{6,64 \cdot 0,92} \left(0,01 \frac{0,2}{2} + 0,7 \cdot 10^3 \right) \cdot 1,6 \cdot 9,8 = 103 \text{ Нм}.$$

3. Динамічний момент для подолання сил інерції поступально рухомих мас при русі злитка:

$$M_{дин.л.хх}^{np} = \frac{m_b a D_k}{2 \eta i},$$

$$M_{\text{дин.1.хх}}^{\text{пр}} = \frac{11739}{6,64} = 1768 \text{ Нм}.$$

4. Динамічний момент для подолання сил інерції обертових частин зливково-
ковоза, приведений до валу двигуна з урахуванням моменту інерції двигуна:

$$M_{\text{дин.2}}^{\text{пр}} = \frac{2J_{\Sigma\text{об}}a}{D_{\text{к}}i},$$

де

$$J_{\Sigma\text{об}} = J_{\text{об}} + J_{\text{дв}} \cdot i^2,$$

$$J_{\Sigma\text{об}} = 910 + 10,25 \cdot 6,64^2 = 1471 \text{ кг} \cdot \text{м}^2,$$

$$M_{\text{дин.2}}^{\text{пр}} = \frac{2 \cdot 1471 \cdot 0,5}{0,9 \cdot 6,64} = 246 \text{ Нм}.$$

Розрахунок результуючого моменту.

Результуючий момент на валу двигуна на різних ділянках руху зливково-
за визначається сумою статичного та динамічних моментів:

Для ділянок рівномірного руху (2,4,6,8,10):

$$M_I = M_{\text{с}}^{\text{пр}} = 141 \text{ Нм}.$$

Для ділянок прискорення та гальмування (1,3,5,7,9,11):

$$M_{II} = M_{\text{с}}^{\text{пр}} + M_{\text{дин.1}}^{\text{пр}} + M_{\text{дин.2}}^{\text{пр}},$$

$$M_{II} = 209 + 1763 + 246 = 2218 \text{ Нм}.$$

$$M_{III} = M_{\text{с}}^{\text{пр}} - M_{\text{дин.1}}^{\text{пр}} - M_{\text{дин.2}}^{\text{пр}},$$

$$M_{III} = 209 - 1763 - 246 = -1726 \text{ Нм}.$$

Для ділянок руху з порожнім зливковозом (13,15,17):

$$M_{IV} = M_{\text{с.хх}}^{\text{пр}} = 98 \text{ Нм}.$$

Для розгону та уповільнення після зіткнувача (12,14,16,18):

$$M_{VI} = M_{с.хх}^{np} - M_{дин.1.хх}^{np} - M_{дин.2}^{np} ,$$

$$M_V = 103 + 1232 + 246 = 1601 \text{ Нм} .$$

$$M_{VI} = M_{с.хх}^{np} - M_{дин.1.хх}^{np} - M_{дин.2}^{np} ,$$

$$M_{VI} = 103 - 1232 - 246 = -1375 \text{ Нм} .$$

На підставі цих розрахунків будується навантажувальна діаграма електроприводу (рис. 2.1, б).

2.6 Перевірка обраного двигуна за умовами теплового режиму і перевантажувальної здатності

Для оцінки допустимого нагріву визначається еквівалентний середньоквадратичний момент електроприводу:

$$M_e = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{18} M_i^2 t_i}{\sum_{i=1}^{18} t_i}} . \quad (2.1)$$

Підставивши числові значення в (2.1) , отримуємо $M_e = 643 \text{ Нм} .$

Умова відповідності номінального моменту двигуна:

$$M_n \geq M_e^{np} , \quad (2.2)$$

де M_e^{np} – еквівалентний приведений момент

$$M_e^{np} = M_e \sqrt{\frac{PB_e}{PB_{ст}}} ,$$

$$M_{\epsilon}^{\text{np}} = 643 \cdot \sqrt{\frac{87}{40}} = 914 \text{ Нм}.$$

Оскільки умова (2.2) виконується, двигун задовольняє вимогам по нагріву.

Перевірка по перевантажувальній здатності.

Перевірка здійснюється за співвідношенням:

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

де $M_{\text{max}} = M_{II} = 2218 \text{ Нм}$ – максимальний момент електроприводу на ділянках руху;

$M_{\text{дв max}}$ – максимальний момент двигуна

$$M_{\text{дв max}} = \lambda \cdot M_{\text{н}},$$

λ – допустима перевантажувальна здатність; $\lambda = 2,5$

$$M_{\text{дв max}} = 2,5 \cdot 931 = 2228 \text{ Нм}.$$

Для обраного двигуна виконується умова $M_{\text{max}} \leq M_{\text{дв max}}$, тому двигун відповідає вимогам перевантажувальної здатності.

2.7 Вибір і обґрунтування основного електроустаткування для системи електроприводу

Для проектування електроприводу зливковогоза необхідно правильно підібрати комплектне силове обладнання, яке забезпечить потрібні робочі характеристики двигуна та безпечну експлуатацію.

1. Вибір перетворювача напруги. З каталогу обрано тиристорний перетворювач типу КТЕ, що має наступні технічні параметри:

- номінальна випрямлена напруга: $U_{\text{дн}} = 230\text{В}$;
- номінальний випрямлений струм: $I_{\text{дн}} = 500\text{А}$.

2. Вибір трансформатора. Для живлення перетворювача обрано трансформатор типу ТСЗП–250/0,7 УЗ, виконання 2 з параметрами:

- номінальна напруга первинної обмотки: $U_{1\text{л}} = 380\text{В}$
- номінальна напруга вторинної обмотки: $U_{2\text{л}} = 208\text{В}$; $U_{2\text{ф}} = 118\text{В}$;
- номінальний струм вторинної обмотки: $I_{2\text{н}} = 653\text{А}$;
- номінальна потужність: $S_{\text{н}} = 235\text{кВА}$;
- втрати холостого ходу: $P_{\text{хх}} = 915\text{Вт}$;
- втрати короткого замикання: $P_{\text{кз}} = 3800\text{Вт}$;
- напруга короткого замикання: $U_{\text{кз}} = 4,5\%$;
- струм холостого ходу: $I_{\text{хх}} = 3,4\%$.

3. Вибір згладжуючого реактора. Для обмеження пульсацій струму і стабілізації роботи перетворювача використовується реактор типу ФРОС–250/0,5 УЗ:

- номінальний струм: $I_{\text{рн}} = 800\text{А}$;
- індуктивність: $L_{\text{р}} = 0,6 \cdot 10^3\text{Гн}$;
- активний опір: $R_{\text{р}} = 0,002\text{Ом}$.

Цей реактор забезпечує необхідне згладжування пульсацій струму в ланцюзі електроприводу і відповідає розрахунковим вимогам.

2.8 Розрахунок параметрів силового кола електроприводу та їх вплив на систему управління

Сумарна індуктивність кола ланцюга визначається як:

$$L_{\text{я}\Sigma} = L_{\text{я}} + 2 \cdot L_{\text{т}} + L_{\text{р}}.$$

$L_{\text{як}}$ – індуктивність якорного ланцюга електродвигуна, яка обчислюється за формулою:

$$L_{\text{як}} = \gamma \cdot \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{н}}} \cdot \frac{1}{\omega_{\text{н}} p},$$

де γ – коефіцієнт, що враховує компенсацію, $\gamma = 0,6$ для некомпенсованих машин;

$$L_{\text{як}} = 0,6 \cdot \frac{30 \cdot 220}{59,13 \cdot 280 \cdot 4} = 0,00214 \text{ Гн}$$

$L_{\text{т}}$ – індуктивність трансформаторної обмотки

$$L_{\text{т}} = \frac{x_{\text{т}}}{\omega_{\text{м}}} = \frac{U_{\text{кз}} \cdot U_{2\phi}}{I_{\text{н}} \cdot \omega_{\text{м}}};$$

$\omega_{\text{м}} = 2\pi f = 2 \cdot 3,14 \cdot 50 = 314 \text{ с}^{-1}$ – кутова частота мережі

$$L_{\text{т}} = \frac{0,047 \cdot 118}{653 \cdot 314} = 0,027 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

Індуктивність згладжуючого реактора $L_{\text{р}} = 0,6 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$.

Сумарна індуктивність:

$$L_{\Sigma} = 0,00214 + 2 \cdot 0,027 \cdot 10^{-3} + 0,6 \cdot 10^{-3} = 0,0023 \text{ Гн}.$$

Перевірка індуктивності для згладжування пульсацій.

Необхідна індуктивність якірного кола визначається з умови обмеження пульсацій струму:

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

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

$U_{\text{п}}$ – напруга першої гармоніки випрямленої напруги, для кута управління

$$\alpha = 90^\circ \quad \frac{U_{\text{п}}}{U_{\text{д0}}} = 0,27.$$

U_{d0} – максимальна напруга тиристорного перетворювача при куті $\alpha = 0$

$$U_{d0} = \frac{U_{2\phi}}{k_U},$$

k_U – коефіцієнт пульсацій першої гармоніки, для трифазної мостової схеми випрямлення $k_U = 0,428$

$$U_{d0} = \frac{118}{0,428} = 276 \text{ В}$$

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

Виконана перевірка показує, що вибраний реактор задовольняє умови згладжування пульсацій ($L_{d \text{ необх}} < L_{\Sigma}$).

Сумарний опір якірного кола:

$$R_{\Sigma} = R_{\text{як}} + 2 \cdot R_{\text{т}} + R_{\text{екв}} + R_{\text{р}};$$

де $R_{\text{як}}$ – опір електродвигуна з урахуванням температурного коефіцієнта:

$$R_{\text{як}} = \alpha_t \cdot (R_{\text{я}} + R_{\text{дп}} + R_{\text{ко}}),$$

$R_{\text{я}}, R_{\text{дп}}, R_{\text{ко}}$ – активний опір обмотки якоря, обмотки додаткових полюсів і компенсаційної обмотки, згідно паспортних даних двигуна $R_{\text{я}} + R_{\text{дп}} = 0,013 \text{ Ом}$;
 $R_{\text{ко}} = 0$;

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

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

$R_{\text{т}}$ – опір трансформатора

$$R_T = \frac{\Delta P_{\text{кз}}}{m_T \cdot I_{2\text{н}}^2};$$

m_T – число фаз трансформатора

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

$R_{\text{екв}}$ – еквівалентний опір перетворювача:

$$R_{\text{екв}} = \frac{m \cdot x_T}{2\pi} = \frac{m \cdot U_{\text{кз}} \cdot U_{2\text{ф}}}{2\pi \cdot I_{2\text{н}}};$$

m – пульсність випрямлення; для трифазної мостової схеми $m = 6$;

$$R_{\text{екв}} = \frac{6 \cdot 0,045 \cdot 118}{2 \cdot 3,14 \cdot 653} = 0,0081 \text{ Ом}.$$

R_p – опір згладжуючого реактора; $R_p = 0,002 \text{ Ом}$;

$$R_{\Sigma} = 0,01768 + 2 \cdot 0,00287 + 0,0081 + 0,002 = 0,02997 \text{ Ом}.$$

Електромагнітна постійна часу електроприводу:

$$T_e = \frac{L_{\Sigma}}{R_{\Sigma}},$$

$$T_e = \frac{0,00232}{0,02997} = 0,077 \text{ с}.$$

Електромагнітна постійна якірного кола електродвигуна:

$$T_a = \frac{L_{\text{як}}}{R_{\text{як}}},$$

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

Електромеханічна постійна часу:

$$T_m = J_\Sigma \cdot \frac{R_{я\Sigma}}{c^2},$$

де J_Σ – результуючий момент інерції, приведений до валу двигуна

$$J_\Sigma = J_{д\Sigma} + J_{пр}.$$

$J_{д\Sigma}$ – момент інерції двигуна і жорстко пов'язаних з ним елементів механічної частини приводу; приймаємо $J_{д\Sigma} = 1,2 \cdot J_d = 1,2 \cdot 10,25 = 12,3 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$.

$J_{пр}$ – приведений момент інерції поступально і обертальний рухомих мас завантаженого злитковоза:

$$J_{пр} = \frac{(m_{зл} + m_b) \cdot D_k^2}{2^2 i^2} + \frac{J_{об}}{i^2},$$

$$J_{пр} = \frac{(17 + 31) \cdot 10^3 \cdot 0,9^2}{2^2 \cdot 6,64^2} + \frac{910}{6,64^2} = 220 + 21 = 241 \text{ кг} \cdot \text{м}^2,$$

$$J_\Sigma = 12,3 + 241 = 253,3 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

c – постійна проти-ЕРС двигуна

$$c = k \cdot \Phi_n = \frac{E_{дв}}{\omega_n},$$

де k – конструктивний коефіцієнт двигуна;

Φ_n – номінальний магнітний потік;

$E_{дв}$ – ЕРС двигуна при номінальній швидкості:

$$E_{дв} = U_n - I_n \cdot R_{яц},$$

$$E_{дв} = 220 - 280 \cdot 0,01768 = 215 \text{ В}.$$

$$c = k \cdot \Phi_{\text{н}} = \frac{215}{59,13} = 3,64.$$

$$T_{\text{м}} = 253,3 \cdot \frac{0,02997}{3,64^2} = 0,59 \text{ с}.$$

Коефіцієнт посилення двигуна

$$k_{\text{д}} = \frac{1}{c},$$

$$k_{\text{д}} = \frac{1}{3,64} = 0,275.$$

Передавальний коефіцієнт тиристорного перетворювача в статичному режимі:

$$k_{\text{тп}} = \frac{1,3U_{\text{д0}}}{U_{\text{у max}}},$$

$U_{\text{у max}}$ – амплітудне значення напруги управління, приймаємо
 $U_{\text{у max}} = 10 \text{ В}:$

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

Таким чином, виконаний вибір силового обладнання та розрахунок параметрів силового кола забезпечує:

- стабільну роботу електроприводу зливковогоза,
- дотримання пульсацій струму в допустимих межах,
- необхідні динамічні характеристики для подальшого синтезу системи управління.

2.9 Визначення оптимальної структури системи автоматичного управління

Електроприводи зливковозів працюють у повторно-короткочасному реверсивному режимі з високою частотою включень. Це зумовлює підвищені вимоги до динамічних характеристик електроприводу, особливо при розгоні та гальмуванні. Крім того, електропривод повинен мати широкий діапазон регулювання швидкості для забезпечення ефективної роботи механізму в різних режимах.

Система автоматичного управління (САУ) повинна забезпечувати:

- необхідні механічні характеристики електроприводу як у статиці, так і в динаміці;
- високу якість перехідних процесів;
- оптимізацію роботи електроприводу за заданими показниками при різних умовах експлуатації.

Для досягнення цих вимог використовують замкнуті системи управління, де контроль і регулювання здійснюються за допомогою зворотного зв'язку. Ключовим показником якості перехідного процесу є час виходу параметра системи на стабільне значення при допустимому перерегулюванні. Наприклад, для швидкості переміщення зливковоза допустиме перерегулювання не повинно перевищувати 10%, а час досягнення цього рівня визначає ефективність побудованої системи управління.

Характер переходу від одного стану до іншого визначається взаємозв'язками постійних часу між складовими елементами системи. Високоякісний перехідний процес досягається шляхом точного налаштування цих взаємозв'язків через використання регуляторів, які коригують вплив основних інерцій об'єкта управління.

Загальний підхід до створення систем автоматичного управління полягає в побудові структурних схем, де кожен елемент представлений математичною моделлю, а регулятори включені в систему для компенсації інерційних і дина-

мічних властивостей об'єкта. У реальних умовах найбільш ефективним є використання систем підлеглого регулювання, де основні параметри електроприводу регулюються послідовно через внутрішні контури. Це дозволяє зменшити вплив динамічних затримок та досягти більш точного керування.

Кожен контур системи автоматичного управління складається з двох основних елементів: об'єкта регулювання та регулятора. У разі електроприводу зливковогоза доцільним є використання двоконтурної системи підлеглого управління:

- Внутрішній контур регулює струм електродвигуна, забезпечуючи швидке реагування на зміни навантаження;
- Зовнішній контур замкнений по ЕРС двигуна та регулює швидкість переміщення зливковогоза, забезпечуючи необхідну точність та плавність руху.

Системи регулювання швидкості із зворотним зв'язком по ЕРС особливо ефективні у випадках, коли точність регулювання не є критично високою, а основна мета – забезпечення стабільного і плавного переміщення зливка. Завдяки простоті реалізації та надійності вони переважають серед електроприводів загальнопромислових механізмів, що робить їх оптимальним рішенням для механізму переміщення візка зливковогозу.

2.10 Синтез послідовного корегуючого пристрою для внутрішнього контуру струму

Контур струму в більшості систем підлеглого регулювання є внутрішнім контуром. Тому розрахунок параметрів і їх остаточний вибір при експериментальному доведенні багатоконтурної системи починають з контура струму. Оскільки швидкодія системи в цілому визначається внутрішнім контуром, то, отже, правильний розрахунок параметрів контура струму є найбільш відповідальним етапом проектування систем підлеглого регулювання.

Алгоритмічна схема системи показана на рис. 2.2,а. На виході датчика струму встановлений фільтр у вигляді аперіодичної ланки, постійна часу якого

$T_{\text{дт}}$ вибрана так, щоб обмежити пульсації вихідної напруги датчика до рівня, при якому СІФУ працює без збоїв, і аналогові підсилювачі контура працюють з постійним коефіцієнтом посилення.

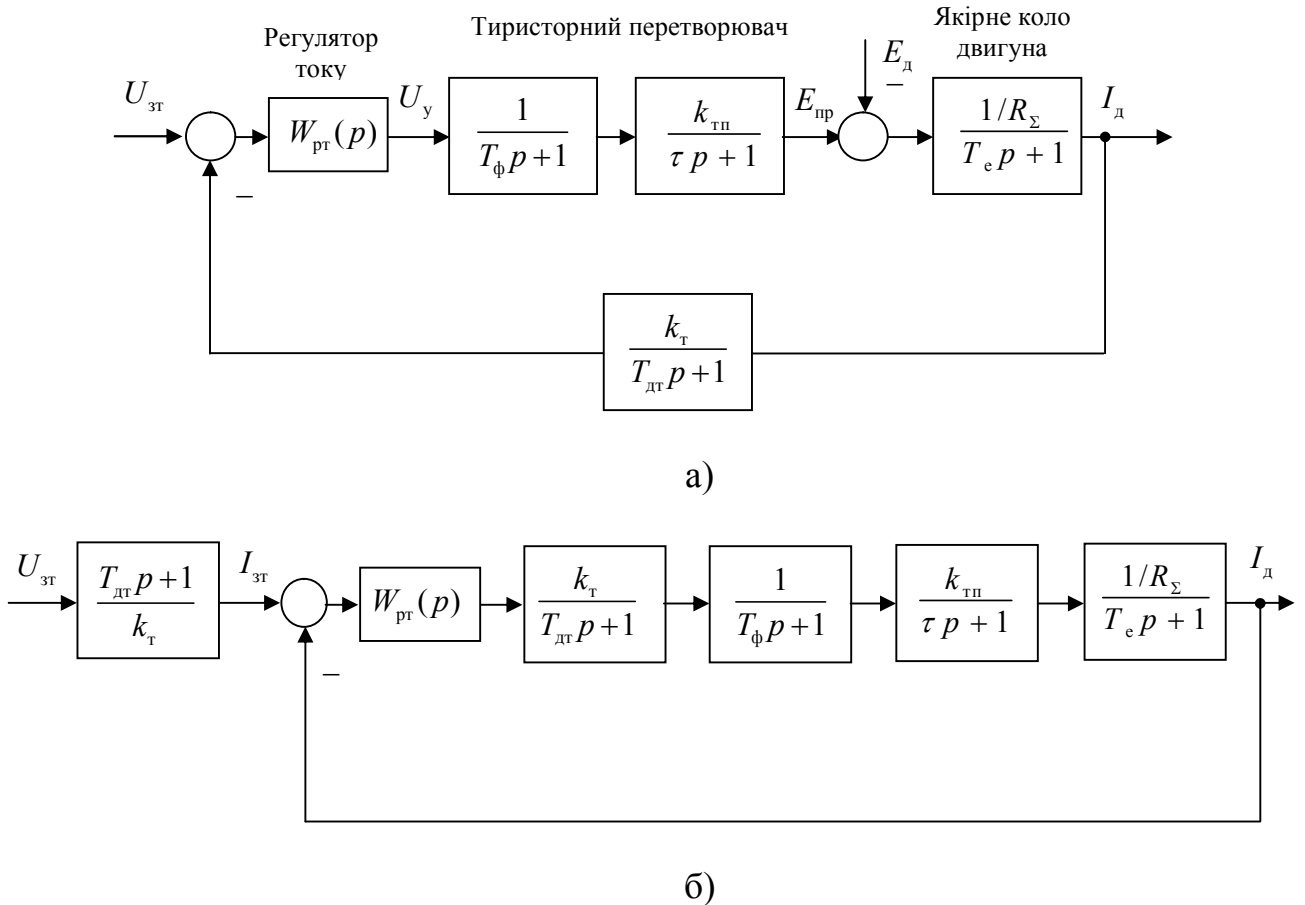


Рисунок 2.2 – Алгоритмічна схема контура струму:
а – початкова (вихідна) схема;; б – еквівалентна схема
з одиничним зворотним зв'язком

На вході СІФУ також встановлений фільтр із постійною часу $T_{\text{ф}}$, який забезпечує згладжування швидких перехідних змін напруги.

Динамічні властивості тиристорного перетворювача разом із СІФУ описуються передавальною функцією виду:

$$W_{\text{тп}}(p) = \frac{k_{\text{тп}}}{1 + \tau p} ,$$

де $k_{\text{тп}}$ – коефіцієнт посилення тиристорного перетворювача разом із СІФУ;
 τ – середньостатистичне запізнювання перетворювача, визначене як:

$$\tau = \frac{1}{2mf} ,$$

де m – число пульсацій випрямленої ЕРС за період мережі (для трифазної мостової схеми $m = 6$);

f – частота мережі

$$\tau = \frac{1}{2 \cdot 6 \cdot 50} = 0,00167 \text{ с} .$$

Об'єкт регулювання контура струму включає якорний ланцюг двигуна, який є аперіодичною ланкою з постійною часу T_e і коефіцієнтом посилення $1/R_\Sigma$, тиристорний перетворювач із системою імпульсно-фазового управління, а також датчик струму із фільтром на виході.

Для застосування методики синтезу послідовного коректуючого пристрою схему перетворюють у алгоритмічну схему з одиничним зворотним зв'язком (рис. 2.2,б). Аперіодичні ланки з малими постійними часу $T_{\text{дт}}$, $T_{\text{ф}}$ і τ об'єднуються в одну ланку з малою некомпенсованою постійною часу $T_{\text{мт}}$:

$$T_{\text{мт}} = \tau + T_{\text{дт}} + T_{\text{ф}} .$$

За практичними нормами значення $T_{\text{мт}}$ приймають у межах 1–5 мс; у даному випадку $T_{\text{мт}} = 0,005 \text{ с}$.

Ланка $(1 + T_{\text{дт}}p)$ у блоці, який розташований на вході замкненого контуру з одиничним зворотним зв'язком, відповідно до загальноприйнятої методики синтезу, не враховується.

В результаті отримуємо розрахункову алгоритмічну схему контуру струму, що представлена на рис. 2.3.

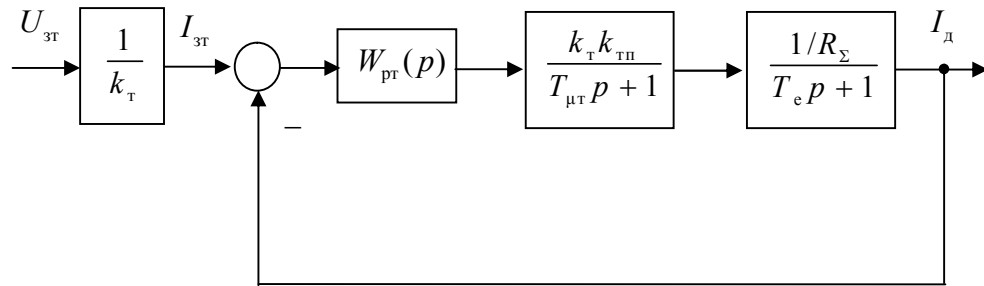


Рисунок 2.3 – Розрахункова алгоритмічна схема контуру струму, використана для моделювання та синтезу регулятора

На підставі отриманої розрахункової схеми (рис. 2.4) проводять оптимізацію контура струму за модульним критерієм, де бажана передавальна функція замкненого контуру має вигляд:

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

Передавальна функція об'єкта управління згідно алгоритмічної схеми рис. 2.3 дорівнює:

$$W_{\text{об т}}(p) = \frac{k_{\text{т}}k_{\text{тп}}}{(T_{\text{мт}}p + 1)} \cdot \frac{1/R_{\Sigma}}{(T_{\epsilon}p + 1)}.$$

Бажана передавальна функція контуру струму:

$$W_{\text{бт}}(p) = W_{\text{рг}}(p) \cdot W_{\text{об т}}(p),$$

Відповідно, передавальна функція регулятора струму визначається як:

$$W_{\text{рг}}(p) = \frac{W_{\text{бт}}(p)}{W_{\text{об т}}(p)} = \frac{\frac{1}{2T_{\text{мт}}p(1 + T_{\text{мт}}p)}}{\frac{k_{\text{т}} \cdot k_{\text{тп}}}{(T_{\text{мт}}p + 1)} \cdot \frac{1/R_{\Sigma}}{(T_{\epsilon}p + 1)}} = k_{\text{рг}} \cdot \frac{T_{\text{рг}}p + 1}{T_{\text{рг}}p},$$

де $k_{\text{рт}}$ - коефіцієнт посилення регулятора;

$T_{\text{рт}}$ – постійна часу регулятора:

$$k_{\text{рт}} = \frac{T_a}{2T_{\mu\text{т}}(1/R_{\Sigma})k_{\text{т}}k_{\text{тп}}},$$

$$T_{\text{рт}} = T_{\text{е}};$$

$k_{\text{т}}$ – коефіцієнт підсилення зворотного зв'язку за струмом:

Отриману передавальну функцію регулятора струму $W_{\text{рт}}(p)$ можна реалізувати у вигляді стандартного пропорційно-інтегрального (ПІ) регулятора.

Величину $k_{\text{т}}$ визначаємо з

$$I_{\text{д max}} \cdot k_{\text{т}} = U_{\text{зт max}},$$

$I_{\text{д max}}$ – максимальний струм якірного ланцюга приймаємо як:

$$I_{\text{ш}} = I_{\text{д max}} = 2,5I_{\text{н}}$$

$$I_{\text{я max}} = 2,5 \cdot 280 = 700 \text{ A}$$

$U_{\text{зт max}}$ – максимальної напруги струму (вихідна напруга швидкості),
прийmemo $U_{\text{зт max}} = 24 \text{ В}$

$$k_{\text{т}} = \frac{U_{\text{зт max}}}{I_{\text{д max}}},$$

$$k_{\text{т}} = \frac{24}{700} = 0,034.$$

Передавальна функція замкнутого контура струму, оптимізованого за модульним критерієм, має :

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

Отримана передавальна функція замкнутого оптимізованого контура струму забезпечує швидкий та точний перехідний процес, а її налаштування означає реальну швидкодію системи підлеглого регулювання, яка безпосередньо впливає на якість управління швидкістю і моментом електроприводу.

2.11 Синтез послідовного корегуючого пристрою для зовнішнього контуру ЕРС

Для регулювання ЕРС використовується **датчик ЕРС**, який на вході сумує два сигнали:

- 1) напругу, пропорційну падінню напруги на двигуні;
- 2) напругу, пропорційну струму (сигнал струмової компенсації).

Сигнал, пропорційний напрузі двигуна, знімається з ділянки і через апериодичний фільтр з постійною часу T_a подається на один із входів датчика ЕРС. На другий вхід подається сигнал струмової компенсації. Додатковий апериодичний фільтр з постійною часу T_a на вході системи усуває підвищене перерегулювання струму при зміні задаючого сигналу.

Якщо коефіцієнт посилення ланцюга струмової компенсації $k_{\text{тк}}$ обраний відповідно до умови:

$$k_{\text{тк}} = k_{\text{н}} R_{\text{як}}, \quad (2.3)$$

де $k_{\text{н}}$ – коефіцієнт посилення контура зворотного зв'язку по напрузі, сигнал на вході регулятора ЕРС

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

залишається стабільним і не викликає зайвого перерегулювання струму

Алгоритмічна схема контура ЕРС показана на рис. 2.4.

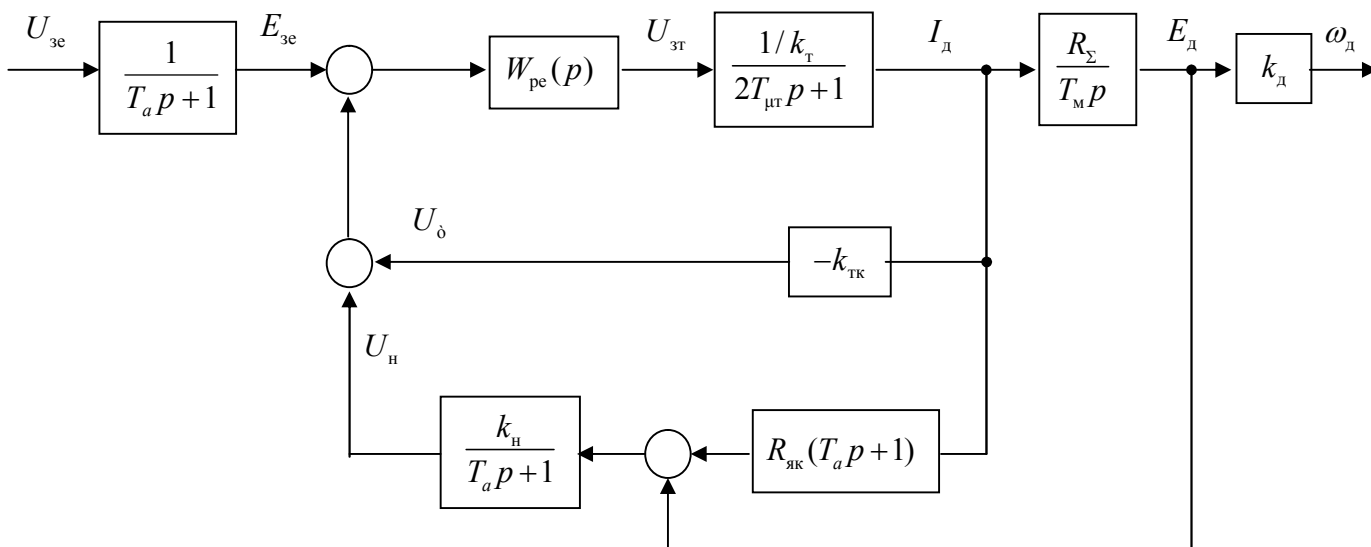


Рисунок 2.4 – Алгоритмічна схема системи керування із зворотним зв'язком по ЕРС

Після перетворення за умовою (2.3) отримано спрощену схему з одиничним зворотним зв'язком (рис. 2.5–2.6), де аперіодична ланка $\frac{1}{T_a p + 1}$ у каналі зворотного зв'язку врахована для уникнення додаткового перерегулювання.

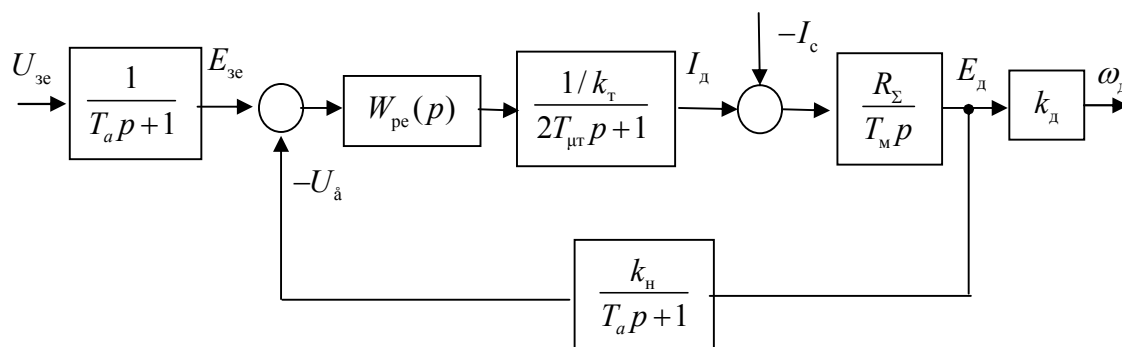


Рисунок 2.5 – Модифікована алгоритмічна схема системи

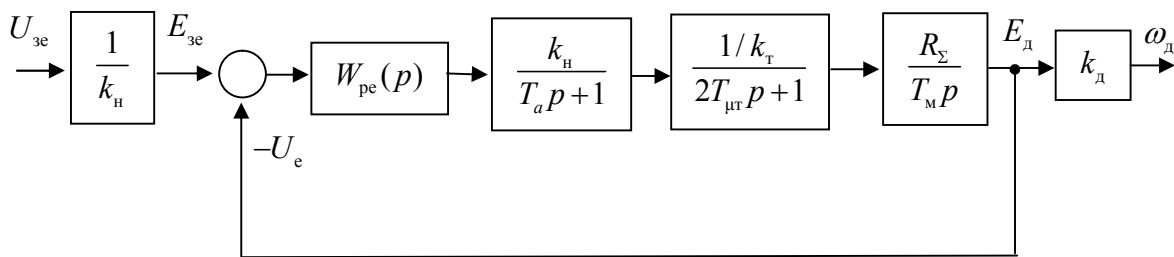


Рисунок 2.6 – Розрахункова алгоритмічна система з одиничним зворотним зв'язком

Передавальна функція об'єкта регулювання контура ЕРС має вигляд:

$$W_{об\ e} = \frac{k_n R_\Sigma / k_t}{p T_m (T_{\mu e} p + 1)},$$

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

$$T_{\mu e} = T_a + 2T_{\mu t},$$

$$T_{\mu e} = 2 \cdot 0,005 + 0,077 = 0,087 \text{ с}.$$

Через те, що мала некомпенсована стала контуру ЕРС включає T_a , швидкість реакції та статична точність регулювання проектованої системи виявляються у $\frac{T_{\mu e}}{T_{\mu t}}$ разів нижчими порівняно із системою, яка використовує зворотний зв'язок за швидкістю.

Бажаний вигляд передавальної функції розімкненого контуру ЕРС, оптимізованого за симетричним критерієм, можна подати у формі:

$$W_{\bar{o}e}(p) = \frac{1 + 4T_{\mu e}p}{8T_{\mu e}^2 p^2 (1 + T_{\mu e}p)}.$$

Відповідно, передавальна функція регулятора ЕРС набуває вигляду

$$W_{\text{pe}}(p) = \frac{W_{\text{бе}}}{W_{\text{об е}}(p)} = \frac{\frac{1 + 4T_{\mu\epsilon}p}{8T_{\mu\epsilon}^2 p^2 (1 + T_{\mu\epsilon}p)}}{\frac{k_{\text{н}} R_{\Sigma}}{k_{\text{т}}}} = \frac{T_{\text{м}} k_{\text{т}}}{2T_{\mu\epsilon} k_{\text{н}} R_{\Sigma}} \cdot \frac{1 + 4T_{\mu\epsilon}p}{4T_{\mu\epsilon}p} \cdot \frac{p T_{\text{м}} (T_{\mu\epsilon}p + 1)}{p T_{\text{м}} (T_{\mu\epsilon}p + 1)}.$$

Таким чином, отримана передавальна функція відповідає типовій конфігурації ПІ-регулятора..

Визначаємо параметри, що входять до складу контура ЕРС.

Коефіцієнт підсилення зворотного зв'язку по напрузі визнач як відношення максимального значення ЕРС двигуна $E_{\text{д max}}$ до напруги завдання $U_{\text{зе max}}$, яка відповідає $E_{\text{д max}}$:

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

Приймаємо $U_{\text{зе max}} = 24 \text{ В}$; $E_{\text{д max}} = U_{\text{н}} = 220 \text{ В}$

$$k_{\text{н}} = \frac{24}{220} = 0,109.$$

Передавальний коефіцієнт струмової компенсації визначається як:

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

$$k_{\text{тк}} = 0,109 \cdot 0,01768 = 1,93 \cdot 10^{-3}.$$

Передавальні функції системи можна подати у вигляді:

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

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

$$W_{I_d, U_{3e}}(p) = \frac{I_d(p)}{U_{3e}(p)} = \frac{T_m}{k_H R_\Sigma} \cdot \frac{pB(p)}{A(p)};$$

$$W_{I_d, I_{ct}}(p) = \frac{I_d(p)}{I_{ct}(p)} = \frac{B(p)}{A(p)},$$

де поліноми $A(p)$ і $B(p)$ визначаються наступним чином:

$$A(p) = 8T_{\mu e}^3 p^3 + 8T_{\mu e}^2 p^2 + 4T_{\mu e} p + 1;$$

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

Алгоритмічна схема системи представлена на рис. 2.7. На цій схемі тиристорний перетворювач поданий як аперіодична ланки з постійною часу $T_{\text{тп}} = T_{\phi} + \tau$.

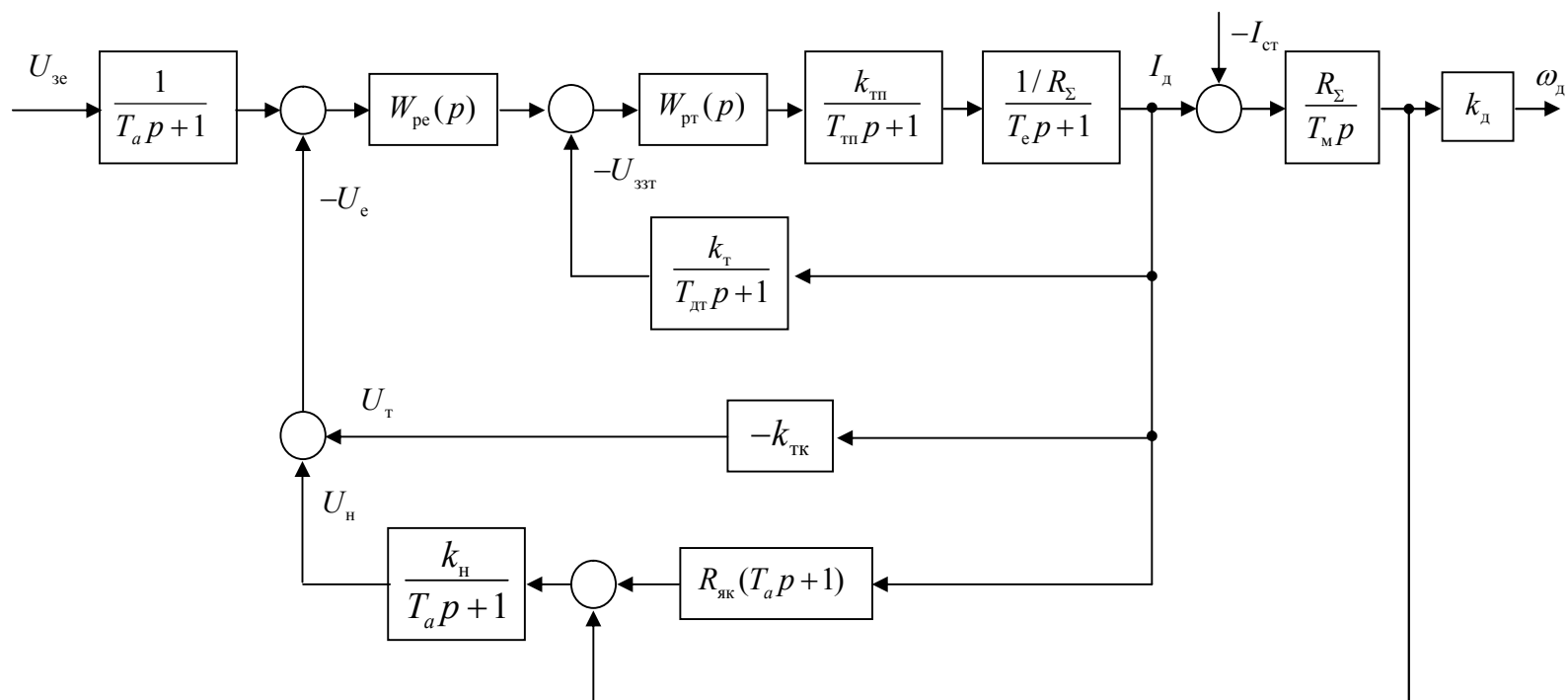


Рисунок 2.7 – Алгоритмічна схема системи регулювання швидкості із зворотним зв'язком по ЕРС

Перетворимо алгоритмічну схему системи підпорядкованого регулювання швидкості, що включає контур струму, налаштований за модульним критерієм, та контур ЕРС, оптимізований за симетричним критерієм, показану на рисунку 2.7, у форму, представлену на рисунку 2.8. Таке перетворення здійснене за умови, що коефіцієнт підсилення ланцюга струмової компенсації прийнятий рівним $k_{\text{тк}} = k_{\text{н}} R_{\text{як}}$, де $k_{\text{н}}$ – коефіцієнт підсилення ланцюга зворотного зв'язку по напрузі.

На схемі, представлений на рисунку 2.8, використані наступні позначення:

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

$k_{\text{пе}}, k_{\text{іе}}$ – коефіцієнти підсилення пропорційної та інтегральної частин регулятора ЕРС. Значення цих параметрів можуть бути отримані із передавальної функції регулятора ЕРС:

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

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

$U_{\text{іс}}$ – напруга на виході інтегральної частини регулятора струму;

$k_{\text{пе}}, k_{\text{іе}}$ – коефіцієнти підсилення пропорційної та інтегральної частин регулятора струму. Значення цих параметрів визначаються з передавальної функції регулятора струму:

$$W_{\text{рс}}(p) = \frac{R_{\Sigma}}{2T_{\text{мс}} k_{\text{тп}} k_{\text{с}}} \cdot \frac{1 + T_{\text{е}} p}{p} = \frac{R_{\Sigma} T_{\text{е}}}{2T_{\text{мс}} k_{\text{тп}} k_{\text{с}}} + \frac{R_{\Sigma}}{2T_{\text{мс}} k_{\text{тп}} k_{\text{с}}} \frac{1}{p} = k_{\text{пс}} + \frac{k_{\text{іс}}}{p},$$

$$k_{\text{пс}} = \frac{R_{\Sigma} T_{\text{е}}}{2T_{\text{мс}} k_{\text{тп}} k_{\text{с}}}, \quad k_{\text{іс}} = \frac{R_{\Sigma}}{2T_{\text{мс}} k_{\text{тп}} k_{\text{с}}}.$$

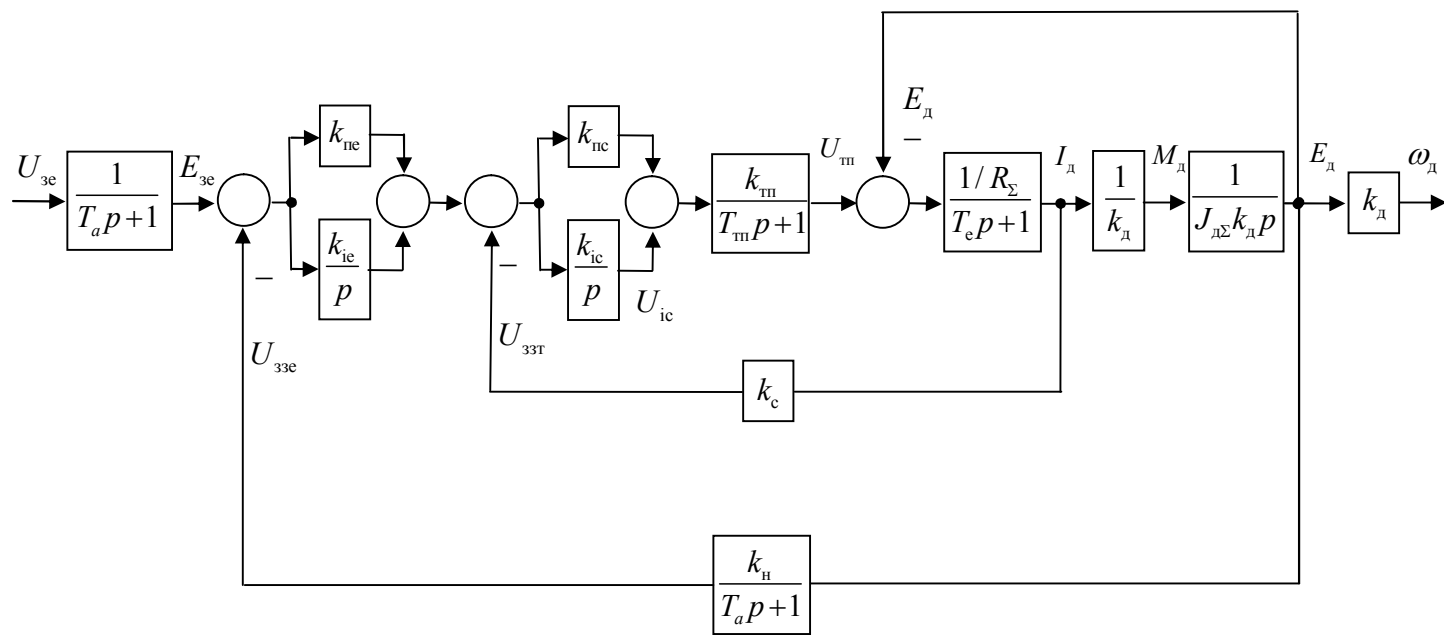


Рисунок 2.8 – Модифікована алгоритмічна схема системи

В передавальній функції двигуна замість електромеханічної постійної часу T_m записано:

$$T_m = \frac{R_\Sigma \cdot J_{\Sigma}}{(k\Phi_H)^2} = R_\Sigma J_{\Sigma} \cdot k_d^2; \quad k_d = 1/k\Phi_H.$$

На схемі також відображено зворотний зв'язок по ЕРС двигуна.

Спрощена версія алгоритмічної схеми показана на рис. 2.9. Контур струму представлено як послідовне з'єднання аперіодичної та інтегруючої ланки з одиничним зворотним зв'язком. Сигнал на виході першої ланки пропорційний рівню електроприводу P .

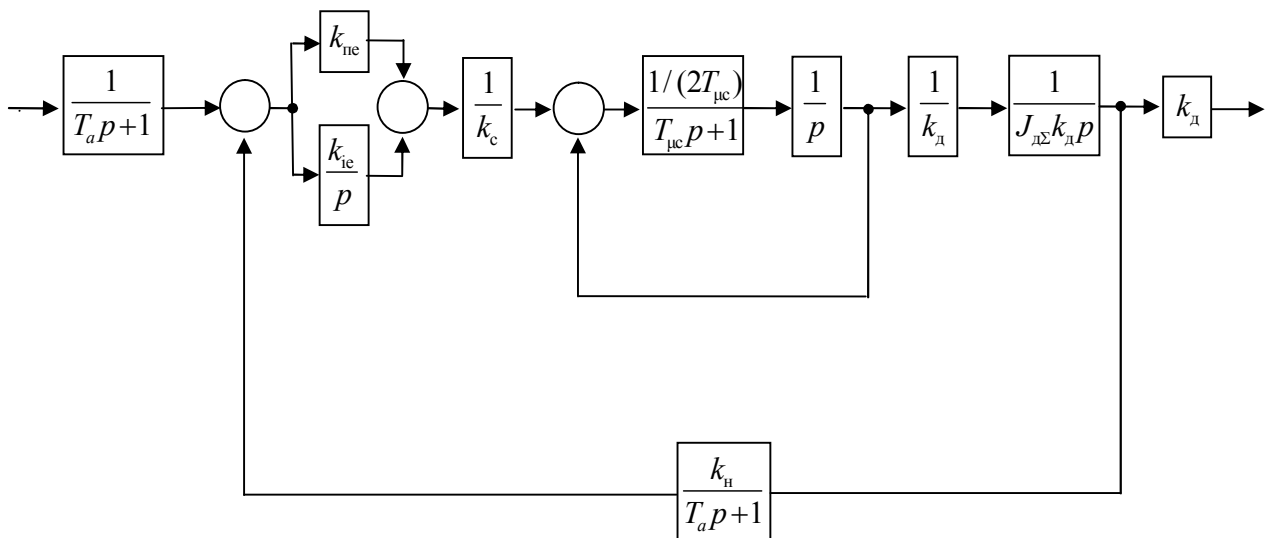


Рисунок 2.9 – Спрощена алгоритмічна схема системи управління

2.12 Дослідження та аналіз динамічних характеристик системи управління

Перехідні процеси системи визначались з застосуванням середовища MATLAB. Ця система дозволяє виконувати розрахунки перехідних процесів на основі передавальних функцій системи, векторно-матричних рівнянь або за допомогою схемних моделей, створених у SIMULINK.

Для моделювання системи була розроблена модель, представлена на рисунку 2.10. Схема моделі побудована відповідно до алгоритмічної схеми, наведеної на рисунку 2.8. Спрощена версія моделі системи, створена на основі алгоритмічної схеми рисунку 2.9, наведена на рисунку 2.11.

На рисунках 2.12 і 2.13 показані графіки перехідних процесів швидкості ω_d та струму двигуна I_d у відповідь на задавальний сигнал. При налаштуванні системи на симетричний оптимум спостерігається суттєве перерегулювання швидкості, яке складає 43,3%.

Для зменшення перерегулювання доцільно включити вхідний фільтр із постійною часу $4T_{\mu e}$. У результаті перерегулювання знижується до 8,1%, проте при цьому збільшується час першого узгодження системи. Графіки $\omega_d = f(t)$ і $I_d = f(t)$ з фільтром та без нього позначені як «1» і «2» відповідно.

Таким чином, модель системи дозволяє оцінити динамічну поведінку електроприводу зливковогоза, налаштувати контур струму та ЕРС, а також оптимізувати перехідні процеси для забезпечення стабільної та точного управління швидкістю та моментом.

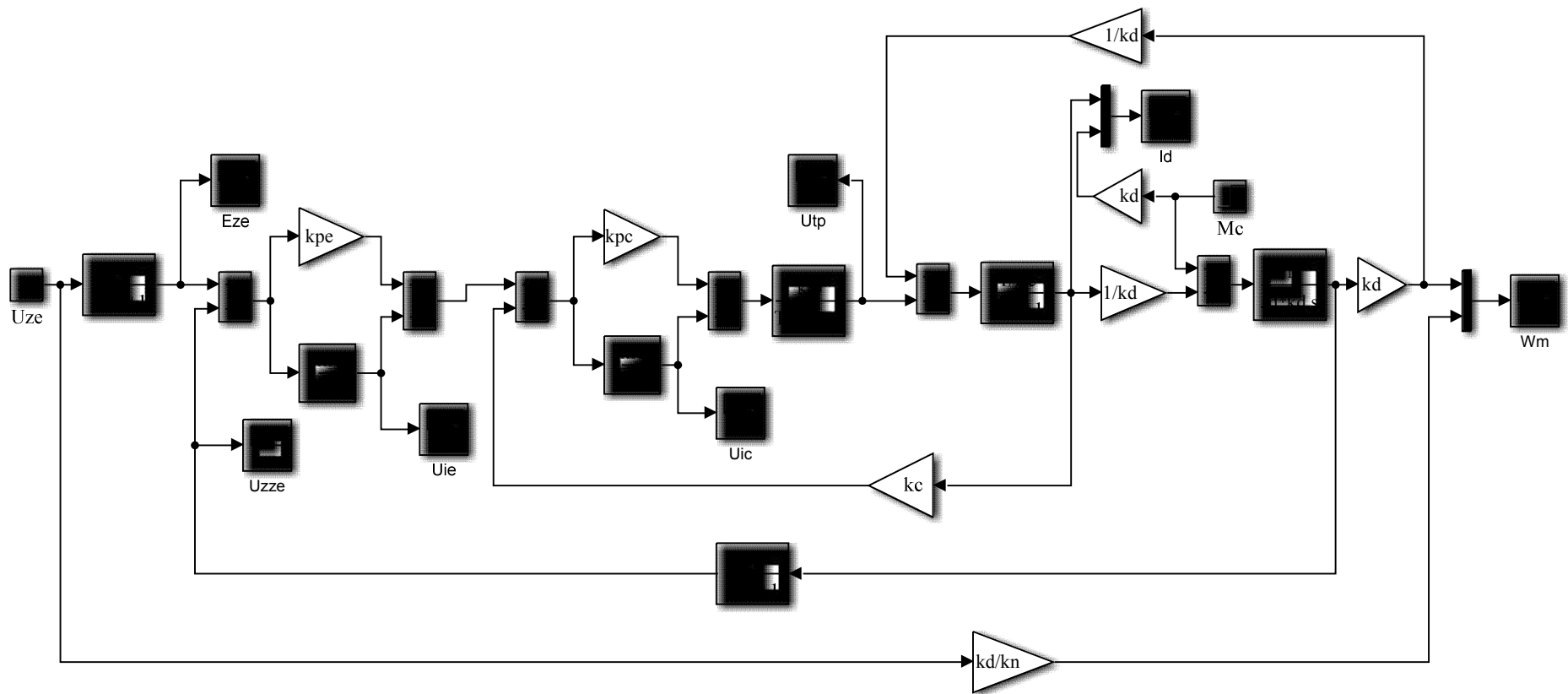


Рисунок 2.10 – Модель системи, реалізована у середовищі MATLAB/SIMULINK

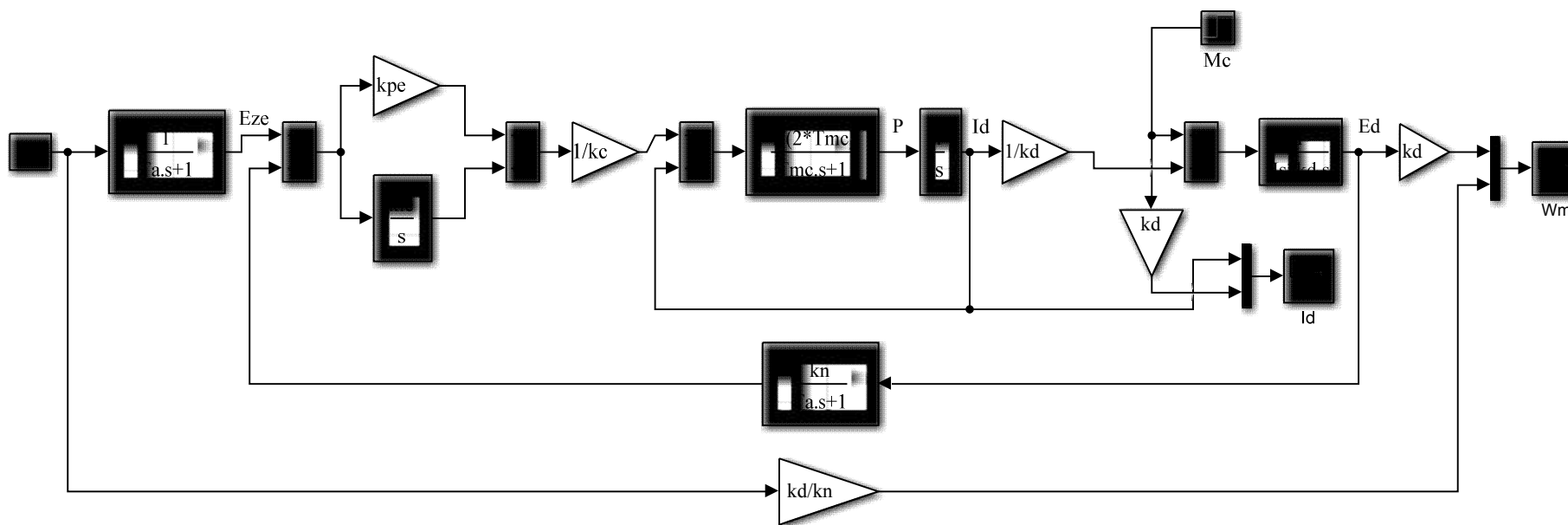
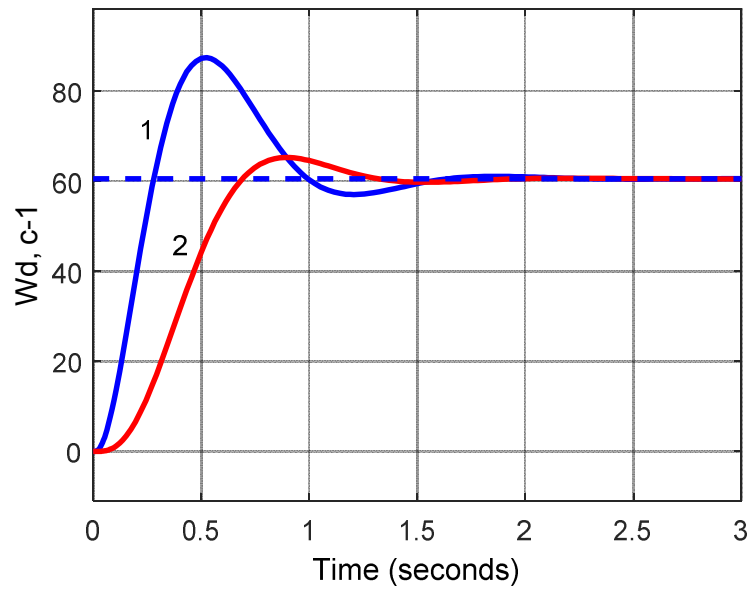
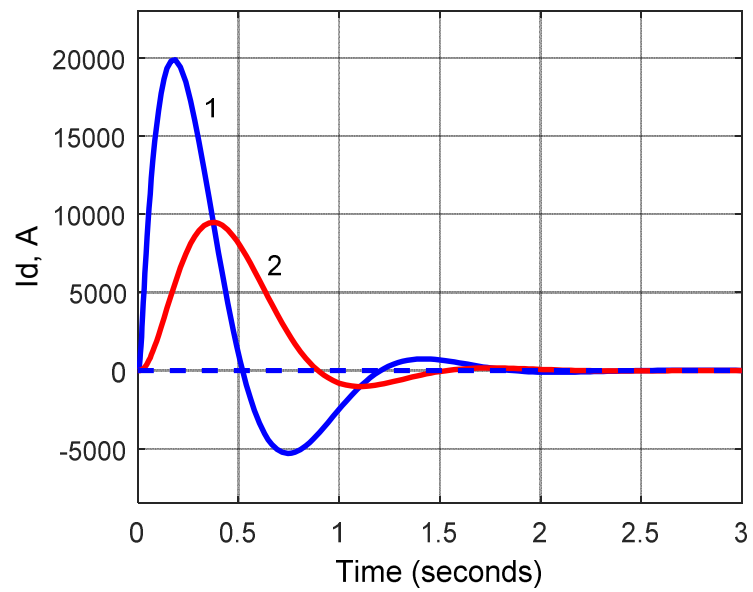


Рисунок 2.11 – Спрощена версія моделі системи у MATLAB/SIMULINK



а)



б)

Рисунок 2.12 – Перехідні процеси швидкості $\omega_d = f(t)$ а)

і струму $I_d = f(t)$ б) по задаючій дії

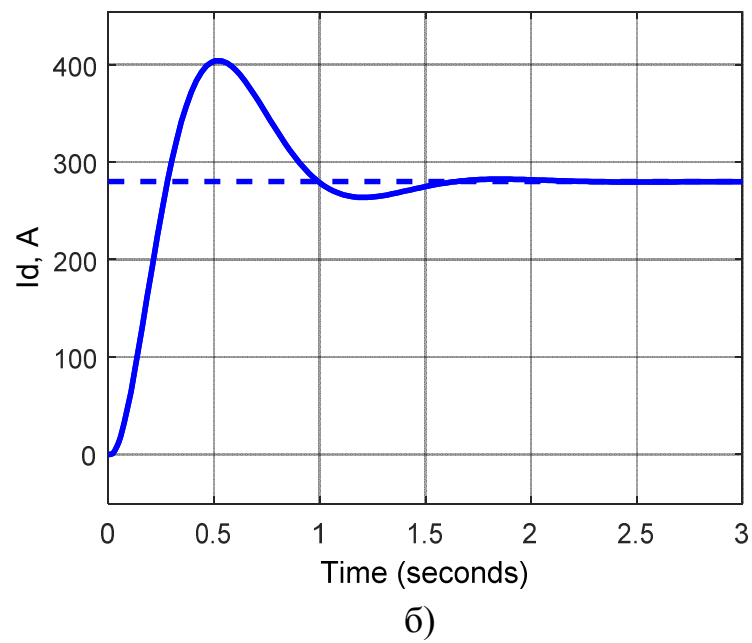
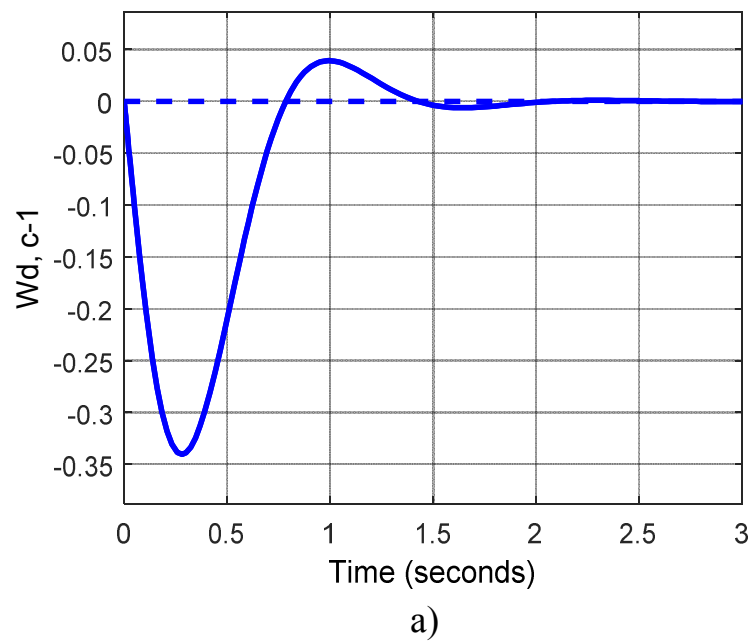


Рисунок 2.13 – Перехідні процеси швидкості $\omega_d = f(t)$ а)
і струму $I_d = f(t)$ б) по збурюючій дії

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 2

1. Вибір типу електроприводу. На підставі аналізу технічних характеристик механізму переміщення візка зливковоза та вимог до його електроприводу визначено, що оптимальним є електропривод постійного струму з живленням від тиристорного перетворювача (система ТП–Д). Такий тип приводу забезпечує високу динаміку при розгоні та гальмуванні, широкий діапазон регулювання швидкості (не менше 10:1), а також стабільну роботу у повторно-короткочасному реверсивному режимі з великою частотою включень, що характерно для роботи допоміжних механізмів прокатного стану. Вибір даної системи дозволяє забезпечити максимальну продуктивність технологічного агрегату, зменшити втрати часу при маніпуляціях зі зливками та підвищити загальну ефективність роботи стану гарячої прокатки.

2. Розрахунок і перевірка електродвигуна. Виконано детальний вибір електродвигуна з урахуванням потужності, моменту, інерційних характеристик та робочих режимів. Для перевірки адекватності обраного двигуна проведено розрахунок швидкісної та навантажувальної діаграм електроприводу, а також визначено еквівалентний момент, який характеризує середню механічну навантаженість двигуна при різних режимах роботи. Результати показали, що обраний двигун задовольняє вимоги за нагрузочною здатністю та тривалістю роботи без перегріву, а також має достатній запас потужності для роботи у критичних режимах, що гарантує надійність системи протягом тривалого часу експлуатації.

3. Розрахунок параметрів силового кола. Проведено розрахунок основних параметрів силового кола електроприводу: сумарної індуктивності, опору ланцюга, електромагнітної та електромеханічної постійних часу, передавального коефіцієнта тиристорного перетворювача. Ці параметри є ключовими для синтезу системи автоматичного управління, оскільки визначають швидкодію системи, якість перехідних процесів і точність регулювання швидкості. Розрахунок показав, що використане обладнання (трансформатор, тиристорний перетворю-

вач та згладжуючий реактор) забезпечує необхідні умови для стабільної роботи електроприводу та ефективного керування струмом двигуна.

4. Вибір структури системи автоматичного управління. Для забезпечення високих показників регулювання та оптимізації динамічних властивостей електроприводу обрано двоконтурну систему підлеглого регулювання, де внутрішній контур регулює струм, а зовнішній – швидкість з замиканням по ЕРС двигуна. Така структура дозволяє:

- компенсувати інерційність об'єкта управління;
- забезпечити необхідну точність вихідних параметрів;
- оптимізувати перехідні процеси;
- зменшити вплив збурювань і коливань механізму.

5. Виконано синтез коректуючих пристроїв контурів. Для формування високоякісних перехідних процесів проведено синтез ПІ-регуляторів. Контур струму оптимізовано по модульному критерію, що дозволяє зменшити пульсації та забезпечити швидке реагування на зміни завдання. Контур ЕРС оптимізовано по симетричному критерію, що забезпечує збалансовану роботу системи щодо перерегулювання і часу встановлення. Внаслідок цього система є астатичною другого порядку по задавальній дії та астатичною першого порядку по збурюючій дії, що гарантує точне слідування сигналу завдання та стійку роботу при зовнішніх впливах.

6. Моделювання та дослідження динаміки системи. Розроблено модель системи в MATLAB/SIMULINK, що дозволяє проводити детальні дослідження перехідних процесів по задавальній та збурюючій діях. Моделювання показало, що при налаштуванні системи на симетричний оптимум спостерігається значне перерегулювання швидкості (~43,3%). Для його зменшення введено фільтр з постійною часу на вході системи, що знизило перерегулювання до допустимого рівня (~8,1%), хоча час першого узгодження дещо збільшився. Така корекція дозволяє забезпечити оптимальний баланс між швидкодією та стабільністю системи.

РОЗДІЛ 3

РОЗДІЛ 3. АНАЛІЗ І ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМИ З УРАХУВАННЯМ ПРУЖНИХ ЕЛЕМЕНТІВ

3.1 Конструктивно-розрахункова модель механічних компонентів електроприводу

У попередніх розділах механічна частина електроприводу представлялася у вигляді ідеалізованої абсолютно жорсткої приведенної ланки, що не відображає реального характеру взаємодії елементів машини. Насправді ж механічні зв'язки – вали, муфти, зубчасті зачеплення, канатні передавання – мають кінцеву жорсткість. Це призводить до того, що механічна структура електроприводу поводить себе як пружна система, у якій прикладення керуючого моменту або зміна статичного навантаження викликають пружні деформації та коливальні процеси зв'язаних мас. Такі коливання збільшують пікові навантаження на відповідальні вузли та погіршують точність відтворення рухів робочого органу екскаватора.

Для побудови адекватної моделі здійснюється виділення основних інерційних мас та найменших жорсткостей між ними, що визначають домінуючу динаміку системи. За таким підходом реальний механізм повороту стріли може бути приведений до еквівалентної **двомасової моделі**, структура якої наведена на рис. 3.1.

У цій моделі: J_{Σ} – сумарний момент інерції якоря електродвигуна разом із жорстко з'єднаними елементами приводу; J_m – приведений до швидкості двигуна момент інерції механізму; c_{12} – еквівалентна приведена жорсткість пружного зв'язку між інерційними масами; β – коефіцієнт внутрішнього в'язкого демпфування канатної передачі або іншого гнучкого елемента.

Таким чином, для подальшого аналізу використовується двомасова модель як мінімальна структура, що дозволяє коректно описати пружні деформації та коливальні режими механізму.

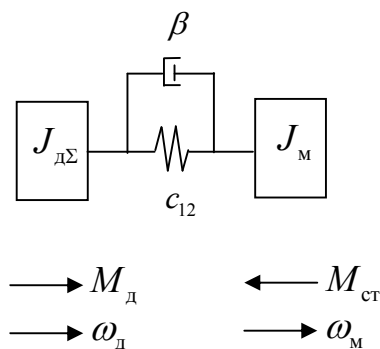


Рисунок 3.1 – Еквівалентна двомасова модель
механічної частини електроприводу

3.2. Формалізація динаміки одномасової системи через рівняння стану

Для переходу до багатомасової моделі спочатку необхідно сформулювати рівняння стану для одномасової системи, що відповідає алгоритмічній схемі на рис. 2.9. Рівняння одномасової моделі мають вигляд:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\omega_{\text{д}}}{dt} = \frac{k\Phi_{\text{н}}}{J_{\text{д}\Sigma}} I_{\text{д}} - \frac{1}{J_{\text{д}\Sigma}} M_{\text{ст}}; \\ \frac{dI_{\text{д}}}{dt} = -\frac{k\Phi_{\text{н}}}{R_{\Sigma}T_{\text{е}}} \omega_{\text{д}} - \frac{1}{T_{\text{е}}} I_{\text{д}} + \frac{1}{R_{\Sigma}T_{\text{е}}} U_{\text{тп}}; \\ \frac{dU_{\text{тп}}}{dt} = -\frac{k_{\text{с}}k_{\text{пт}}k_{\text{тп}}}{T_{\text{мс}}} I_{\text{д}} - \frac{1}{T_{\text{мс}}} U_{\text{тп}} - \\ \quad + \frac{k_{\text{тп}}}{T_{\text{мс}}} U_{\text{іс}} + \frac{k_{\text{тп}}k_{\text{пт}}}{T_{\text{мс}}} U_{\text{іе}} + \frac{k_{\text{пе}}k_{\text{пт}}k_{\text{тп}}}{T_{\text{мс}}} E_{\text{зе}} - \frac{k_{\text{пе}}k_{\text{пт}}k_{\text{тп}}}{T_{\text{мс}}} U_{\text{ззе}}; \\ \frac{dU_{\text{іс}}}{dt} = -k_{\text{іс}}k_{\text{с}}I_{\text{д}} + k_{\text{іс}}U_{\text{іе}} + k_{\text{пе}}k_{\text{іс}}E_{\text{зе}} - k_{\text{пе}}k_{\text{іс}}U_{\text{ззе}}; \\ \frac{dU_{\text{іе}}}{dt} = k_{\text{іе}}E_{\text{зе}} - k_{\text{іе}}U_{\text{ззе}}; \\ \frac{dE_{\text{зе}}}{dt} = -\frac{1}{T_{\text{а}}} E_{\text{зе}} + \frac{1}{T_{\text{а}}} U_{\text{зе}}; \\ \frac{dU_{\text{ззе}}}{dt} = \frac{k_{\text{н}}}{k_{\text{д}}T_{\text{а}}} \omega_{\text{д}} - \frac{1}{T_{\text{а}}} U_{\text{ззе}}. \end{array} \right. \quad (3.1)$$

Далі запишемо їх у векторно-матричній формі, додавши рівняння вихідних величин. Введемо: вектор стану $\vec{X}(t)$ розміру n і вектор керуючих впливів $\vec{U}(t)$ розміру m :

$$\vec{X}(t) = [\omega_d(t), I_d(t), U_{\text{тп}}(t), U_{\text{іс}}(t), U_{\text{іе}}(t), E_{\text{зе}}(t), U_{\text{ззе}}(t)]^T;$$

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

де T – операція транспонування.

У векторно-матричній формі рівняння мають структуру:

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

де $\mathbf{A}$ – матриця стану (динаміки) системи розмірності $n \times n$; $\mathbf{B}$ – матриця керування розмірності $n \times m$; $\mathbf{C}$ – матриця виходу розмірності $r \times n$; $\vec{Y}(t)$ – вектор вихідних величин розмірності r .

Структура матриць $\mathbf{A}$ і $\mathbf{B}$ одномасової моделі:

$$\mathbf{A} = \begin{array}{c|cccccc} & \omega_d & I_d & U_{\text{тп}} & U_{\text{іс}} & U_{\text{іе}} & E_{\text{зе}} & U_{\text{ззе}} \\ \hline & 0 & \frac{k\Phi_{\text{н}}}{J_{\text{д}\Sigma}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ & \frac{k\Phi_{\text{н}}}{R_{\Sigma}T_{\text{е}}} & -\frac{1}{T_{\text{е}}} & \frac{1}{R_{\Sigma}T_{\text{е}}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ & 0 & -\frac{k_{\text{с}}k_{\text{пт}}k_{\text{тп}}}{T_{\mu\text{с}}} & -\frac{1}{T_{\mu\text{с}}} & \frac{k_{\text{тп}}}{T_{\mu\text{с}}} & \frac{k_{\text{тп}}k_{\text{пс}}}{T_{\mu\text{с}}} & \frac{k_{\text{пе}}k_{\text{пс}}k_{\text{тп}}}{T_{\mu\text{с}}} & -\frac{k_{\text{пе}}k_{\text{пс}}k_{\text{тп}}}{T_{\mu\text{с}}} \\ & 0 & -k_{\text{іс}}k & 0 & 0 & k_{\text{іс}} & k_{\text{пе}}k_{\text{іс}} & -k_{\text{пе}}k_{\text{іс}} \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & k_{\text{іе}} & -k_{\text{іе}} \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_a} & 0 \\ & \frac{k_{\text{н}}}{k_{\text{д}}T_a} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_a} \end{array} \quad \mathbf{B} = \begin{array}{c|cc} & U_{\text{зе}} & M_{\text{ст}} \\ \hline & 0 & -\frac{1}{J_{\text{д}\Sigma}} \\ & 0 & 0 \\ & 0 & 0 \\ & 0 & 0 \\ & 0 & 0 \\ & \frac{1}{T_a} & 0 \\ & 0 & 0 \end{array}$$

Як було зазначено раніше, повна алгоритмічна модель одномасової системи може бути подана у спрощеному представленні (рис. 2.10), у якому оптимізований за модульним критерієм контур струму еквівалентно зображено у вигляді послідовного поєднання аперіодичної та інтегруючої ланок, замкнених одиничним зворотним зв'язком. Вихід аперіодичної ланки пропорційний **ривку приводу** P , що використовується для формування керуючих впливів на систему.

У такому разі рівняння стану набувають вигляду:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\omega_{\text{д}}}{dt} = \frac{1}{J_{\text{д}\Sigma}} M_{\text{д}} - \frac{1}{J_{\text{д}\Sigma}} M_{\text{ст}}; \\ \frac{dM_{\text{д}}}{dt} = \frac{1}{k_{\text{д}}} P; \\ \frac{dP}{dt} = -\frac{k_{\text{д}}}{2T_{\mu\text{с}}^2} M_{\text{д}} - \frac{1}{T_{\mu\text{с}}} P + \frac{k_{\text{пе}}}{2T_{\mu\text{с}}^2 k_{\text{с}}} E_{\text{зе}} - \frac{k_{\text{пе}}}{2T_{\mu\text{с}}^2 k_{\text{с}}} U_{\text{ззе}} + \frac{1}{2T_{\mu\text{с}}^2 k_{\text{с}}} U_{\text{іе}}; \\ \frac{dU_{\text{іе}}}{dt} = k_{\text{іе}} E_{\text{зе}} - k_{\text{іе}} U_{\text{ззе}}; \\ \frac{dE_{\text{зе}}}{dt} = -\frac{1}{T_{\text{а}}} E_{\text{зе}} + \frac{1}{T_{\text{а}}} U_{\text{зе}}; \\ \frac{dU_{\text{ззе}}}{dt} = \frac{k_{\text{н}}}{T_{\text{а}} k_{\text{д}}} \omega_{\text{д}} - \frac{1}{T_{\text{а}}} U_{\text{ззе}}. \end{array} \right. \quad (3.2)$$

Запишемо їх у векторно-матричній формі. Вектор стану $\vec{X}(t)$ та вектор керування $\vec{U}(t)$ мають вигляд:

$$\vec{X}(t) = [\omega_{\text{д}}(t), M_{\text{д}}(t), P(t), U_{\text{іе}}(t), E_{\text{зе}}(t), U_{\text{ззе}}(t)]^T,$$

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

Структура матриць **A** і **B** спрощеної одномасової моделі:

$$\mathbf{A} = \begin{matrix} & \omega_{\text{д}} & M_{\text{д}} & P & U_{\text{іе}} & E_{\text{зє}} & U_{\text{ззє}} \\ \begin{matrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{k_{\text{н}}}{T_a k_{\text{д}}} \end{matrix} & \begin{vmatrix} \frac{1}{J_{\text{л}\Sigma}} \\ 0 \\ -\frac{k_{\text{д}}}{2T_{\mu\text{с}}^2} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} & \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{k_{\text{д}}} \\ -\frac{1}{T_{\mu\text{с}}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} & \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{k_{\text{пе}}}{2T_{\mu\text{с}}^2 k_{\text{с}}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} & \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{k_{\text{пе}}}{2T_{\mu\text{с}}^2 k_{\text{с}}} \\ k_{\text{іе}} \\ -\frac{1}{T_a} \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} & \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{2T_{\mu\text{с}}^2 k_{\text{с}}} \\ -k_{\text{іе}} \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{T_a} \end{vmatrix} \end{matrix} \quad \mathbf{B} = \begin{matrix} & U_{\text{зє}} & M_{\text{ст}} \\ \begin{matrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_a} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{matrix} & \begin{vmatrix} -\frac{1}{J_{\text{л}\Sigma}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} \end{matrix}$$

3.3 Розробка детальної математичної моделі двомасової електромеханічної системи з урахуванням пружних зв'язків

Механічна частина приводу механізму підйому може бути приведена до узагальненої двомасової структури, яка враховує пружність та внутрішнє демпфування гнучкого передавального елемента. Така кінематична схема описується системою рівнянь, що враховують як інерційні властивості обох мас, так і момент сил пружності та внутрішнього тертя:

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

У виразі (3.3) момент, що передається пружною ланкою, визначається сумою двох складових:

- пружного моменту $M_{\text{пр}}$,
- моменту внутрішнього в'язкого тертя $M_{\text{вт}} = \beta_{12}(\omega_{\text{д}} - \omega_{\text{м}})$.

Таким чином, загальний момент має вигляд:

$$M_{\Sigma} = M_{\text{пр}} + \beta_{12}(\omega_{\text{д}} - \omega_{\text{м}}), \quad (3.4)$$

β_{12} – коефіцієнт внутрішнього демпфування. У подальших розрахунках приймаємо $\beta_{12} = 0$.

Підставимо (3.4) у систему (3.3), і представимо систему рівнянь у формі Коші:

$$\begin{cases} \frac{d\omega_{\text{м}}}{dt} = \frac{1}{J_{\text{м}}} M_{\text{пр}} + \frac{\beta_{12}}{J_{\text{м}}} \omega_{\text{д}} - \frac{\beta_{12}}{J_{\text{м}}} \omega_{\text{м}} - \frac{1}{J_{\text{м}}} M_{\text{ст}}; \\ \frac{dM_{\text{пр}}}{dt} = c_{12} \omega_{\text{д}} - c_{12} \omega_{\text{м}}; \\ \frac{d\omega_{\text{д}}}{dt} = \frac{1}{J_{\text{д}\Sigma}} M_{\text{д}} - \frac{1}{J_{\text{д}\Sigma}} M_{\text{пр}} - \frac{\beta_{12}}{J_{\text{д}\Sigma}} \omega_{\text{д}} + \frac{\beta_{12}}{J_{\text{д}\Sigma}} \omega_{\text{м}}. \end{cases} \quad (3.5)$$

Алгоритмічне представлення двомасової системи. Розглянемо систему підлеглого регулювання швидкості, у якій:

- контур струму налаштований за модульним критерієм,
- контур ЕРС – за симетричним критерієм.

Алгоритмічна схема повної двомасової структури подана на рис. 3.2, де відображені всі зв'язки між електричною частиною, пружною передачею та механічними масами.

Аналогічно випадку одномасової системи, схема може бути перетворена до більш компактної форми (рис. 3.3), у якій виділені лише основні динамічні ланки і зворотні зв'язки.

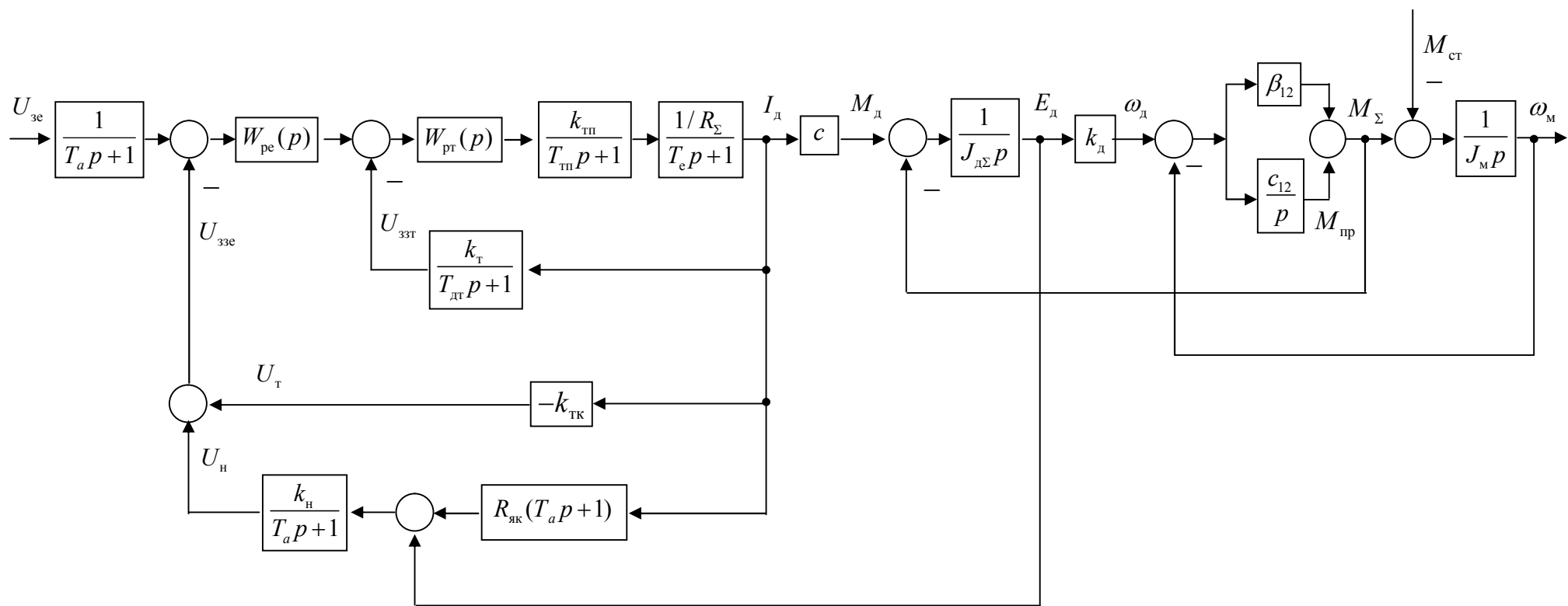


Рисунок 3.2 – Алгоритмічна схема двомасової електромеханічної системи

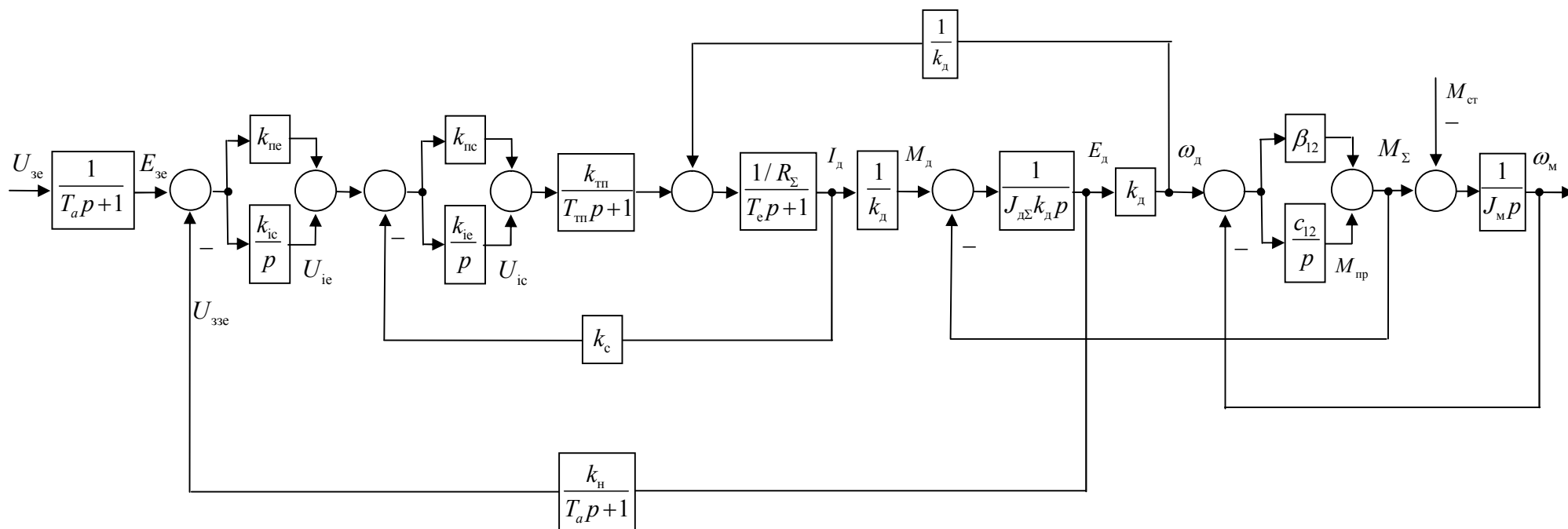


Рисунок 3.3 – Перетворена алгоритмічна схема двомасової моделі системи

Отримання повної системи рівнянь стану. Одномасова система підлеглого регулювання описується рівняннями (3.1). Об'єднавши рівняння (3.5), що описують механіку двомасового приводу, з електромеханічною підсистемою (3.1), одержуємо повну систему рівнянь стану:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\omega_{\text{м}}}{dt} = -\frac{\beta_{12}}{J_{\text{м}}} \omega_{\text{м}} + \frac{1}{J_{\text{м}}} M_{\text{пр}} + \frac{\beta_{12}}{J_{\text{м}}} \omega_{\text{д}} - \frac{1}{J_{\text{м}}} M_{\text{ст}}; \\ \frac{dM_{\text{пр}}}{dt} = c_{12} \omega_{\text{д}} - c_{12} \omega_{\text{м}}; \\ \frac{d\omega_{\text{д}}}{dt} = \frac{k\Phi_{\text{н}}}{J_{\text{д}\Sigma}} I_{\text{д}} - \frac{1}{J_{\text{д}\Sigma}} M_{\text{пр}} - \frac{\beta_{12}}{J_{\text{д}\Sigma}} \omega_{\text{д}} + \frac{\beta_{12}}{J_{\text{д}\Sigma}} \omega_{\text{м}}; \\ \frac{dI_{\text{д}}}{dt} = -\frac{k\Phi_{\text{н}}}{R_{\Sigma}T_{\text{е}}} \omega_{\text{д}} - \frac{1}{T_{\text{е}}} I_{\text{д}} + \frac{1}{R_{\Sigma}T_{\text{е}}} U_{\text{тп}}; \\ \frac{dU_{\text{тп}}}{dt} = -\frac{k_{\text{с}}k_{\text{пс}}k_{\text{тп}}}{T_{\mu\text{с}}} I_{\text{д}} - \frac{1}{T_{\mu\text{с}}} U_{\text{тп}} - \\ - \frac{k_{\text{тп}}}{T_{\mu\text{с}}} U_{\text{іс}} + \frac{k_{\text{тп}}k_{\text{пс}}}{T_{\mu\text{с}}} U_{\text{іе}} + \frac{k_{\text{пс}}k_{\text{пс}}k_{\text{тп}}}{T_{\mu\text{с}}} E_{\text{зе}} - \frac{k_{\text{пс}}k_{\text{пс}}k_{\text{тп}}}{T_{\mu\text{с}}} U_{\text{ззе}}; \\ \frac{dU_{\text{іс}}}{dt} = -k_{\text{іс}}k_{\text{с}}I_{\text{д}} + k_{\text{іс}}U_{\text{іе}} + k_{\text{пс}}k_{\text{іс}}E_{\text{зе}} - k_{\text{пс}}k_{\text{іс}}U_{\text{ззе}}; \\ \frac{dU_{\text{іе}}}{dt} = k_{\text{іе}}E_{\text{зе}} - k_{\text{іе}}U_{\text{ззе}}; \\ \frac{dE_{\text{зе}}}{dt} = -\frac{1}{T_{\text{а}}} E_{\text{зе}} + \frac{1}{T_{\text{а}}} U_{\text{зе}}; \\ \frac{dU_{\text{ззе}}}{dt} = \frac{k_{\text{н}}}{k_{\text{д}}T_{\text{а}}} \omega_{\text{д}} - \frac{1}{T_{\text{а}}} U_{\text{ззе}}. \end{array} \right. \quad (3.6)$$

Векторно-матричне представлення двомасової моделі.

Введемо вектор стану $\vec{X}(t)$ та вектор керування $\vec{U}(t)$:

$$\vec{X}(t) = [\omega_{\text{м}}(t), M_{\text{пр}}(t), \omega_{\text{д}}(t), I_{\text{д}}(t), U_{\text{тп}}(t), U_{\text{іс}}(t), U_{\text{іе}}(t), E_{\text{зе}}(t), U_{\text{ззе}}(t)]^T,$$

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

Структура матриць **A** і **B** двомасової моделі

$$\mathbf{A} = \begin{vmatrix} \omega_{\text{м}} & M_{\text{пп}} & \omega_{\text{д}} & I_{\text{д}} & U_{\text{тп}} & U_{\text{іс}} & U_{\text{іе}} & E_{\text{зе}} & U_{\text{ззе}} \\ -\frac{\beta_{12}}{J_{\text{м}}} & \frac{1}{J_{\text{м}}} & \frac{\beta_{12}}{J_{\text{м}}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -c_{12} & 0 & c_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\beta_{12}}{J_{\text{д}\Sigma}} & -\frac{1}{J_{\text{д}\Sigma}} & -\frac{\beta_{12}}{J_{\text{д}\Sigma}} & \frac{k\Phi_{\text{н}}}{J_{\text{д}\Sigma}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{k\Phi_{\text{н}}}{R_{\Sigma}T_{\text{е}}} & -\frac{1}{T_{\text{е}}} & \frac{1}{R_{\Sigma}T_{\text{е}}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{k_{\text{с}}k_{\text{пс}}k_{\text{тп}}}{T_{\mu\text{с}}} & -\frac{1}{T_{\mu\text{с}}} & \frac{k_{\text{тп}}}{T_{\mu\text{с}}} & \frac{k_{\text{тп}}k_{\text{пс}}}{T_{\mu\text{с}}} & \frac{k_{\text{пс}}k_{\text{пс}}k_{\text{тп}}}{T_{\mu\text{с}}} & -\frac{k_{\text{пс}}k_{\text{пс}}k_{\text{тп}}}{T_{\mu\text{с}}} \\ 0 & 0 & 0 & -k_{\text{іт}}k_{\text{т}} & 0 & 0 & k_{\text{іт}} & k_{\text{пс}}k_{\text{іт}} & -k_{\text{пс}}k_{\text{іт}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & k_{\text{іе}} & -k_{\text{іе}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_a} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{k_{\text{н}}}{k_{\text{д}}T_a} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_a} \end{vmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{vmatrix} U_{\text{зе}} & M_{\text{ст}} \\ 0 & -\frac{1}{J_{\text{м}}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{T_a} & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix}$$

Спрощене алгоритмічне представлення двомасової системи. Подібно до одномасової моделі, система може бути зведена до спрощеного вигляду (рис. 3.4), де контур струму подано як послідовне з'єднання аперіодичної та інтегруючої ланок з одиничним негативним зворотним зв'язком.

Рівняння стану у цьому випадку:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J_m} M_{np} + \frac{\beta_{12}}{J_m} \omega_d - \frac{\beta_{12}}{J_m} \omega_m - \frac{1}{J_m} M_{ct}; \\ \frac{dM_{np}}{dt} = c_{12} \omega_d - c_{12} \omega_m; \\ \frac{d\omega_d}{dt} = \frac{1}{J_{d\Sigma}} M_d - \frac{1}{J_{d\Sigma}} M_{np} - \frac{\beta}{J_{d\Sigma}} \omega_d - \frac{\beta}{J_{d\Sigma}} \omega_m; \\ \frac{dM_d}{dt} = \frac{1}{k_d} P; \\ \frac{dP}{dt} = -\frac{k_d}{2T_{\mu c}^2} M_d - \frac{1}{T_{\mu c}} P + \frac{1}{2T_{\mu c}^2 k_c} U_{ie} + \frac{k_{pe}}{2T_{\mu c}^2 k_c} E_{3e} - \frac{k_{pe}}{2T_{\mu c}^2 k_c} U_{33e}; \\ \frac{dU_{ie}}{dt} = k_{ie} E_{3e} - k_{ie} U_{33e}; \\ \frac{dE_{3e}}{dt} = -\frac{1}{T_a} E_{3e} + \frac{1}{T_a} U_{33e}; \\ \frac{dU_{33e}}{dt} = \frac{k_H}{T_a k_d} \omega_d - \frac{1}{T_a} U_{33e}. \end{array} \right. \quad (3.7)$$

Вектори стану $\vec{X}(t)$ та керування $\vec{U}(t)$

$$\vec{X}(t) = \left[\omega_m(t), M_{np}(t), \omega_d(t), M_d(t), P(t), U_{ie}(t), E_{3e}(t), U_{33e}(t) \right]^T,$$

$$\vec{U}(t) = \{ U_{3e}(t), M_{ct}(t) \}^T,$$

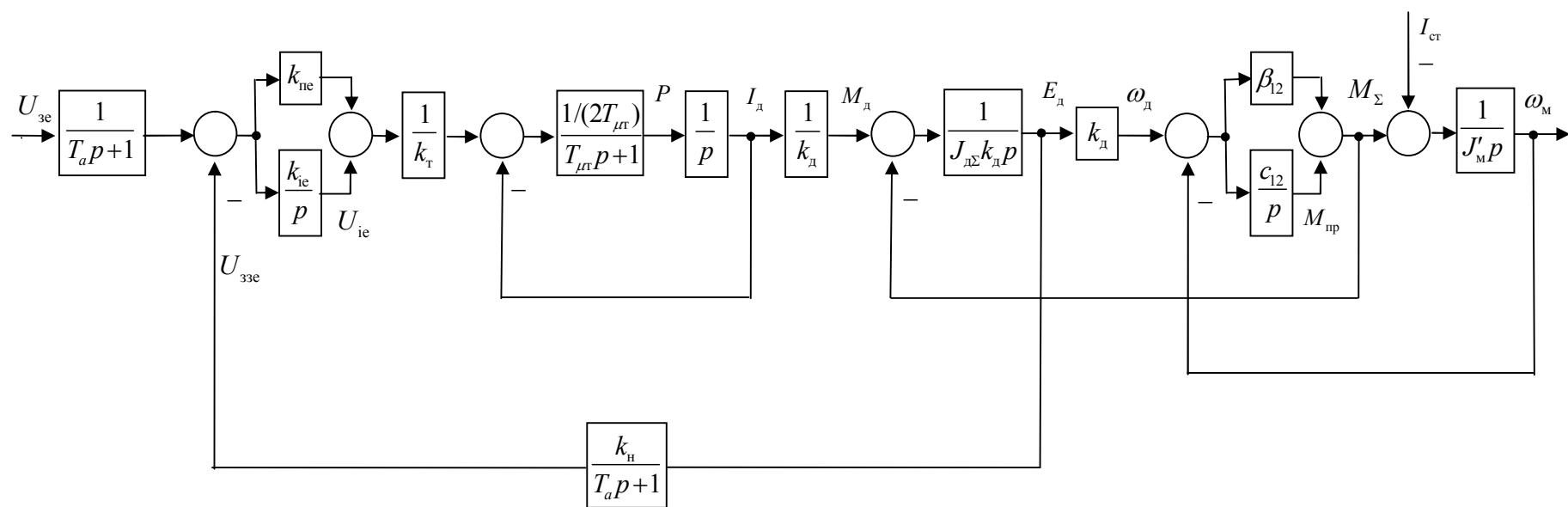


Рисунок 3.4 – Спрощена алгоритмічна схема двомасової моделі системи

Структура матриць **A** і **B** спрощеної двомасової моделі

$$\mathbf{A} = \begin{matrix} & \omega_{\text{м}} & M_{\text{пр}} & \omega_{\text{д}} & M_{\text{д}} & P & U_{\text{іе}} & E_{\text{зе}} & U_{\text{ззе}} \\ \begin{pmatrix} -\frac{\beta}{J_{\text{м}}} & \frac{1}{J_{\text{м}}} & \frac{\beta}{J_{\text{м}}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -c & & c & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\beta}{J_{\text{д}}} & -\frac{1}{J_{\text{д}}} & -\frac{\beta}{J_{\text{д}}} & \frac{1}{J_{\text{д}}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{k_{\text{д}}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{k_{\text{д}}}{2T_{\text{мс}}^2} & -\frac{1}{T_{\text{мс}}} & \frac{1}{2T_{\text{мс}}^2 k_{\text{с}}} & \frac{k_{\text{ре}}}{2T_{\text{мт}}^2 k_{\text{с}}} & -\frac{k_{\text{ре}}}{2T_{\text{мс}}^2 k_{\text{с}}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & k_{\text{іе}} & -k_{\text{іе}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_{\text{а}}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{k_{\text{н}}}{T_{\text{а}} k_{\text{д}}} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_{\text{а}}} \end{pmatrix} \end{matrix} \quad \mathbf{B} = \begin{matrix} U_{\text{зе}} & M_{\text{ст}} \\ \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{J_{\text{м}}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{T_{\text{а}}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \end{matrix}$$

3.4 Розрахунок та аналіз перехідних процесів у двомасовій системі при різних режимах експлуатації

Для подальшого аналізу було визначено приведений момент інерції механізму (завантаженого злитковоза), рівний $J_{\text{м}} = J_{\text{пр}} = 241 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$. Усі інші параметри були отримані в попередніх розділах.

Моделювання динаміки системи здійснювалося в середовищі MATLAB/SIMULINK, що дозволило побудувати як повну, так і спрощену модель двомасового приводу. Схема, реалізована відповідно до рівнянь (3.6) та алгоритмічної моделі (рис. 3.3), подана на рис. 3.5.

Спрощена модель, що відповідає алгоритмічній схемі рис. 3.4 і рівнянням (3.7), наведена на рис. 3.6.

На рис.3.6 показана спрощена схема моделі двомасової системи, побудована відповідно до алгоритмічної схеми рис. 3.4 і рівнянь стану (3.7).

Для ще більш компактного представлення моделі застосовувався блок State-Space, у якому напряму задавалися матриці **A**, **B**, **C** і **D** (рис. 3.7–3.8).

Кількість вихідних координат (тобто розмір вектора), а відповідно й число вікон **Scope**, у яких відображаються графіки перехідних процесів, задається під час моделювання. На рис. 3.8 наведено вікно введення матриць, яке відкривається після подвійного клацання на блоці **State-Space**.

Матриця виходу **C** має вигляд одиничної матриці у випадку, якщо необхідно відобразити перехідні процеси для всіх змінних стану. Якщо ж аналізується лише частина змінних, то одиниці по головній діагоналі проставляються тільки в тих рядках, які відповідають формуванню потрібного вектора виходу $\vec{Y}(t)$. Матриця **D** є нульовою.

Графіки перехідних процесів двомасової системи представлені на рис. 3.9–3.12. Для скорочення обсягу виведеної інформації на екран монітора й подальшого друку були виведені лише перші чотири змінні стану. З отриманих графіків видно, що перехідні процеси як за задавальним, так і за збурювальним впливами мають виражений коливальний характер із значним перерегулюванням та тривалим часом встановлення.

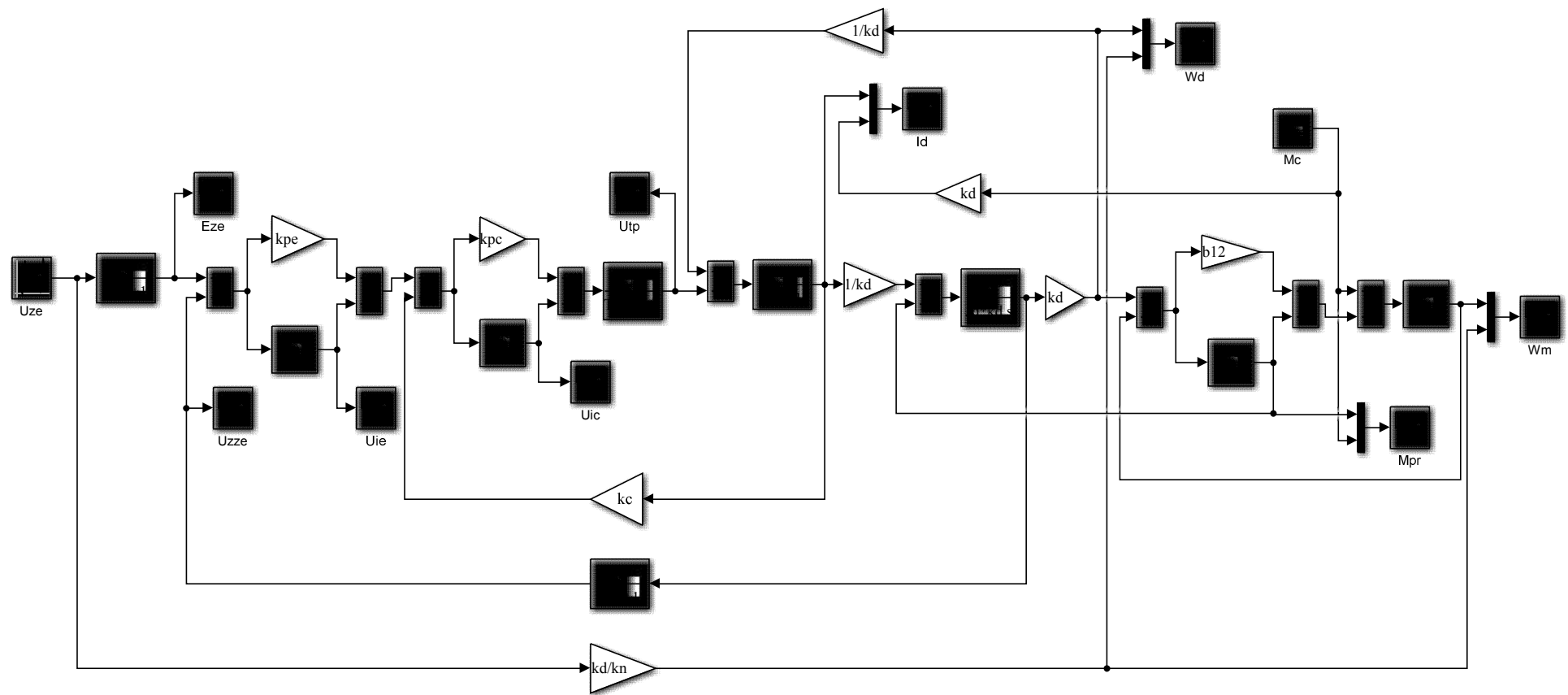


Рисунок 3.5 – SIMULINK-модель повної двомасової системи

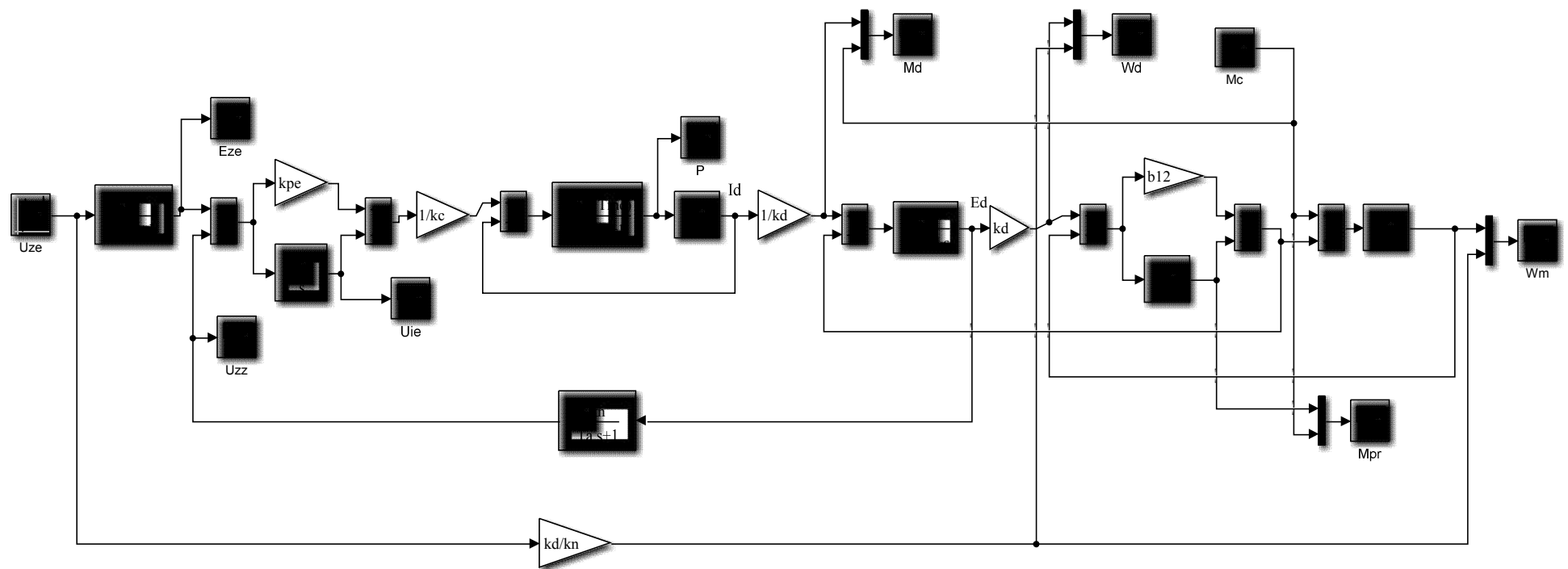


Рисунок 3.6 – Спрощена SIMULINK-модель двомасової системи

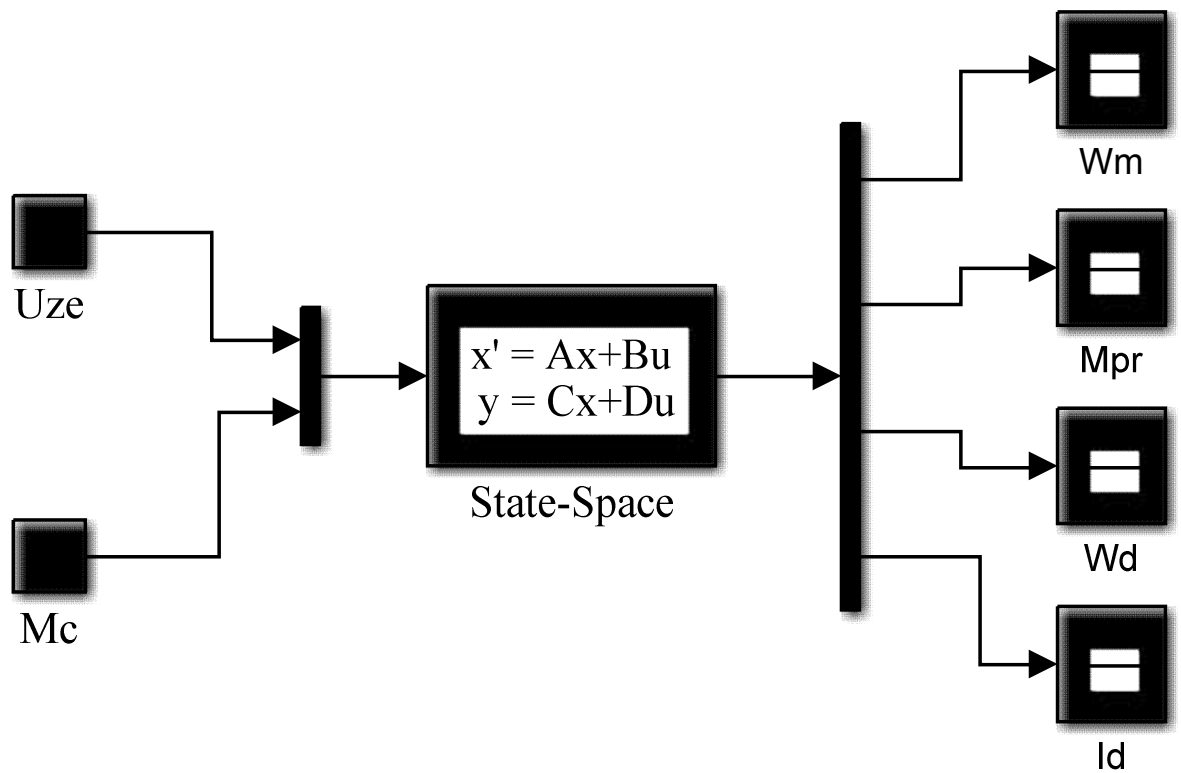


Рисунок 3.7 – Модель двомасової системи на основі блоку State-Space

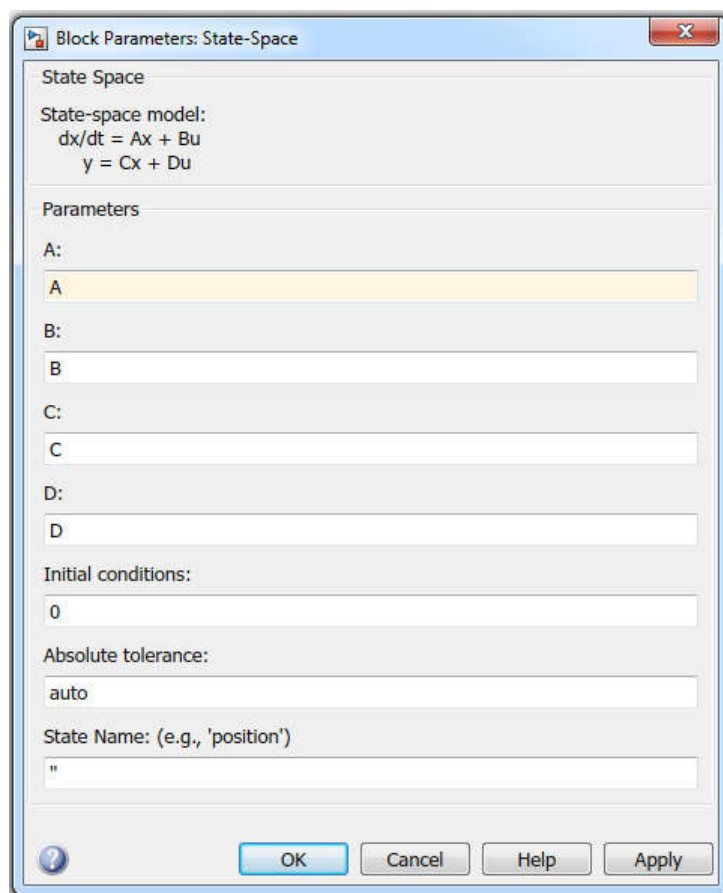
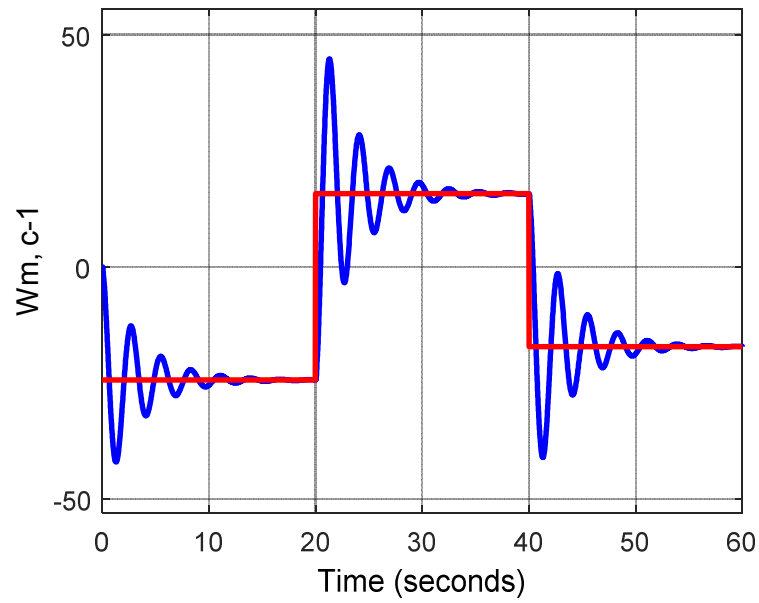
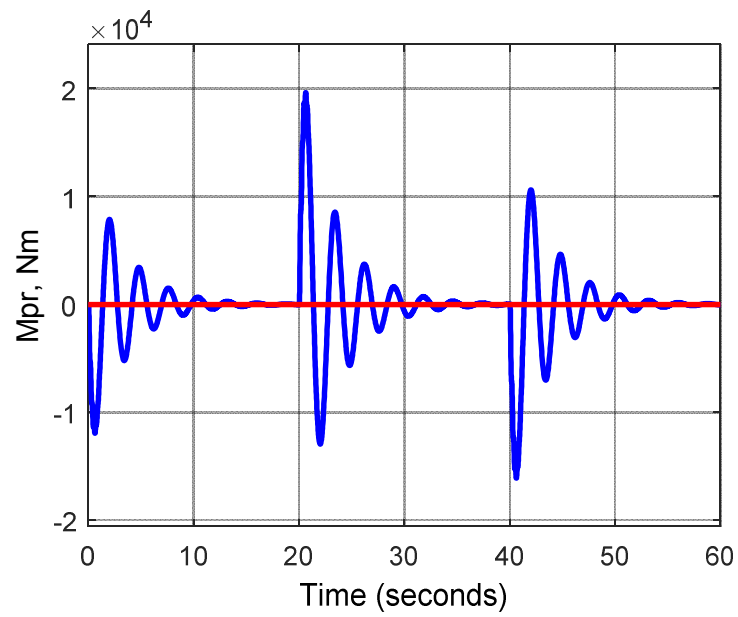


Рисунок 3.8 – Вікно введення матриць **A**, **B**, **C**, **D** у блоку State-Space

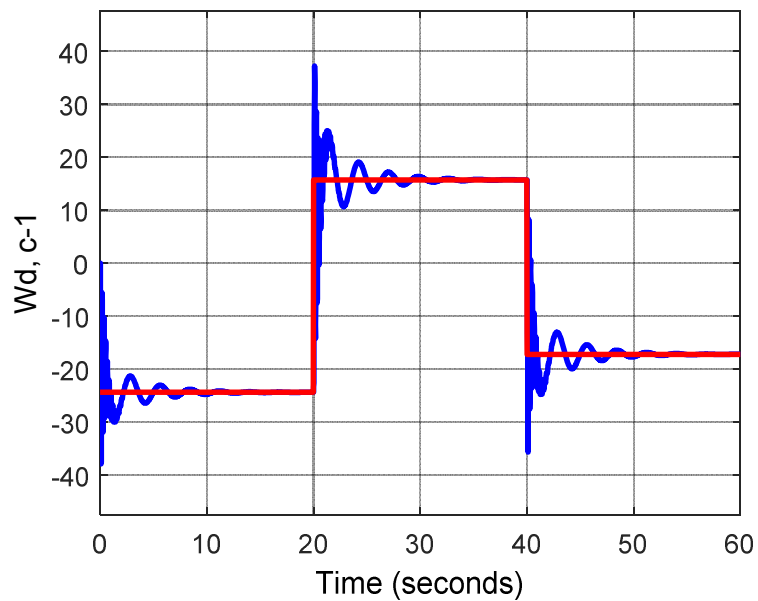


a)

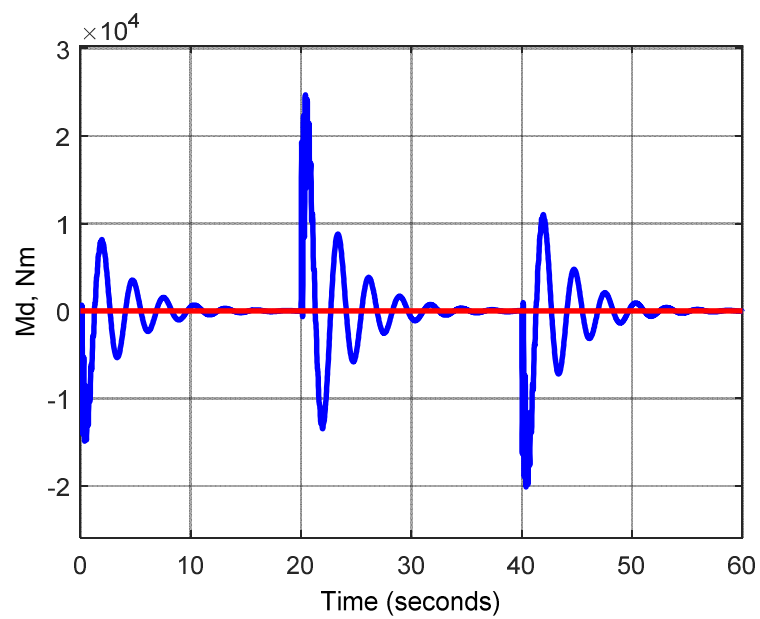


б)

Рисунок 3.9 – Перехідні процеси швидкості механізму $\omega_m = f(t)$ (а) і моменту пружності $M_{пр} = f(t)$ (б) двомасової системи при задавальному впливі

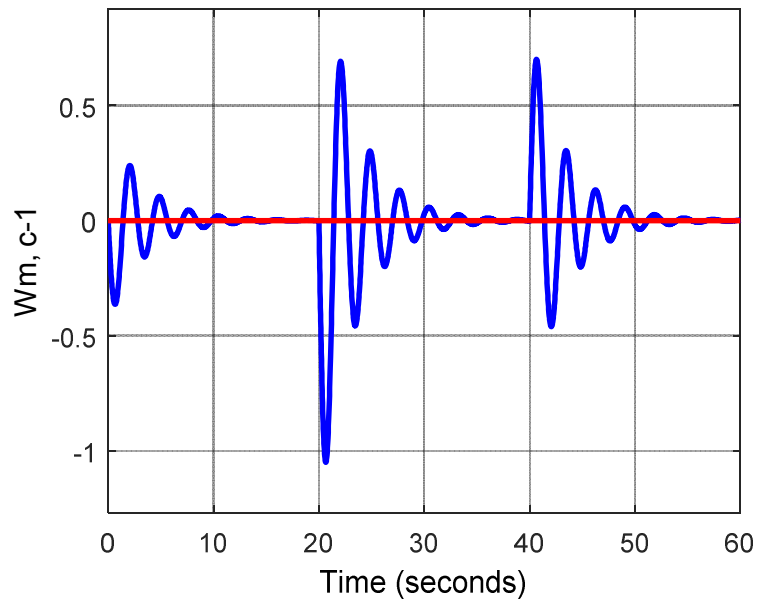


a)

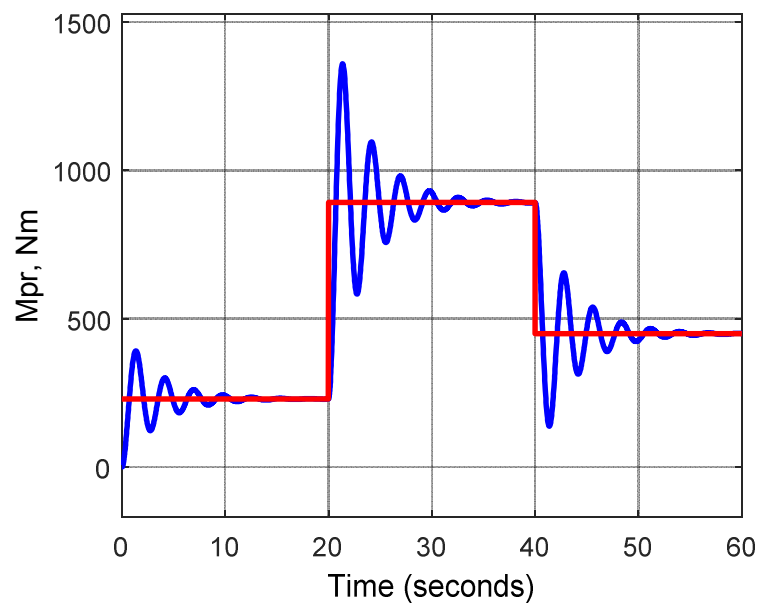


б)

Рисунок 3.10 – Перехідні процеси швидкості двигуна $\omega_d = f(t)$ (а) і моменту двигуна $M_d = f(t)$ (б) двохмасової системи при задавальному впливі



a)



б)

Рисунок 3.11 – Перехідні процеси швидкості механізму $\omega_m = f(t)$ (а) і моменту пружності $M_{пр} = f(t)$ (б) двомасової системи при збурювальному впливі

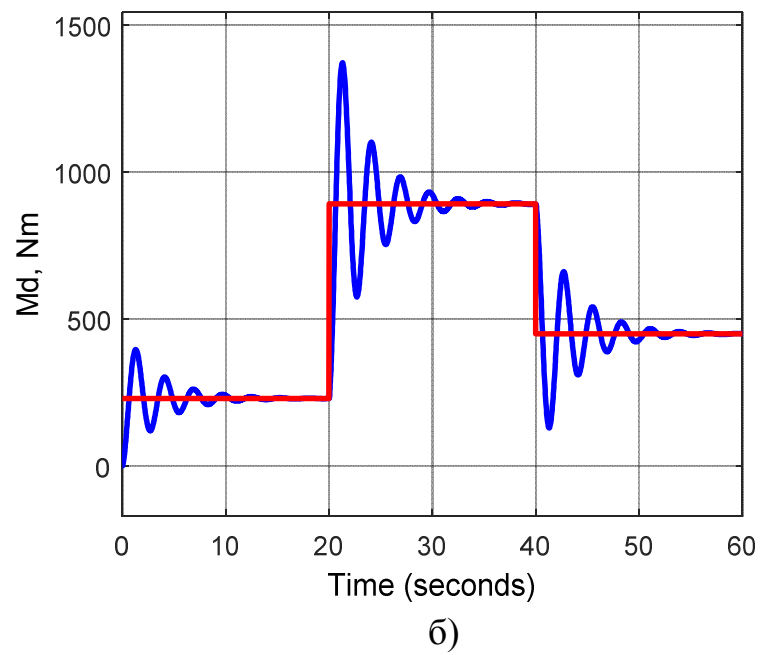
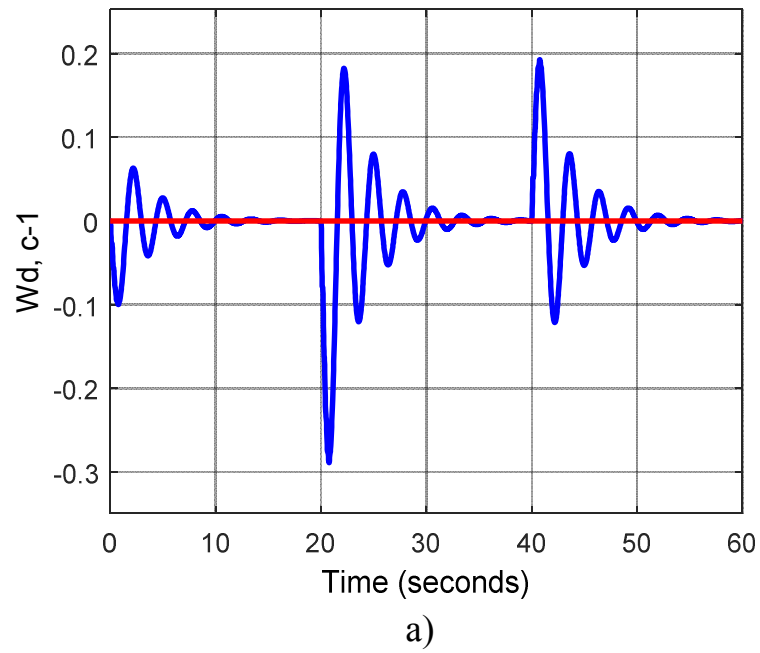


Рисунок 3.12 – Перехідні процеси швидкості двигуна $\omega_d = f(t)$ (а) і моменту двигуна $M_d = f(t)$ (б) двомасової системи при збурювальному впливі

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 3

1. 1. У розділі виконано детальний аналіз роботи механізму переміщення візка зливковоза з урахуванням скінченної жорсткості механічних ланок між електродвигуном і рухомою частиною. Показано, що традиційне представлення механічної частини приводної системи у вигляді жорсткої приведеної ланки дозволяє описати лише усереднену динаміку, тоді як реальна система характеризується наявністю гнучких зв'язків. Через їхню податливість та обмежену жорсткість механічна частина фактично є пружною системою, у якій прикладання керуючого моменту або зовнішніх збурень спричиняє коливання взаємопов'язаних мас. Ці коливання підвищують пікові навантаження на елементи приводу та знижують точність реалізації необхідних переміщень. Обґрунтовано, що з урахуванням реальної пружності конструктивних елементів кінематична схема механізму може бути приведена до моделі двомасової системи.

2. Розроблено повну математичну модель електромеханічного приводу у двомасовому наближенні. Отримані рівняння стану системи та їх формулювання у векторно-матричному вигляді, визначено склад вектора стану, тобто перелік внутрішніх координат, що описують динаміку системи. Задано структуру вектора зовнішніх впливів та сформовано матриці стану **A** і керування **B**. Побудовано алгоритмічну схему двомасової системи та спрощений її варіант, у якому контур регулювання струму оптимізовано за модульним критерієм. Результати забезпечують можливість подальшого аналізу коливальних процесів та синтезу регуляторів.

3. Проведено імітаційне моделювання динаміки двомасової системи засобами MATLAB, зокрема в середовищі SIMULINK побудовано структурну модель, що відповідає отриманим математичним рівнянням. Як вхідний вплив застосовувався ступінчастий сигнал випадкової амплітуди в межах від -24 В до $+24$ В, що еквівалентно зміні керувальної дії в діапазоні номінальних швидкостей приводу. Аналіз результатів моделювання показав, що перехідні процеси характеризуються значною коливальністю, суттєвим перерегулюванням та збільшеним часом встановлення, що свідчить про недостатню якість регулювання в умовах впливу пружних ланок механічної частини

РОЗДІЛ 4

СИНТЕЗ СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ НА ОСНОВІ НЕЧІТКОЇ ЛОГІКИ

4.1. Процедура нечіткого моделювання та реалізація алгоритмів у середовищі MATLAB

Для створення, налаштування та практичного використання систем нечіткого висновку в MATLAB застосовується спеціалізований інструментарій – пакет Fuzzy Logic Toolbox. Цей комплект програмних засобів надає широкі можливості для побудови нечітких моделей різного ступеня складності та дозволяє досліднику працювати у двох принципово різних режимах:

- **Інтерактивний режим**, у якому розробник використовує зручні графічні інтерфейси для структурного налаштування системи, редагування її компонентів, перевірки коректності логічних правил та аналізу поведінки моделі на етапі тестування.

- **Режим роботи через командний рядок**, що передбачає використання викликів функцій MATLAB зі специфічними параметрами. Цей підхід особливо корисний, коли необхідно автоматизувати обчислення, створювати моделі програмно або інтегрувати нечітку систему в іншу програмну структуру.

У складі Fuzzy Logic Toolbox передбачено декілька окремих графічних модулів, кожен з яких відповідає за певний етап побудови системи нечіткого висновку:

- **Редактор FIS (FIS Editor)** – базовий інструмент для формування загальної структури нечіткої системи, визначення її вхідних та вихідних змінних, а також вибору типу системи (Mamdani, Sugeno тощо).

- **Редактор функцій належності (Membership Function Editor)** – програма, що дозволяє графічно створювати й змінювати форми функцій приналежності для кожної змінної. Саме тут налаштовуються параметри нечітких термів, їх кількість і характер форми (трикутні, трапецієподібні, гаусівські тощо).

- **Редактор правил нечіткого висновку (Rule Editor)** – інструмент для формування бази правил. У цьому середовищі користувач задає логічні зв'язки між вхідними параметрами та вихідними реакціями системи.

- **Переглядач правил (Rule Viewer)** – засіб, що дозволяє оцінити, як система обробляє конкретні комбінації вхідних даних і які результати формує на виході. Цей інструмент є незамінним під час тестування моделі.

- **Переглядач поверхні нечіткого висновку (Surface Viewer)** – модуль для побудови тривимірних поверхонь залежностей між параметрами системи, що дає змогу інтуїтивно оцінити характер прийняття рішень нечітким регулятором.

Крім основних графічних редакторів, Fuzzy Logic Toolbox включає також низку додаткових спеціалізованих програм, які розширюють можливості моделювання:

- **Редактор ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System Editor)** – програмний засіб для створення та навчання гібридних нейро-нечітких мереж, що поєднують механізми нечіткого висновку та здатність нейронних мереж до самонавчання.

- **Алгоритм нечіткої кластеризації fuzzy c-means (findcluster)** – інструмент автоматичного групування даних, що дозволяє отримати початкові параметри нечітких термів із реальних вибірок.

У таблиці 4.1 наведено основні функції MATLAB, за допомогою яких можна здійснювати виклик відповідних графічних інтерфейсів пакета Fuzzy Logic Toolbox.

Таблиця 4.1 – Призначення функцій графічних інтерфейсів Fuzzy Logic Toolbox

Функція	Призначення
anfisedit	Відкриває редактор нейро-нечітких мереж ANFIS
findcluster	Виконує нечітку кластеризацію даних
fuzzy	Запускає базовий редактор систем нечіткого висновку FIS
mfedit	Викликає редактор функцій приналежності
ruleedit	Дає змогу формувати й коригувати базу правил
ruleview	Візуалізує роботу системи на основі введених правил та показує результати нечіткого висновку
surfview	Будує поверхні відповідей системи нечіткого висновку для аналізу взаємодії між параметрами

4.2. Побудова, налаштування і дослідження багатомасової системи управління з використанням Fuzzy-регулятора

Для подальшого дослідження поведінки електромеханічної системи, що має дві інерційні маси, побудуємо інтерактивну модель керування, в якій роль регулятора виконує система нечіткого висновку. Створення такої моделі відбувається у середовищі MATLAB із застосуванням графічних інструментів Fuzzy Logic Toolbox, що забезпечують наочність процесу налаштування та прискорюють розробку керуючих алгоритмів.

Основна ідея завдання полягає у формуванні такої нечіткої системи керування, яка здатна без участі оператора реагувати на зміну динамічного стану двомасового механізму та підтримувати бажані характеристики якості – швидкодію, стійкість і мінімізацію коливань. Щоб дати регулятору інформацію про відхилення системи від бажаного режиму, оцінюватимемо якість роботи привода за значенням миттєвої помилки регулювання $\varepsilon(t)$, тобто різниці між встано-

вленою оператором (або вищим рівнем керування) швидкістю обертання та реальною швидкістю механізму.

Оскільки двомасові електромеханічні системи завжди характеризуються підвищеною інерційністю та схильністю до коливальних процесів, однієї лише помилки регулювання недостатньо для побудови ефективного алгоритму керування. Необхідно також враховувати динамічний стан з'єднувального елемента. Тому другою вхідною змінною обрано момент пружності $M_{\text{пр}}(t)$, який у моделі виступає аналогом похідної помилки. Доцільно використовувати різницю між миттєвим пружним моментом $M_{\text{пр}}(t)$ та моментом статичного навантаження $M_c(t)$, тобто $M_{\text{пр}}(t) - M_c(t)$, оскільки саме ця величина інформує про реальний характер деформацій у кінематичному ланцюзі.

Таким чином, у запропонованій структурі нечіткої системи керування на її входи подаються дві фізично змістовні величини:

- помилка регулювання $\varepsilon(t)$;
- пружний момент або його поправка $M_{\text{пр}}(t)$.

На виході Fuzzy-регулятора формується керувальна дія $U(t)$, яка є напругою (або еквівалентом напруги) і через підсилювач подається на силову частину системи керування приводом.

Структурна модель електропривода з нечітким регулятором, зібрана у середовищі Simulink, подана на рис. 4.1. На рис. 4.2 наведено внутрішню структуру підсистеми *Subsystem*, у якій реалізовано математичну модель об'єкта управління. Відкрити її можна подвійним клацанням на відповідному блоці, що відкриває окреме вікно з підсхемою.

Перш ніж перейти до побудови бази нечітких правил, необхідно чітко визначити набір вхідних та вихідних лінгвістичних змінних. У нашому випадку логічно виділити:

- помилку регулювання як першу вхідну змінну, позначену як ε ;
- пружний момент як другу вхідну змінну, позначену як $M_{\text{пр}}$;

- керувальну напругу регулятора як вихідну величину U , яка в подальшому додається до сигналу завдання і впливає на систему.

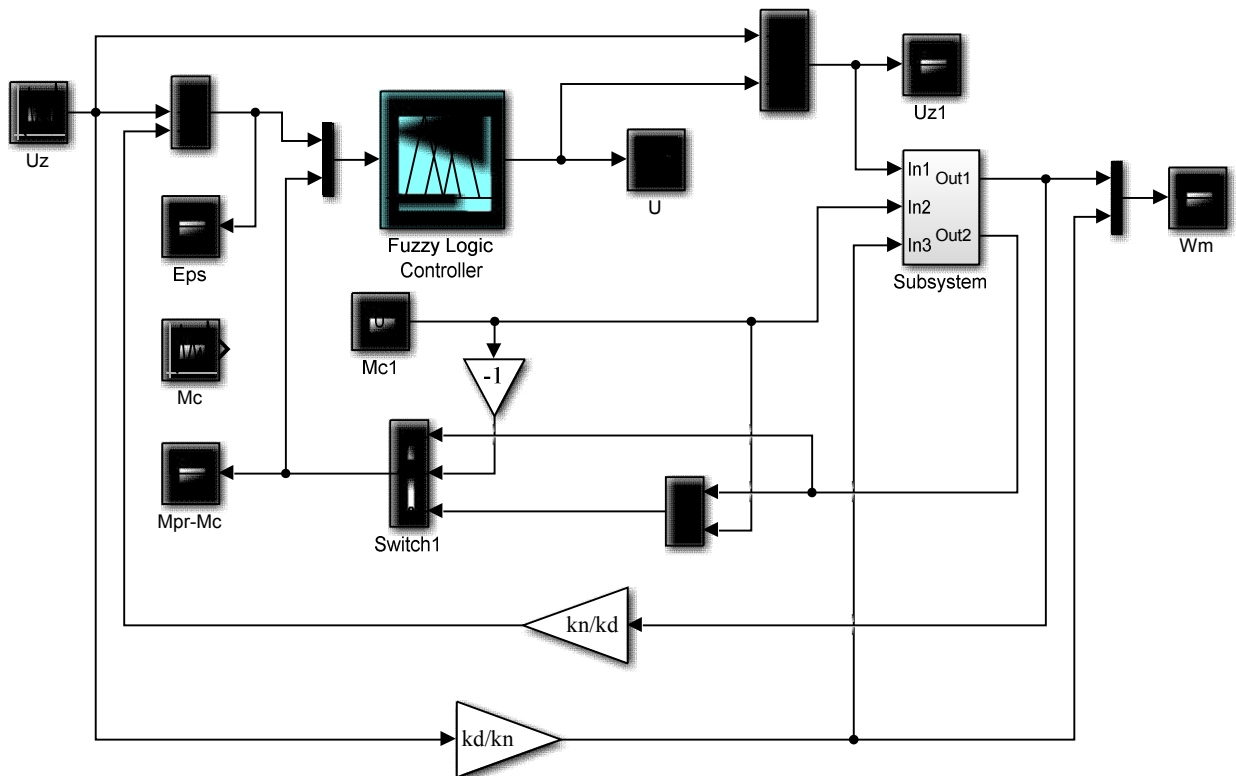


Рисунок 4.1 – Загальна Simulink-модель електромеханічної системи, керованої нечітким регулятором

Для всіх змінних використовуємо симетричні терм-множини, що складаються з п'яти базових лінгвістичних термів: “негативна велика”, “негативна мала”, “нульова”, “позитивна мала”, “позитивна велика”.

Для скорочення позначень застосуємо умовні маркери: NG – негативна велика, NS – негативна мала, ZR – близька до нуля, PS – позитивна мала, PG – позитивна велика.

Тоді терм-множини для кожної змінної матимуть вигляд:

$\{NG, NS, ZR, PS, PG\}$. $\{NG, NS, ZR, PS, PG\}$. $\{NG, NS, ZR, PS, PG\}$.

Функції приналежності для кожного терма вводяться у середовищі **Membership Function Editor** та задаються окремо для помилки, моменту й вихідної величини.

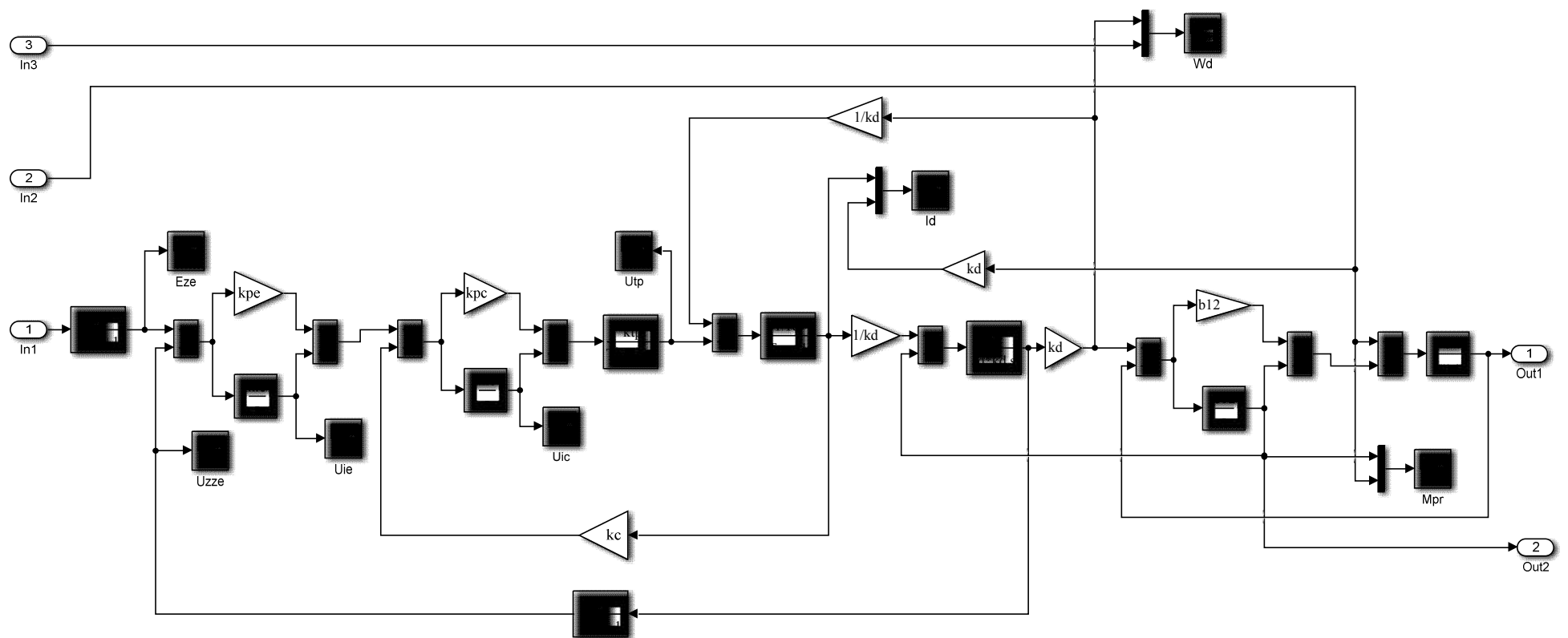


Рисунок 4.2 – Внутрішня структура підсистеми, що реалізує модель об'єкта управління

На основі аналізу експериментальних перехідних процесів – зокрема, поведінки системи під час пуску та при раптовому прикладенні навантаження – сформовано базу нечітких продукційних правил. Оскільки кожна з двох вхідних лінгвістичних змінних має по 5 термів, повна матриця нечітких рішень складається з 25 правил типу:

Якщо (помилка = терм_i) і (момент = терм_j), то (напруга регулятора = терм_k).

Для системи, що розглядається, сформовано наступні правила:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

ПРАВИЛО_21: ЯКЩО " $\varepsilon \in PG$ " І " $M_{\text{пр}} \in NG$ " ТО " $U \in NS$ "

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

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

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

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

Для зручності всі 25 правил подані у табличній формі (табл. 4.2), що значно полегшує перевірку сумісності та логічної завершеності набору продукцій.

Таблиця 4.2 – Набір продукційних правил формування вихідної лінгвістичної змінної нечіткого 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

Представленого теоретичного та графічного матеріалу достатньо, щоб перейти до практичного етапу побудови нечіткої системи керування. Проєктвана система нечіткого виведення матиме два незалежні входи, один вихідний

канал, п'ять функцій приналежності для кожної змінної та двадцять п'ять правил продукційного типу «якщо... то...», сформованих на основі таблиці 4.2. Для реалізації процедури нечіткого висновку обрано алгоритм Мамдані, який зазвичай вважається найбільш інтуїтивно зрозумілим та придатним для систем керування технічними об'єктами.

Перейдемо до побудови системи. Використавши командний рядок MATLAB, виконуємо оператор **fuzzy**, який запускає головний інтерфейс пакета Fuzzy Logic Toolbox – редактор нечіткої системи (FIS Editor). Після виконання цієї команди на екрані відкривається вікно, зображене на рис. 4.3.

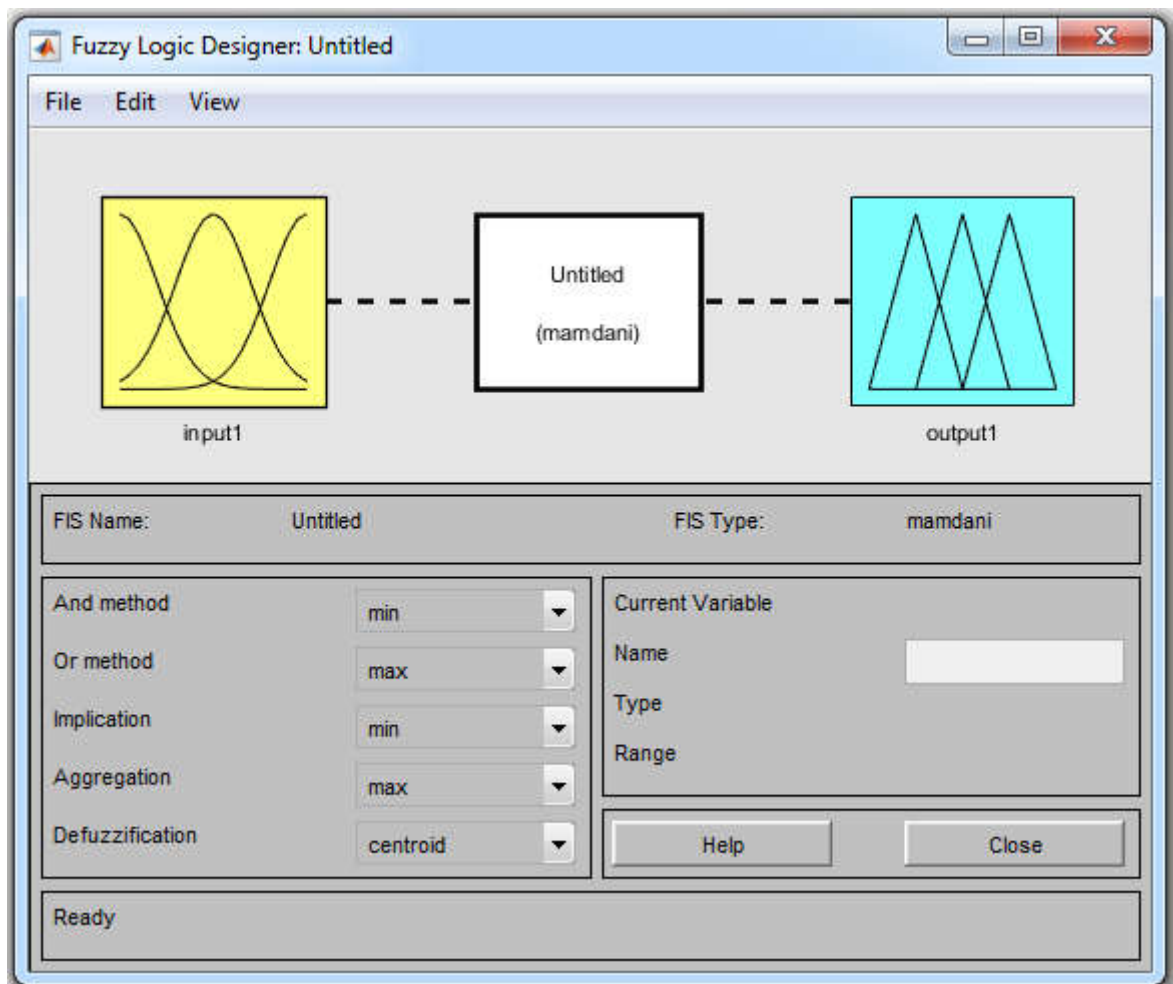


Рисунок 4.3 – Інтерфейс редактора FIS після запуску з командного рядка

У верхній частині інтерфейсу міститься стандартна панель меню, де доступні такі розділи:

- **File** – операції зі створенням, відкриттям, записом і друкуванням моделей нечітких систем;
- **Edit** – засоби редагування структури, зокрема додавання та вилучення входів і виходів;
- **View** – доступ до додаткових інструментів моделювання.

У вихідному стані інтерфейс редактора нечітких систем MATLAB автоматично пропонує використання класичного алгоритму нечіткого висновку типу **Mamdani**, про що свідчить відповідний напис у центральній частині робочого вікна. Оскільки в рамках розроблюваної системи регулювання необхідно забезпечити обробку двох незалежних інформаційних сигналів, структуру моделі потрібно доповнити ще одним входом. Для цього скористаємося пунктом меню **Edit** → **Add Variable** → **Input**, унаслідок чого в робочій області редактора з'являється додатковий жовтий блок із назвою *input2*.

Подальша настройка елементів виконується шляхом виділення кожної змінної та присвоєння їй змістовного найменування. Так, блок *input1* перейменується на **Epsilon**, що відображає фізичний зміст цієї величини – *миттєву похибку регулювання*. Після введення нового імені підтверджуємо дію клавішею *Enter*. Аналогічний спосіб застосовуємо й для другого входу *input2*, якому присвоюємо назву **Mpr**, що трактує пружний момент у кінематичному ланцюзі. Вихідний блок *output1* отримує найменування **U**, яке відповідає величині керуючого впливу, сформованого Fuzzy-регулятором.

З метою подальшої ідентифікації та зберігання параметрів моделі доцільно одразу задати назву всієї нечіткої системи. Через меню **File** → **Export** → **To Workspace** присвоюємо їй ім'я *Rolgang*, що відповідає механізму рольганга. Після виконання описаних дій вікно редактора набуває вигляду, наведеного на рисунку 4.4.

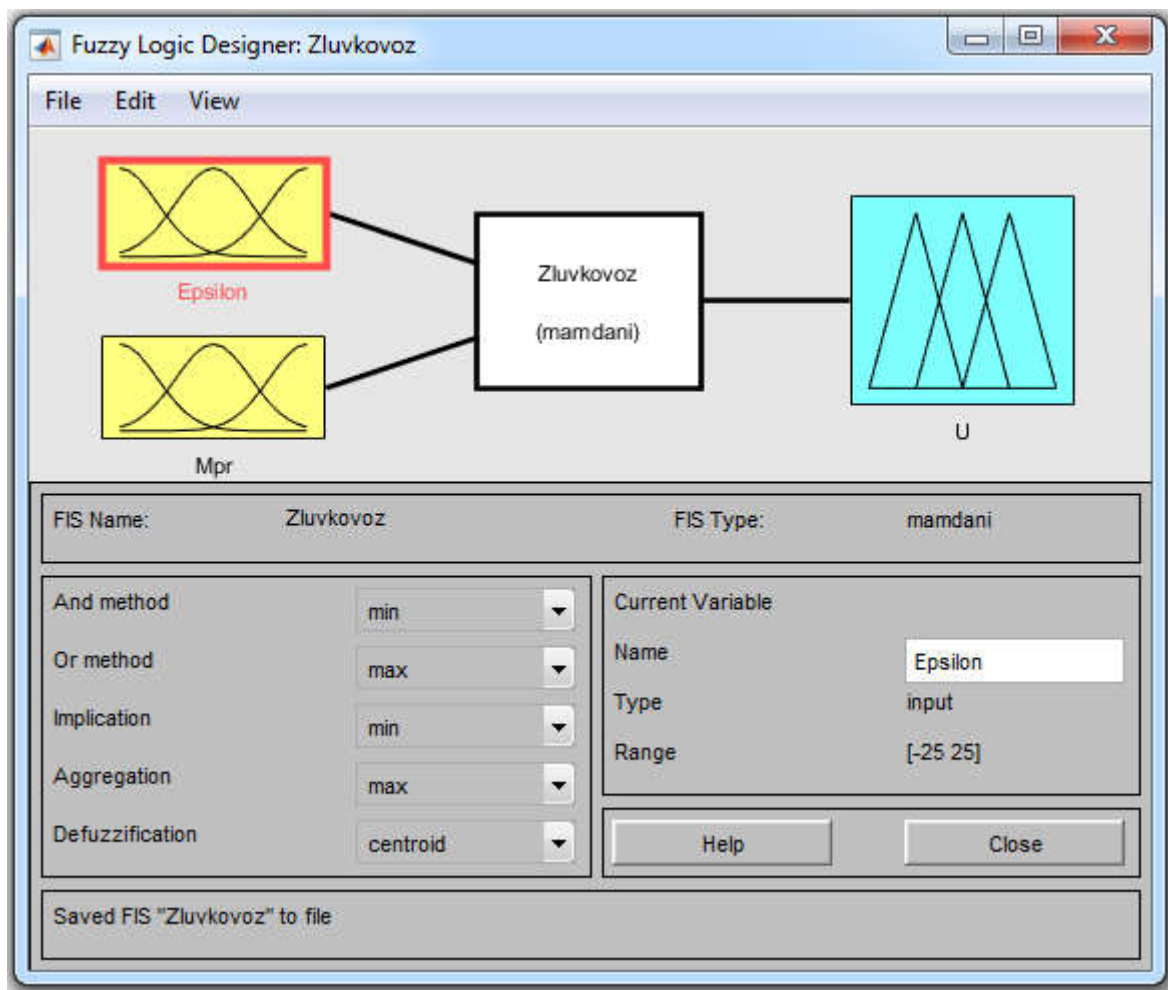


Рисунок 4.4 – Сформована структурна схема нечіткої системи керування у FIS Editor

Завдання функцій приналежності.

Наступний етап полягає у визначенні функцій приналежності всіх лінгвістичних змінних. Перейти до редактора функцій приналежності можна одним із трьох способів:

1. через меню **Edit** → **Membership Functions**;
2. подвійним клацанням на графічному символі відповідної змінної;
3. за допомогою комбінації клавіш **Ctrl** + **2**.

Після відкриття редактора почнемо з налаштування вхідної змінної **Epsilon** (рис. 4.5). Передусім задаємо робочий діапазон її зміни – від **-25** до **+25**, після чого командами **Edit** → **Remove All MFs** і **Edit** → **Add MFs** відкриваємо

діалогове вікно (рис. 4.6), де обираємо п'ять функцій приналежності. Це можуть бути як трикутні функції (*trimf*), так і гаусові (*gaussmf*), залежно від подальшої процедури оптимізації.

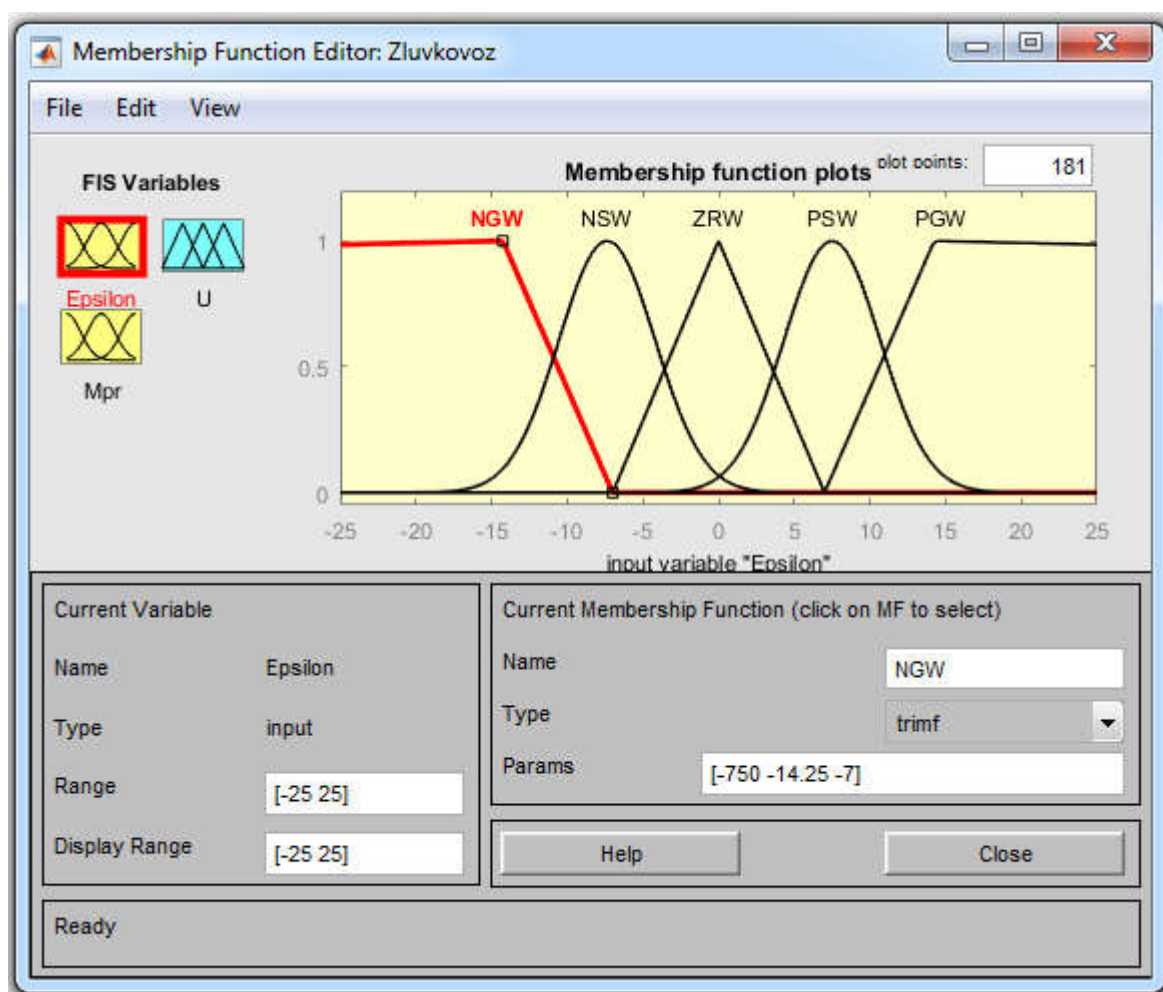


Рисунок 4.5 – Набір функцій приналежності для змінної «Epsilon»

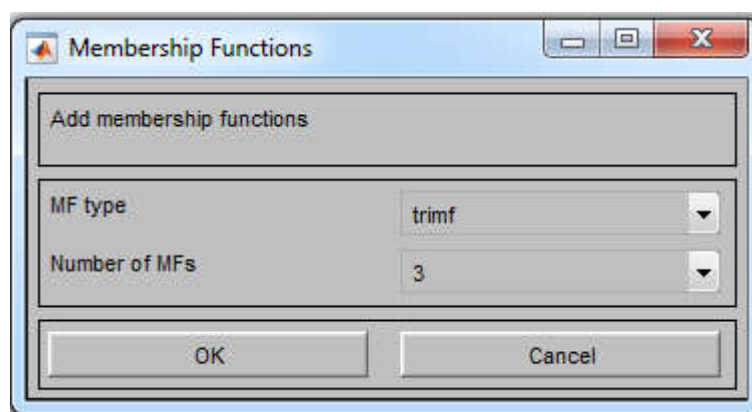


Рисунок 4.6 – Вибір типів та кількості функцій приналежності для змінної

Після повернення до редактора функцій приналежності переходимо до перейменування кожної кривої. Виділивши потрібну функцію клацанням миші, отримуємо можливість змінювати її положення, форму та числові параметри в полі **Params**. Для трикутних функцій визначаємо три параметри, що відповідають координатам основних точок; для гаусових – два параметри (ширина та центр).

Кожній функції присвоюємо осмислену лінгвістичну назву, наприклад: **NGW** – негативна велика; **NSW** – негативна мала; **ZRW** – близька до нуля; **PSW** – позитивна мала; **PGW** – позитивна велика.

Змінюючи форму та границі функцій приналежності, здійснюємо первинне налаштування Fuzzy-регулятора, що в подальшому буде удосконалене під час моделювання перехідних процесів багатомасової системи.

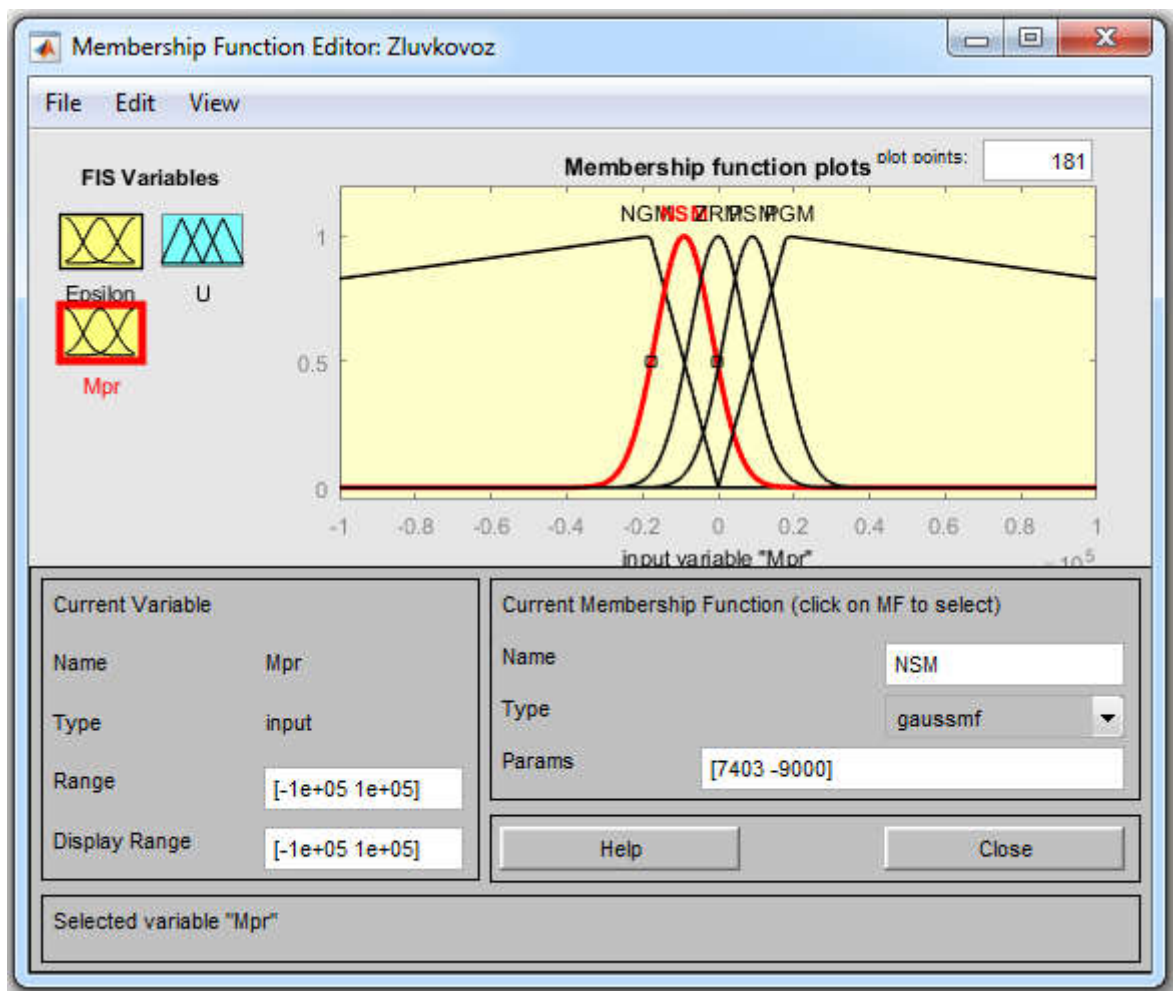


Рисунок 4.7 – Повний набір функцій приналежності для змінної «Mpr»

Аналогічні дії виконуються і для другої змінної **Mpr** (рис. 4.7). Для неї встановлюємо діапазон від -10^{-4} до $+10^{-4}$, після чого формуємо п'ять функцій приналежності типу *trimf* або *gaussmf* з іменами: **NGM**, **NSM**, **ZRM**, **PSM**, **PGM**.

Вихідна змінна **U**, на відміну від вхідних, матиме набір гауссових функцій. Діапазон встановлюється від -20 до $+20$. Центральна функція задається типом **gauss2mf**, решта – **gaussmf**. Назви функцій: **NGU**, **NSU**, **ZRU**, **PSU**, **PGU**. Приклад показано на рис. 4.8.

Тип і параметри функцій уточнюються в процесі налаштування Fuzzy регулятора, як було вказано раніше.

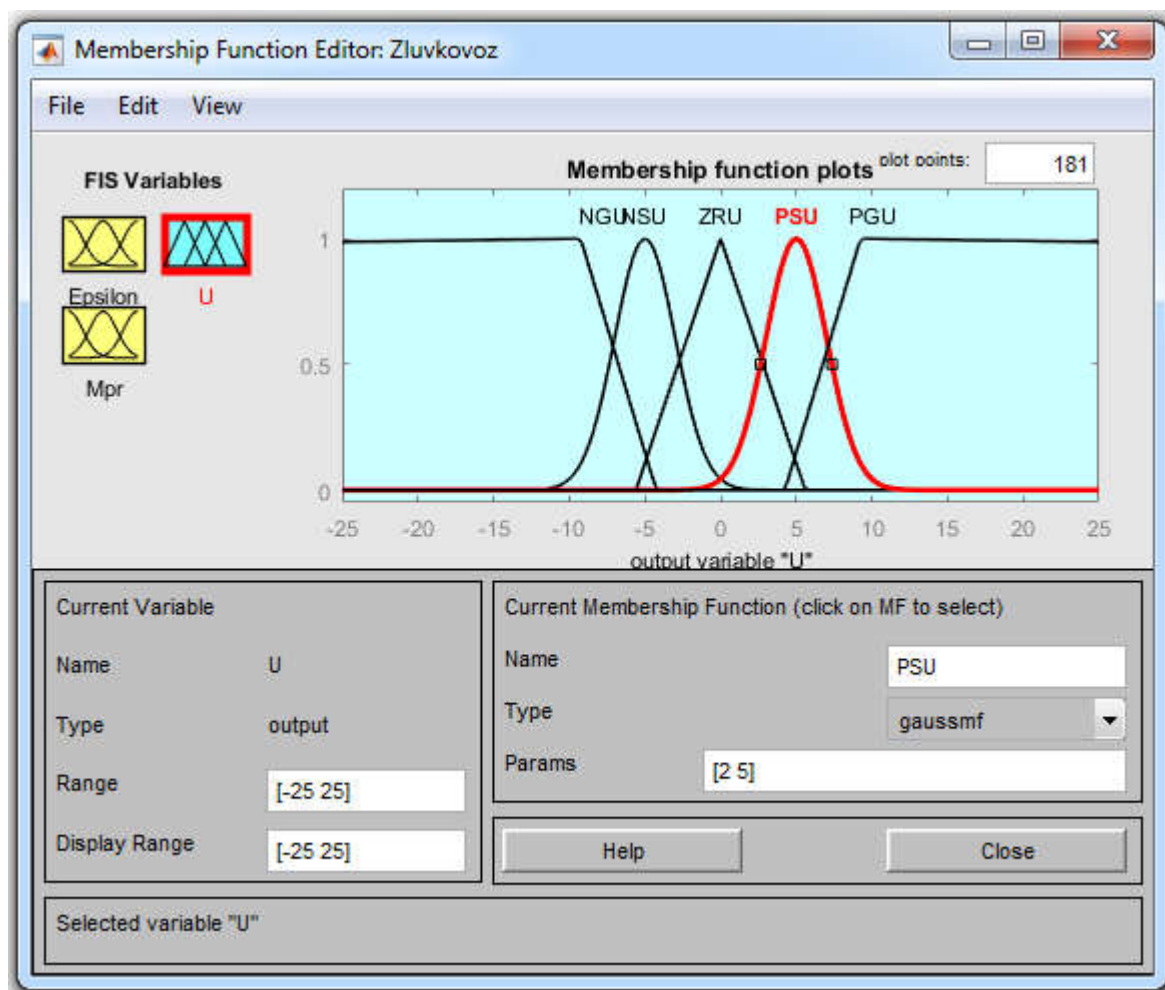


Рисунок 4.8 – Формування функцій приналежності вихідної змінної «U»

Формування бази правил.

Конструювання логічної основи регулятора виконуємо у вікні редактора правил, яке викликається через **Edit** → **Rules** (рис. 4.9). Тут у табличній формі задаються всі 25 правил виду «якщо... то...», що описують залежність реакції системи від поєднань значень **Epsilon** і **Mpr**.

Для перевірки коректності побудованих правил використовуємо режим їх перегляду, який активується командою **View** → **Rules**. У вікні Rule Viewer (рис. 4.10) представлена наочна візуалізація роботи механізму нечіткого висновку. Червона вертикальна лінія дозволяє динамічно змінювати вхідні значення та спостерігати, як це впливає на вихід **U**, що значно полегшує процес налаштування регулятора.

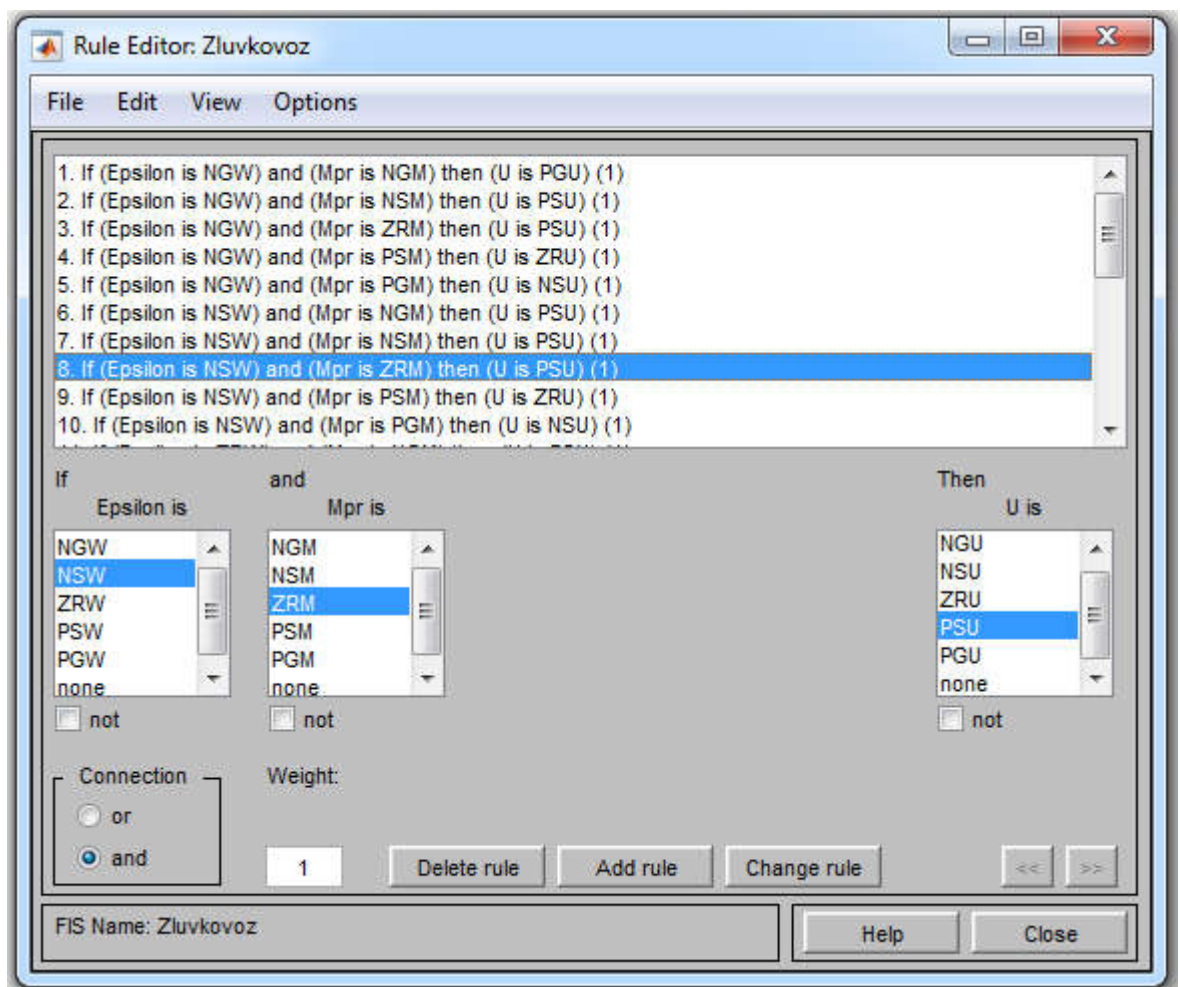


Рисунок 4.9 – Панель введення правил нечіткого висновку

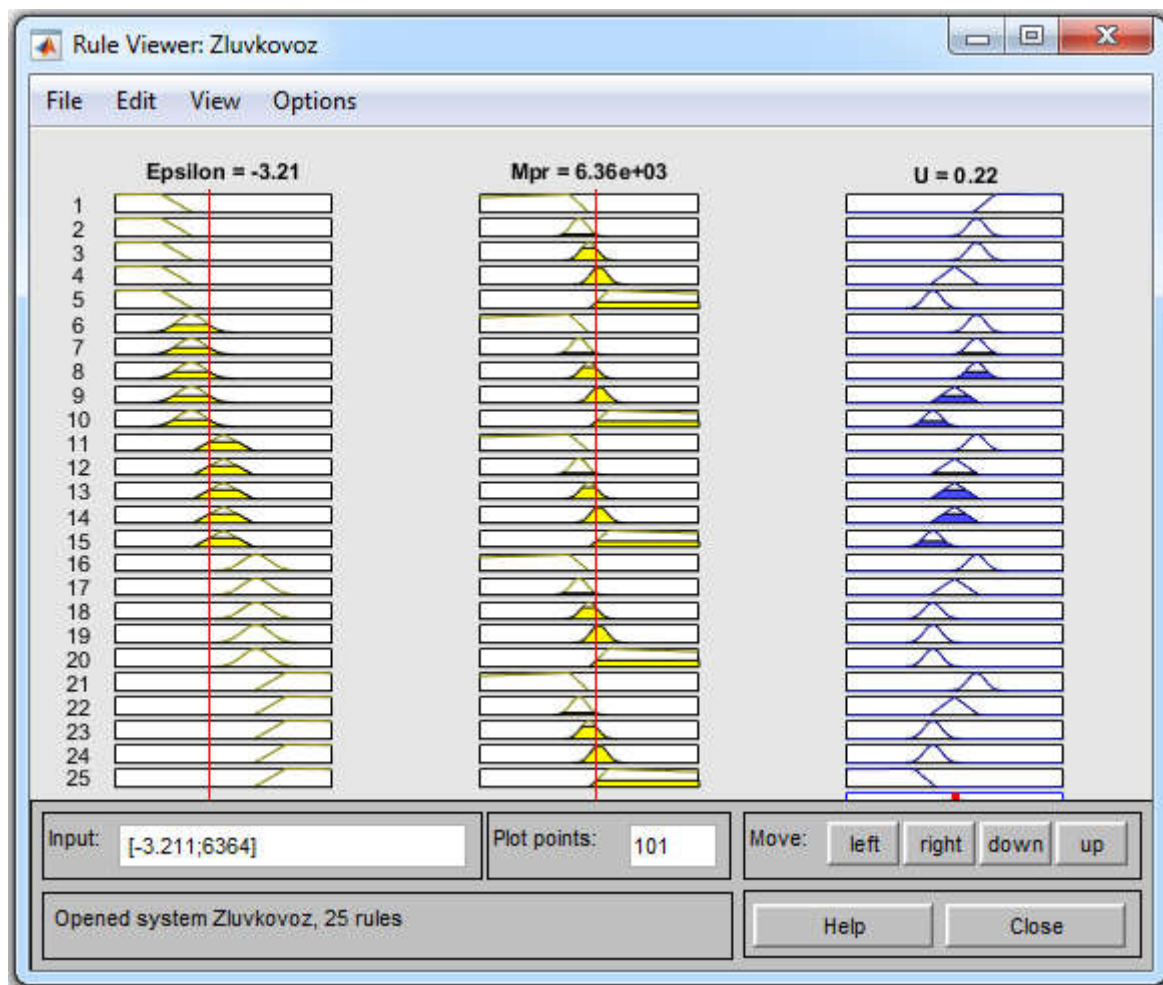


Рисунок 4.10 – Наочна демонстрація роботи системи у вікні Rule Viewer

Перегляд поверхні нечіткого висновку.

Далі відкриваємо інструмент **Surface Viewer** (**View** → **Surface**) – і одержуємо тривимірну поверхню залежності вихідної змінної від двох ПОВЕРХНЯ можливість аналізувати взаємозв'язок між вхідними змінними і виходом у тривимірному просторі. Цей інструмент дозволяє швидко оцінити адекватність побудованих функцій приналежності та структури правил.

Для виведення одновимірних залежностей (одновимірних перерізів) у вікні **Surface Viewer** змінюємо параметри **X** та **Y**, наприклад обираючи **U** від **Epsilon** або **U** від **Mpr**, що робить аналіз ще детальнішим (рис. 4.12).

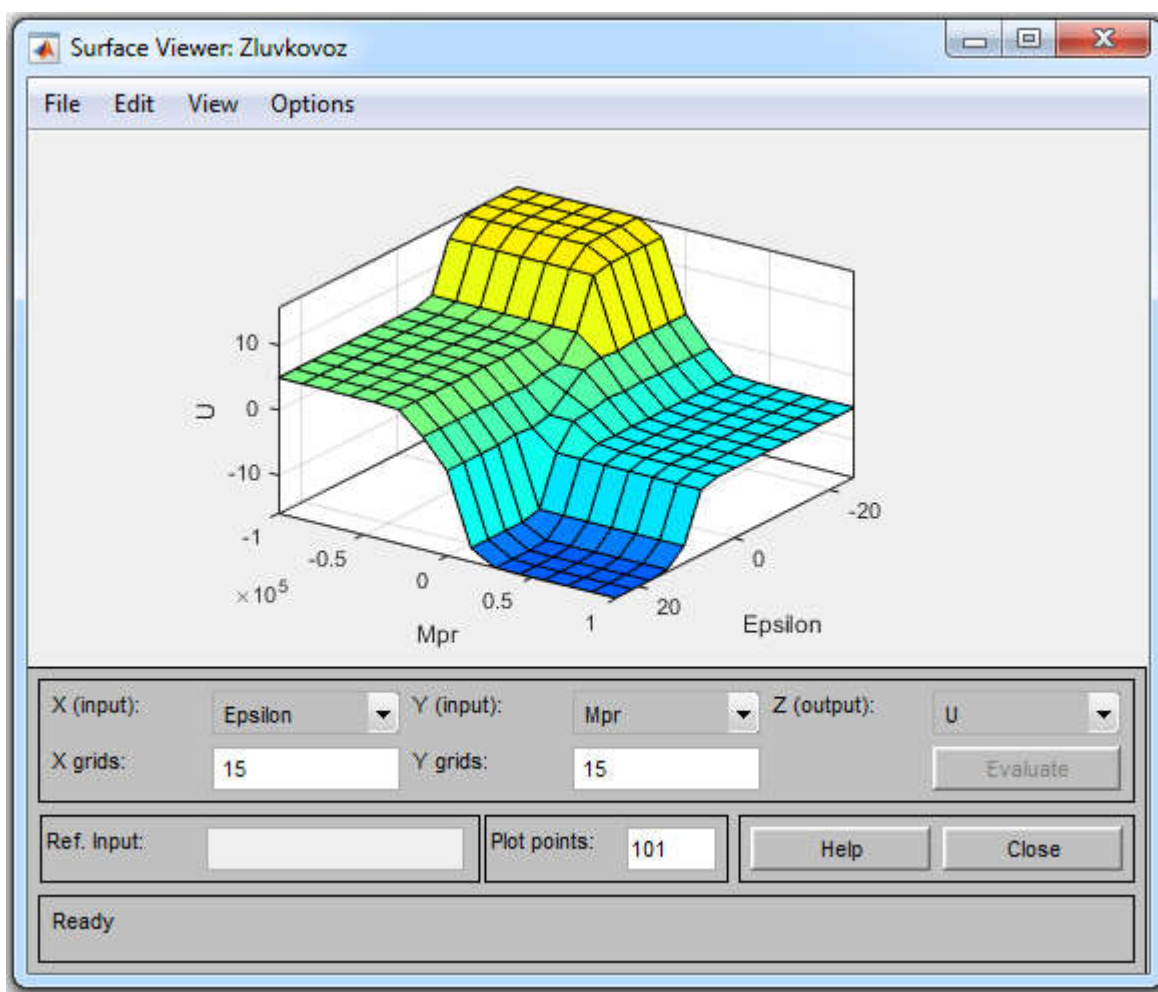


Рисунок 4.11 – Просторова поверхня залежності вихідної величини від вхідних параметрів

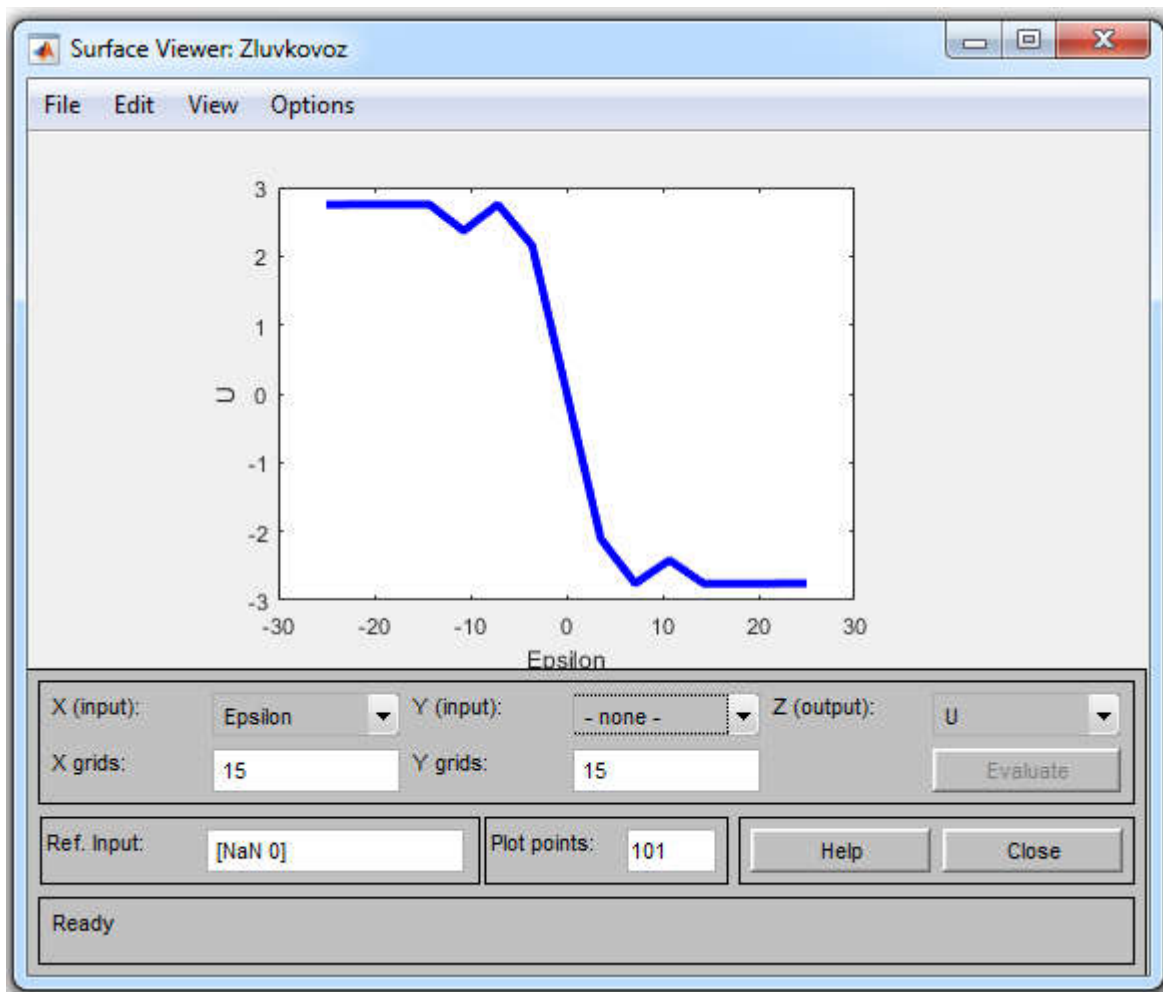


Рисунок 4.12 – Приклад одновимірної залежності керувального сигналу від помилки регулювання)

Моделювання системи з Fuzzy-регулятором.

Результати моделювання свідчать, що коректним добором типів функцій приналежності, їхніх параметрів і діапазонів зміни можна сформувати ефективний Fuzzy-регулятор, здатний зменшувати ударні навантаження в двомасовій електромеханічній системі. Моделювання виконується у Simulink-моделі, наведеної на рис. 4.1 або 4.13.

На рис. 4.14–4.17 наведено графічні результати модельних досліджень системи при роботі в режимах пуску та прикладання зовнішніх навантажень. Аналіз цих графіків показує, що система з нечітким регулятором формує плавні, практично безрезонансні перехідні процеси, істотно знижуючи динамічні перевантаження у валах і з'єднувальних елементах привода.



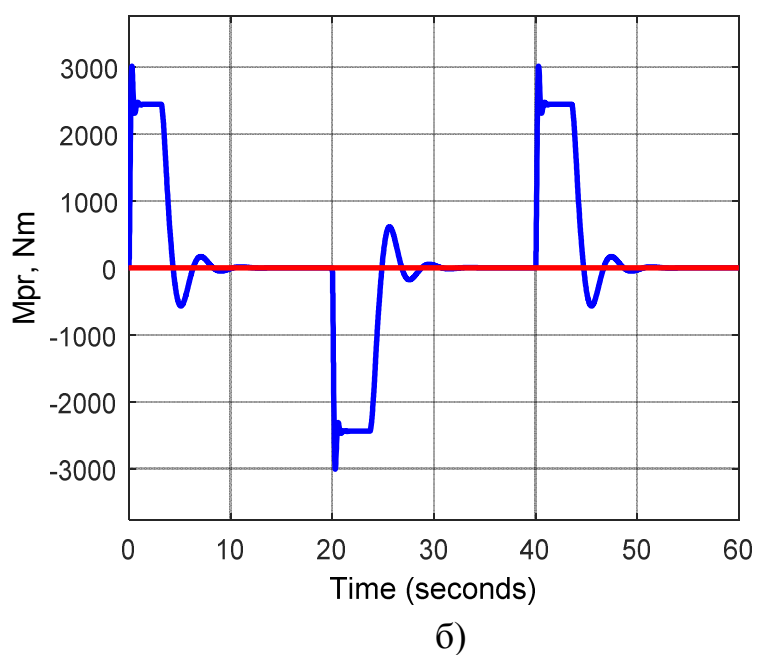
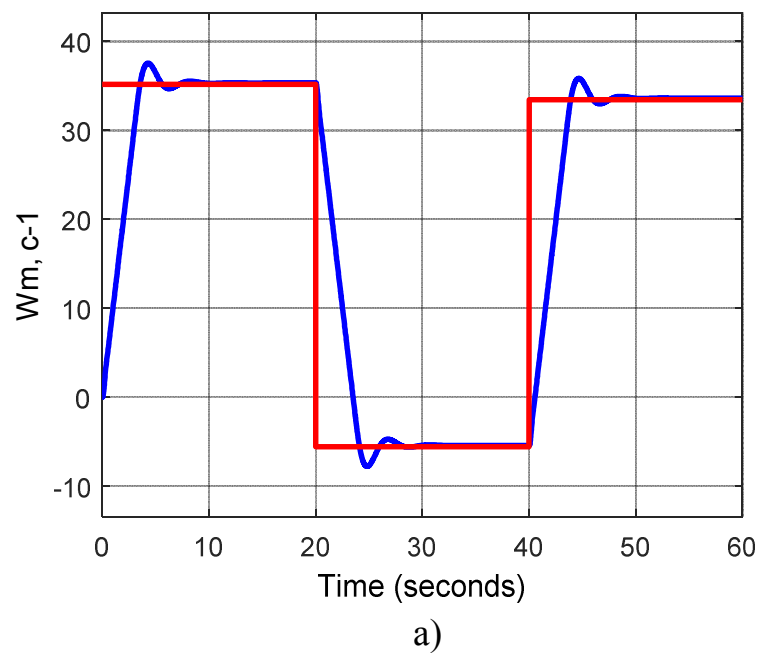
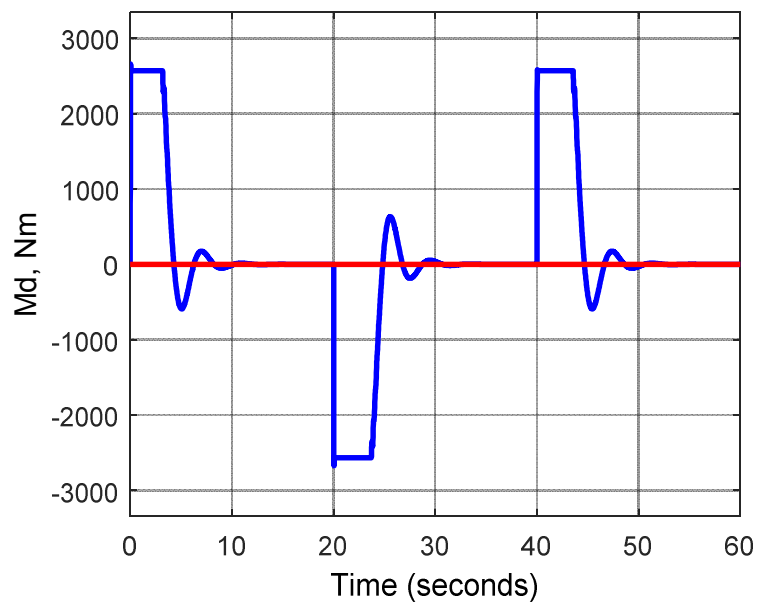
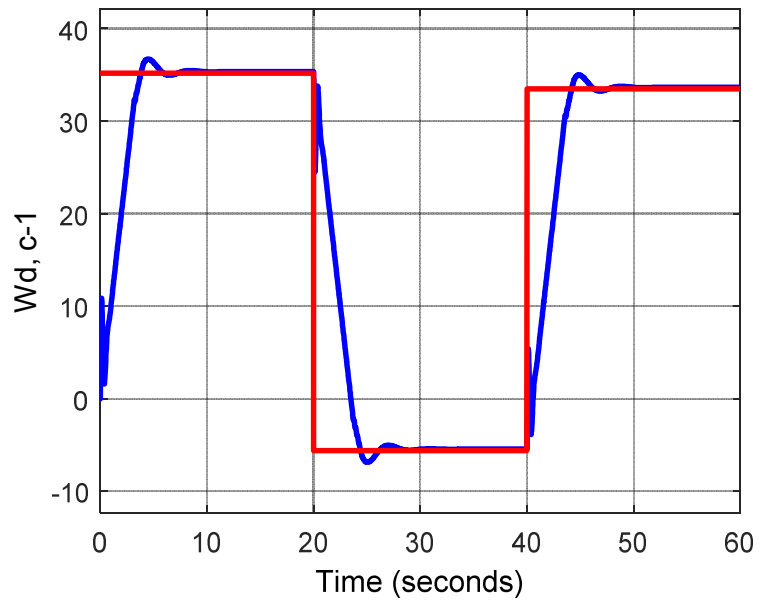


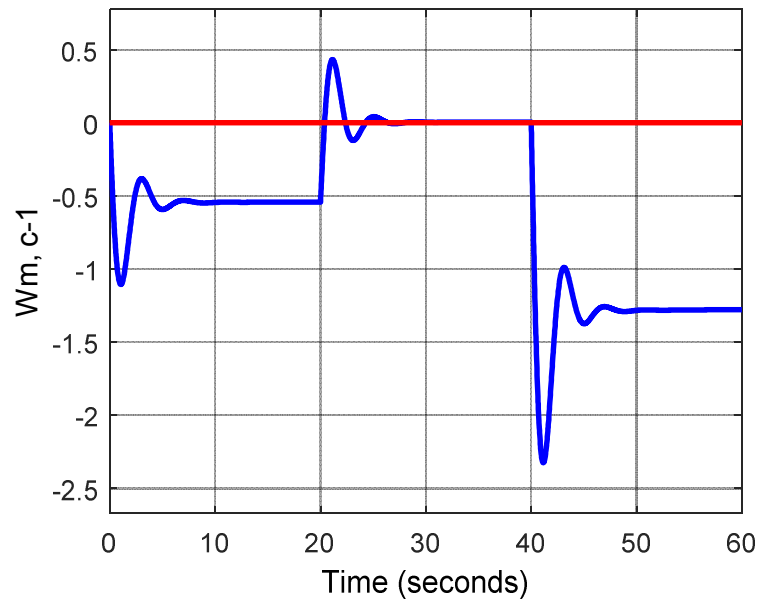
Рисунок 4.14 – Динаміка зміни швидкості механізму $\omega_m = f(t)$ (а) та пружного моменту $M_{пр} = f(t)$ (б) двомасової системи з Fuzzy регулятором при дії сигналу завдання



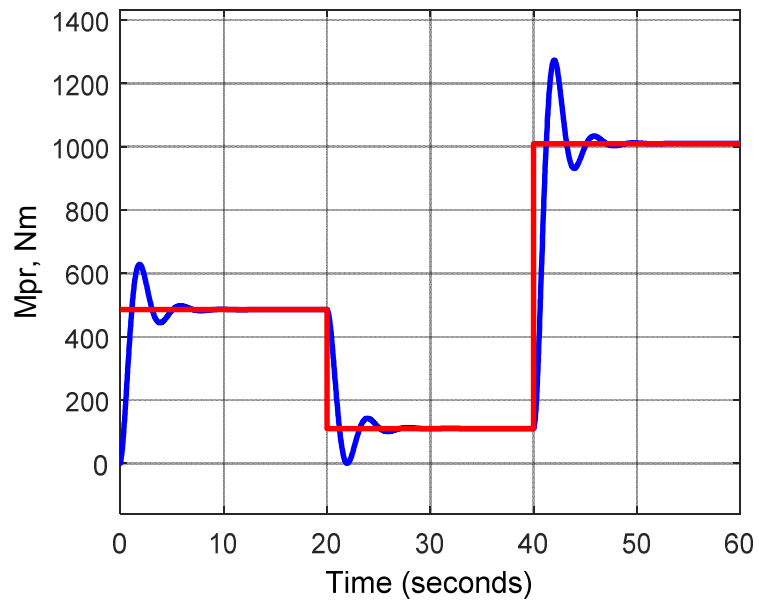
a)

б)

Рисунок 4.15 – Динаміка зміни швидкості двигуна $\omega_d = f(t)$ (а) та моменту двигуна $M_d = f(t)$ (б) двомасової системи з Fuzzy регулятором при дії сигналу за-
вдання

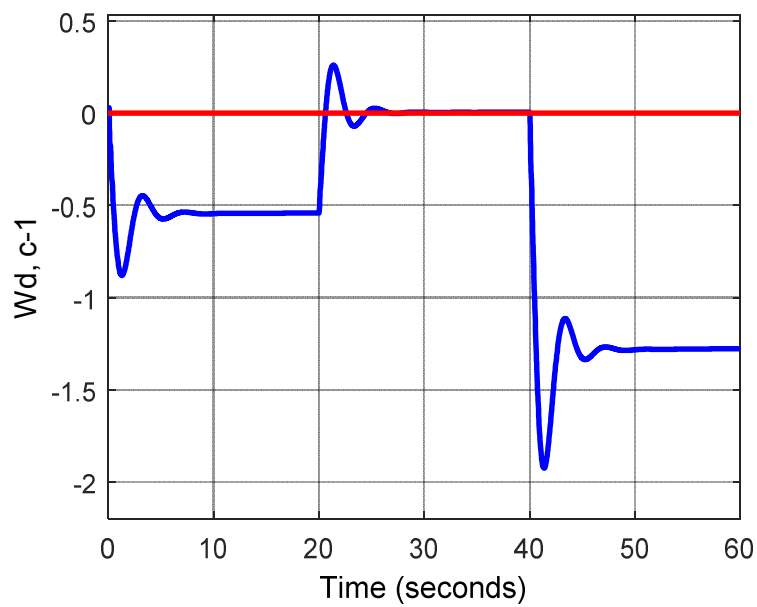


a)

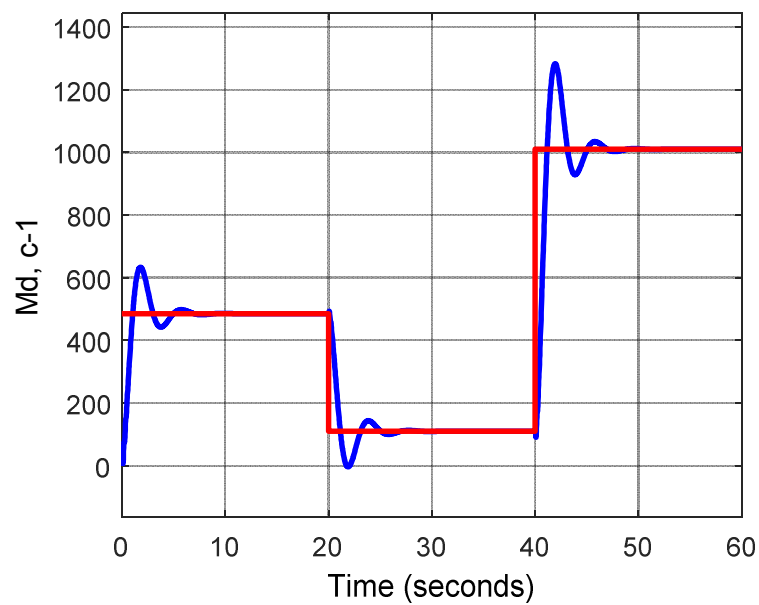


б)

Рисунок 4.16 – Динаміка зміни швидкості механізму $\omega_m = f(t)$ (а) та пружного моменту $M_{пр} = f(t)$ (б) двомасової системи з Fuzzy регулятором при дії сигналу збурення



a)



б)

Рисунок 4.17 – Динаміка зміни швидкості двигуна $\omega_d = f(t)$ (а) та моменту двигуна $M_d = f(t)$ (б) двомасової системи з Fuzzy регулятором при дії сигналу збурення

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 4

1. У межах виконаного дослідження було детально опрацьовано питання практичної реалізації нечітких апроксимуючих систем, зокрема шляхом використання інструментів математичного середовища MATLAB 7 і спеціалізованого пакету Fuzzy Logic Toolbox. Ці програмні засоби, що базуються на концепції теорії нечітких множин, надали можливість гнучко і наочно будувати структуру нечітких експертних та керуючих систем, формувати необхідні набори правил, а також візуалізувати процеси нечіткого висновку. Саме завдяки застосуванню цих інструментів вдалося створити придатну для практичного використання основу для проєктування регулятора, здатного працювати в умовах невідзначеності та змінних характеристик керованого об'єкта.

2. У ході роботи була сформована детальна схема системи керування з використанням Fuzzy-регулятора, а також побудована модель самого об'єкта керування, що взаємодіє з регулятором. Структура розробленої системи передбачає два входи та один вихід. На входи подаються такі фізично значущі величини, як миттєве значення похибки регулювання швидкості обертання механізму $\varepsilon(t)$, яке відображає розбіжність між заданою та фактичною швидкістю, а також момент пружності у кінематичному ланцюзі електроприводу $M_{\text{пр}}(t)$.

Включення моменту пружності як додаткової вхідної координати обґрунтовується тим, що двомасова електромеханічна система характеризується вираженою інерційністю, тому для підвищення точності впливу необхідно враховувати похідну складову динамічного процесу, роль якої в даному випадку виконує саме пружний момент. Вихідним сигналом служить сформована Fuzzy-регулятором керуюча дія $U(t)$, що безпосередньо визначає швидкість обертання механізму та впливає на термінальну електромеханічну систему.

3. На основі аналізу характеристик досліджуваних величин були визначені вхідні та вихідні лінгвістичні змінні нечіткої системи. Похибка регулювання $\varepsilon(t)$ була інтерпретована як лінгвістична змінна *"помилка регулювання"*, а мо-

мент пружності $M_{\text{пр}}(t)$ – як змінна "момент пружності". У ролі вихідної змінної виступає напруга регулятора $U(t)$, що є фактичною керуючою дією, яка додається до напруги завдання та подається на систему управління. Для всіх зазначених змінних сформовано відповідні терм-множини, до яких віднесено п'ять базових термів: «негативна велика», «негативна мала», «близька до нуля», «позитивна мала», «позитивна велика». Функції приналежності цих термів формувалися та уточнювалися безпосередньо в процесі синтезу регулятора, що дозволило забезпечити найбільш коректне відображення динаміки та характеру зміни фізичних параметрів системи.

4. Вивчення експериментальних перехідних процесів під час запуску та навантаження дало змогу побудувати цілісний набір правил нечіткого висновку. Оскільки система має дві вхідні лінгвістичні змінні по п'ять термів у кожній, повний набір правил складається з 25 нечітких продукцій типу «якщо... то...». Цей логічний базис охоплює всі можливі комбінації станів вхідних величин і дозволяє повною мірою враховувати різноманіття реальних режимів роботи електромеханічної системи.

5. З використанням інтерфейсу Fuzzy Logic Toolbox – зокрема редактора нечітких систем висновку (FIS-редактора) – було виконано синтез Fuzzy-регулятора за алгоритмом Мамдані. У процесі проєктування здійснювалося варіювання типів та параметрів функцій належності, що відкрило можливість пошуку таких конфігурацій регулятора, які забезпечують мінімізацію динамічних навантажень і зниження коливальності системи. Дослідження продемонстрували, що грамотне налаштування функцій приналежності та коригування логічних правил дозволяє істотно покращити роботу регулятора в умовах багатоканальної взаємодії між масами механізму.

6. Підсумкове моделювання синтезованої нечіткої системи підтвердило ефективність обраних рішень. Аналіз перехідних процесів показав, що система з нечітким регулятором демонструє коректну, керовану та передбачувану реакцію під час запуску електроприводу та накладання змінного навантаження. Динаміка системи є сприятливою: перехідні процеси відзначаються належною

швидкістю, обмеженою коливальністю та задовільними показниками стабілізації. Система зберігає властивість астатичності, перерегулювання не перевищує 10%, а час регулювання становить близько 7 секунд, що повністю відповідає поставленим технічним вимогам і підтверджує доцільність застосування Fuzzy-регулятора для даного класу задач.

ВИСНОВКИ

У магістерській кваліфікаційній роботі вирішено актуальну науково-практичну задачу, що полягає у розробці та дослідженні нечіткої системи управління багатомасовою електромеханічною системою механізму переміщення візка зливковозу стану гарячої прокатки. Запропоноване рішення спрямоване на підвищення якості регулювання, покращення динамічних характеристик системи та забезпечення її стійкої роботи в умовах змінних навантажень і складних режимів експлуатації.

Основні результати виконаної роботи полягають у наступному.

1. На основі аналізу існуючих систем управління основними та допоміжними механізмами прокатних станів, а також з урахуванням сучасних вимог до точності, швидкодії та надійності регулювання, науково обґрунтовано доцільність і перспективність застосування нечітких технологій управління для багатомасової електромеханічної системи механізму переміщення візка зливковозу. Показано, що використання нечітких регуляторів дозволяє ефективно враховувати нелінійності, невизначеності параметрів і складну динаміку об'єкта керування.

2. За результатами аналізу технічних характеристик зливковозів та вимог, що висуваються до електроприводів допоміжних механізмів станів гарячої прокатки, обрано електропривод постійного струму, реалізований за системою ТП–Д. Виконано обґрунтований вибір електродвигуна та основного електроустаткування силового кола електроприводу, що забезпечують необхідні енергетичні та динамічні показники роботи механізму.

3. Проведено вибір структури та розрахунок системи автоматичного управління параметрами електроприводу. Для керування координатами електроприводу застосовано систему підлеглого регулювання з внутрішнім контуром струму та зовнішнім контуром ЕРС. Виконано розрахунок параметрів силового кола, необхідних для синтезу системи автоматичного управління. Здійснено синтез послідовних коригувальних пристроїв контурів із оптимізацією контуру

струму за модульним критерієм, а контуру ЕРС – за симетричним критерієм. Моделювання системи проведено з використанням програмного середовища MATLAB. Установлено, що система є астатичною другого порядку за задавальною дією та астатичною першого порядку за збурювальною дією, а перерегулювання швидкості за задавальною дією при використанні вхідного фільтра становить 8,1%.

4. Розроблено математичну модель двомасової електромеханічної системи, яка враховує податливість механічних зв'язків між електродвигуном і виконавчим механізмом. Проведене комп'ютерне моделювання показало, що в двомасовій системі перехідні процеси основних координат характеризуються наявністю значних коливань, що негативно впливає на якість регулювання та надійність роботи механізму.

5. З метою покращення динамічних властивостей системи виконано синтез системи управління з використанням Fuzzy-регулятора. Розглянуто принципи побудови та функціонування нечіткого регулятора, наведено послідовність його синтезу та налаштування. Побудовано та проаналізовано перехідні процеси в двомасовій системі з Fuzzy-регулятором. Результати моделювання підтвердили, що застосування нечіткого управління забезпечує задовільну динаміку системи під час пуску та при накиданні навантаження. Система залишається астатичною, перерегулювання не перевищує 10%, а час регулювання становить 7 с, що повністю відповідає вимогам технічного завдання.

У цілому результати виконаної роботи підтверджують, що застосування нечіткої логіки для керування багатомасовими електромеханічними системами дає можливість суттєво підвищити якість керування, зменшити динамічні навантаження та забезпечити надійність роботи обладнання в умовах складних технологічних впливів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. 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.
2. Кирик В. В. Математичний апарат штучного інтелекту в електроенергетичних системах: підручник / В. В. Кирик.– Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, Вид-во «Політехніка» 2019.– 224с.
3. 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.
4. Глибовець М.М., Отецький О.В. Штучний інтелект. – К.: Вид. дім «КМ Академія», 2002. – 366 с.
5. 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. Лісовиченко. - К. : ДП «Вид. дім «Персонал», 2011. - 544 с.
6. Методи та системи штучного інтелекту: Теорія і практика: Навчальний посібник / О.С. Булгаков, В.В. Зосімов, В.О. Поздєєв. – Одеса. : Олді плюс, 2020. – 356с.
7. Методи та системи штучного інтелекту: Навчальний посібник–/ Уклад. : А.С. Савченко, О. О. Синельников. – К. : НАУ, 2017. – 190 с.
8. Методи та системи штучного інтелекту: Навчальний посібник / Уклад.: І.М. Удовик, Г.М. Коротенко, Л.М. Коротенко, В.О. Трусов, А.Т. Харь. – Д.: Державний ВНЗ «Національний гірничий університет», 2017. – 105 с.
9. Методи та системи штучного інтелекту: навч. посіб. / укл.Д.В. Лубко, С.В. Шаров. – Мелітополь: ФОП Однорог Т.В., 2019. – 264 с.
10. Паламар М. І. Комп'ютерні технології штучного інтелекту для прецизійного управління у мехатронних системах : навч. посіб. / Михайло Паламар, Михайло Стрембіцький ; Тернопіл. нац. техн. ун-т ім. Івана Пулюя.

Тернопіль : Тернопіл. нац. техн. ун-т ім. Івана Пулюя, 2018. 127 с.

11. Литвин В.В. Інтелектуальні системи : підручник / В.В. Литвин, В.В. Пасічник, Ю.В. Яцишен. – Львів: Новий світ, 2009. – 405 с.

12. Троцько В.В., Методи штучного інтелекту: навчально-методичний і практичний посібник. / Троцько В.В. – Київ: Університет економіки та права «КРОК», 2020. – 86 с.

13. Куклін В. М. К Подання знань і операції над ними; навчальний посібник. / В. М. Куклін. Харків: ХНУ імені В. Н. Каразіна, 2019 – 164 с.

14. Снитюк В. Є. Прогнозування. Моделі, методи, алгоритми / В. Є. Снитюк. – Київ : Маклаут, 2008. – 364 с.

15.Івахів, Орест Васильович. Основи побудови систем керування з нечіткою логікою : навчальний посібник /О. Івахів, М. Наконечний.– Львів :Растр-7,2017. – 129 с.

17. Коротка, Лариса Іванівна. Обчислювальний інтелект : теорія нечітких множин: навчальний посібник / Коротка Л.І., Зеленцов Д.Г., Науменко Н.Ю.,Ляшенко О.А., Солодка Н.О.– Дніпро :ДВНЗ УДХТУ,2020. – 161 с.

18. Шушура О.М. Методологічні основи побудови інформаційних технологій для автоматизації управління складними системами на принципах нечіткої логіки : дис. ... доктора технічних наук : 05.13.06 / Шушура Олексій Миколайович. К., 2018. 332 с.

19.Zadeh L. A. Fuzzy sets. – Information and Control, vol. 8, 1965, pp. 338–353.

20.Zadeh L. A. The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning. – Information Sciences, vol. 8, 1975, pp. 43–80.

21.Zadeh L. A. *Outline of a New Approach to the Analysis of Complex Systems and Decision Processes* / L. A. Zadeh // *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*. – 1973. – Vol. SMC-3, No. 1. – P. 28-44.

22.Zadeh L. A. *Toward a theory of fuzzy information granulation and its centrality in human reasoning and fuzzy logic* / L. A. Zadeh // *Fuzzy Sets and Systems*. – 1997. – Vol. 90, No. 2. – P. 111-127.

23. Zadeh L. A. *From computing with numbers to computing with words - from manipulation of measurements to manipulation of perceptions* / L. A. Zadeh // *International Journal of Applied Mathematics and Computer Science*. – 2002. – Vol. 12, No. 3. – P. 307-324
24. Dubois D., Prade H. – *Fuzzy Sets and Systems: Theory and Applications*, vol. 144, 1980, 385. p.
25. Dubois D. and H. Prade, Unfair coins and necessity measures: Towards a possibilistic interpretation of histograms. *Fuzzy Sets and Systems*, 10, No. 1, 1983.
26. Dubois D., Prade H. *Fuzzy Numbers, on Overview // Analysis of Fuzzy Information (Mathematics)*. GRC Press, 1988. P. 3–39.
27. Sugeno M. *Theory of fuzzy integrals and its applications*. PhD thesis, Tokyo Institute of Technology, 1974.
28. Sugeno M. 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.
29. Sugeno M. An introductory survey on fuzzy control. *Information Sciences*, 36:59-83, 1985.
30. Bezdek J. C. A convergence theorem for the fuzzy ISODATA clustering algorithm. – *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol. 2, No.1, 1980, pp. 1–8.
31. Bezdek J.C. Some recent applications of fuzzy c-means in pattern recognition and image processing. – *IEEE Workshop Lang. Autom.*, 1983, pp. 247–252.
32. Yager R. R. (Ed.) *Fuzzy Set and Possibility Theory*. - Academic Publishers, New York, 1982.
52. Bezdek J. C. *Pattern Recognition with Fuzzy Objective Function Algorithms* : моногр. – New York : Plenum Press, 1981. – 239 с.
53. Takagi T., Sugeno M. *Fuzzy identification of systems and its application to modeling and control* : журн. стаття / T. Takagi, M. Sugeno. – *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*. – 1985. – Vol. SMC-15, No. 1, P. 116–132.

54. Kosko B. *Fuzzy cognitive maps* : журн. стаття / B. Kosko. – International Journal of Man-Machine Studies. – 1986. – Vol. 24, Issue 1, P. 65–75.
55. Babuška R. *Fuzzy Modeling for Control* : моногр. – Boston : Kluwer Academic Publishers, 1998. – 328 с.
56. Klir G. J., Yuan B. *Fuzzy Sets and Fuzzy Logic: Theory and Applications* : моногр. – Upper Saddle River, NJ : Prentice Hall, 1995. – 574 с.
57. Zadeh L. A. *Fuzzy logic = computing with words* / L. A. Zadeh // *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*. – 1996. – Vol. 4, No. 2. – P. 103-111
58. Aslam S. Model predictive control for Takagi–Sugeno fuzzy systems // *Information Sciences*. – 2023.
59. Beşkardeş A. A survey on fuzzy control for mechatronics applications A. Beşkardeş. – 2023.
60. Vidal-Martínez R., García-Martínez J. R., Rojas-Galván R., Álvarez-Alvarado J. M., Gozález-Lee M., Rodríguez-Reséndiz J. *A Review of Mamdani, Takagi–Sugeno, and Type-2 Fuzzy Controllers for MPPT and Power Management in Photovoltaic Systems* / R. Vidal-Martínez, J. R. García-Martínez, R. Rojas-Galván, J. M. Álvarez-Alvarado, M. Gozález-Lee, J. Rodríguez-Reséndiz. - *Technologies*, 2025. - Vol. 13, № 9, Art. 422.
61. Zhang Y. Takagi–Sugeno–Kang fuzzy system fusion: A survey // *Fuzzy Sets and Systems*. - 2024.
62. Miron A., Beleiu H. G. Fuzzy Control Systems for Power Quality Improvement - A Systematic Review // *Applied Sciences*. - 2024. -T. 14, № 11.
63. *Relaxed Model Predictive Control of T-S Fuzzy Systems via Homogeneous Polynomial Techniques* // *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*. – 2024.
64. Mohindru P. Review on PID, fuzzy and hybrid fuzzy PID controllers for controlling non-linear dynamic behaviour of chemical plants // *Artificial Intelligence Review*. - 2024.
65. Rahman M. M., Rahman M. A., Ahmad M. W., Islam M. R. *Type-3 Fuzzy System-Based Intelligent Control Approaches and Applications* / M. M. Rahman, M. A.

Rahman, M. W. Ahmad, M. R. Islam // *IEEE Access*. - 2024. – Vol. 12. – P. 78319–78345.

66. Mohindru P., Pankaj, Kumar D. *Review on PID, fuzzy and hybrid fuzzy PID controllers for controlling non-linear dynamic behaviour of chemical plants* / P. Mohindru, Pankaj, D. Kumar // *Artificial Intelligence Review*. - 2024.

67. Beşkardeş A. A comprehensive review on fuzzy logic control systems for all, hybrid, and fuel cell electric vehicles // *Soft Computing*. - 2024.

68. Qin H., Li Y., Zhang S. A fuzzy adaptive PID coordination control strategy for hybrid energy storage systems // *Energies*. - 2024. - T. 17, № 21.

69. Chang W.-J., Lin Y.-H., Ku C.-C. A comprehensive survey on advanced control techniques for T-S fuzzy systems subject to control input and system output requirements // *Processes*. - 2025. - T. 13, № 3.

70. Wang, L. X., and J. M. Mendel. "Fuzzy basis functions, universal approximation, and orthogonal least-squares learning." *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 3, no. 5, 1992, pp. 807–814.

71. Castro, J. L. "A fuzzy logic controller: Introduction and applications." *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, vol. 25, no. 4, 1995, pp. 665–685.

72. Kosko, Bart. "Fuzzy systems as universal approximators." *IEEE Transactions on Computers*, vol. 43, no. 11, 1993, pp. 1329–1333.

73. Теорія автоматичного керування : навчальний посібник / П. В. Леонтьєв та ін. ; за заг. ред. П. В. Леонтьєва. – Суми : Сумський державний університет, 2024. – 296 с.

74. Теорія автоматичного управління : навчальний посібник [Електронний ресурс] : навч. посіб. / О. Й. Штіфзон, П. В. Новіков, В. П. Бунь. – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. – 144 с.

75. Теорія автоматичного управління. Нелінійні та дискретні системи [Електронний ресурс] : навчальний посібник / О. Й. Штіфзон, П. В. Новіков. – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. – 98 с.

76. Теорія автоматичного керування : навчальний посібник / П. В. Леонтьєв та ін. ; за заг. ред. П. В. Леонтьєва. – Суми : Сумський державний університет,

2024. – 296 с.

77. Теорія автоматичного керування : навчальний посібник / О. К. Аблесімов – К. : «Освіта України», 2019. – 270 с.

78. Навчальний посібник з дисципліни "Теорія автоматичного керування" : у 2 ч. Ч. 1 / А. П. Гуров, С. І. Ольшевський, О. О. Черно, Л. І. Бугрім. – Миколаїв : НУК, 2018. – 111 с.

79. Теорія автоматичного управління : курс лекцій / Т. М. Боровська. – Вінниця : ВНТУ, 2018. – 256 с.

80. Теорія автоматичного управління: Навчальний посібник [Електронний ресурс] : навч. посіб. для студ. спеціальності 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології», освітньо-професійна програма «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології кібер-енергетичних систем»; уклад.: О. Й. Штіфзон, П. В. Новіков, В.П. Бунь. – Електронні текстові дані (1 файл: 2,2 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. – 144 с

81. Лістровий С. В., Мірошник М. А., Клименко Л. А. Теорія автоматичного керування, штучний інтелект і автоматизація процесу прийняття рішення: Навч. посібник. – Харків: УкрДУЗТ, 2019. – 120 с.

82. Автоматизований електропривод. Розділ 1. Теорія електропривода. Навчальний посібник. / Н.Д. Красношопка – К.: КПІ ім. Ігоря Сікорського. - 2023. – 101 с.

83. Возняк, О.М., Штуць. А.А., Колісник М.А. Сучасні системи електроприводів. Теорія та практика. Частина 1. Навчальний посібник. – Вінниця: ТВОРИ, 2021. – 280 с.

84. А. А. Видмиш, Л. В. Ярошенко. Основи електропривода. Теорія та практика. Частина 1. Навчальний посібник. – Вінниця: ВНАУ, 2020. – 387 с.

85. Панкратов А.І. Системи керування електроприводами. Видання 2: Навч. посібник з дисципліни «Системи керування електроприводами» (для студентів спеціальності 151 «Автоматизація та комп'ютерноінтегровані технології» денної і заочної форми навчання) – Краматорськ: ДДМА, 2018. – 225 с.

86. Колб Ант. А, Колб А. А. Теорія електроприводу: Навчальний посібник. –

2-е вид. перероб. і доп. – Д., Національний гірничий університет, 2011. – 540 с.

87. Панкратов А.І. Системи керування електроприводами. Видання 2: Навч. посібник з дисципліни «Системи керування електроприводами» (для студентів спеціальності 151 «Автоматизація та комп'ютерноінтегровані технології» денної і заочної форми навчання) – Краматорськ: ДДМА, 2018. – 225 с.

88. Василега П. О. Електропривод робочих машин : підручник / П. О. Василега. – Суми: Сумський державний університет, 2022. – 290 с. ISBN 978-966-657-900-6.

89. Шефер О.В. Автоматизований електропривод загальнопромислових механізмів: конспект лекцій. – Полтава: ПолтНТУ, 2020. – 154 с.

90. Електропривод виробничих машин і механізмів: Навчальний посібник / О.Ю. Синявський, В.В. Савченко, В.Я. Бунько, В.Ю. Рамш; За ред. О.Ю. Синявського. – К.: ФОП Ямчинський О.В., 2020. – 444 с. ISBN 978-617-7890-88-0.

91. Гурко О.Г. Аналіз та синтез систем автоматичного управління у MATLAB: Навчальний посібник / О.Г. Гурко, І.Ф. Єрмоменко. Харків, ХНАДУ, 2012. – 284 с.

92. 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

ДОДАТОК А. БАЗОВІ ТЕОРЕТИЧНІ КАТЕГОРІЇ ТА ПОНЯТТЯ НЕЧІТКОЇ ЛОГІКИ

А.1. Формальне трактування та основні характеристики нечіткої множини

Нечітка множина (fuzzy set) – це сукупність елементів довільної природи, щодо яких не можна з повною визначеністю затверджувати, – чи належить той або інший елемент даної сукупності даній множині чи ні. Іншими словами, нечітка множина відрізняється від звичайної множини тим, що для всіх або частини його елементів не існує однозначної відповіді на питання: «Належить або не належить той або інший елемент даній нечіткій множині?» Можна це питання поставити і по-іншому: «Чи володіють його елементи деякою характеристичною властивістю, яка може бути використана для завдання цієї нечіткої множини?»

Формально нечітка множина A визначається як множина впорядкованих пар або кортежів вигляду: $\langle x, \mu_A(x) \rangle$ де x є елементом деякої універсальної множини або універсуму E , а $\mu_A(x)$ – функція приналежності (або ступінь приналежності), яка ставить у відповідність кожному з елементів $x \in E$ деяке дійсне число з інтервалу $[0, 1]$, тобто дана функція визначається у формі відображення

$$\mu_A(x): E \rightarrow [0,1]. \quad (\text{A.1})$$

При цьому $\mu_A(x) = 1$ для деякого $x \in E$ означає, що елемент x безумовно належить нечіткій множині, а значення $\mu_A(x) = 0$ означає, що елемент x безумовно не належить нечіткій множині A .

Функція приналежності може бути визначена явним чином у вигляді функціональної залежності (наприклад $\mu_A(x) = \exp\left(-\left(\frac{x-1}{2}\right)^2\right)$) або дискретно –

шляхом завдання кінцевій послідовності значень $x \in (x_i)$ у вигляді

$$A = \{\mu_A(x_1)/x_1 + \mu_A(x_2)/x_2 + \dots + \mu_A(x_n)/x_n\}, \quad (\text{A.2})$$

або у вигляді

$$A = \left\{ \frac{\mu_A(x_1)}{x_1} + \frac{\mu_A(x_2)}{x_2} + \dots + \frac{\mu_A(x_n)}{x_n} \right\}, \quad (\text{A.3})$$

при цьому коса і горизонтальна межа служить просто роздільником, а знак «+» позначає не арифметичну суму, а теоретико-множинне об'єднання окремих елементів. Нескінченні нечіткі множини іноді записують із знаком інтеграла у вигляді $\int \mu_A(x)/x$. Все це скоріше дань традиції, ніж щось, що має змістовний сенс. Тим паче, що сам знак інтеграла може бути сприйнятий як нечіткий інтеграл, чим він тут ніяк не є. Бажаючи підкреслити або явно вказати, що множина A є нечіткою, іноді часто записують нечітку множину із знаком тильда « $\sim$ » вгорі, тобто у формі $\tilde{A}$.

Зі всіх нечітких множин виділимо два окремі випадки, які, по суті, співпадають з своїми класичними аналогами і використовуються надалі при визначенні інших нечітких понять.

Порожня нечітка множина. У теорії нечітких множин зберігають свій сенс деякі спеціальні класичні множини. Так, наприклад, порожня нечітка множина або множина, яка не містить жодного елементу, як і раніше позначається через $\emptyset$ і формально визначається як така нечітка множина, функція приналежності якої тотожно рівна нулю для всіх без виключення елементів: $\mu_{\emptyset} = 0$.

Універсум. Що стосується іншої спеціальної множини, то так званий універсум, що позначається через E , вже був використаний вище як звичайна множина, що містить в рамках деякого контексту всі можливі елементи. Формально зручно вважати, що функція приналежності універсуму як нечіткої множини тотожно рівна одиниці для всіх без виключення елементів: $\mu_E = 1$.

Приклад завдання нечіткої множини. Нехай $E = \{x_1, x_2, x_3, x_4, x_5\}$; A – нечітка множина, для якої $\mu_A(x_1) = 0,3$, $\mu_A(x_2) = 0$, $\mu_A(x_3) = 1$, $\mu_A(x_4) = 0,5$, $\mu_A(x_5) = 0,9$.

Тоді A можна представити, наприклад, у вигляді

$$A = 0,3/x_1 + 0/x_2 + 1/x_3 + 0,5/x_4 + 0,9/x_5,$$

або у вигляді:

	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5
$A =$	0,3	0	1	0,5	0,9

Приклади нечітких множин.

1. Нехай $E = \{x_1, x_2, x_3, x_4, x_5\}$; A – нечітку множину «декілька» можна визначити таким чином: «декілька» = $0,5/3 + 0,8/4 + 1/5 + 1/6 + 0,8/7 + 0,5/8$.

2. Нехай $E = \{1, 2, 3, \dots, n, \dots\}$. Нечітка множина «малий» можна визначити за допомогою функції приналежності

$$\mu_{\llcorner\text{малий}\rrcorner}(n) = \frac{1}{1 + \left(\frac{n}{10}\right)^2}.$$

3. Нехай $E = \{1, 2, 3, \dots, 100\}$ і відповідає поняттю «вік», тоді нечітка множина «молодий» визначена за допомогою функції приналежності

$$\mu_{\llcorner\text{молодий}\rrcorner}(x) = \begin{cases} 1, & x \in [1, 25] \\ \frac{1}{1 + \left(\frac{x-25}{5}\right)^2}, & x > 25 \end{cases}.$$

4. Нехай E – множина цілих чисел:

$$E = \{-8, -5, -3, 0, 1, 2, 4, 6, 9\}.$$

Тоді нечітку підмножину чисел, що по абсолютній величині близькі до нуля, можна визначити, наприклад, так:

$$A = \{0/-8 + 0,5/-5 + 0,6/-3 + 1/0 + 0,9/1 + 0,8/2 + 0,6/4 + 0,3/6 + 0/9\}.$$

Введемо далі наступні поняття.

Нечіткі числа – нечіткі змінні, визначені на числовій осі, тобто нечітке число визначається як нечітка множина A на множині дійсних чисел з функцією приналежності $\mu_A(x) \in [0,1]$, де x – дійсне число.

У теорії нечітких множин, крім змінних числового типу, існують так звані *лінгвістичні змінні* з приписуваними ним значеннями (термами). Так, нехай змінна x визначає вік ($x = \text{«вік»}$). Тоді, за аналогією з вищенаведеним прикладом, можна визначити нечіткі поняття «молодий», «літній», «старий», що характеризуються деякими функціями приналежності $\mu_{\text{«молодий»}}(x)$, $\mu_{\text{«пожилий»}}(x)$, $\mu_{\text{«старий»}}(x)$. Так само, як звичайна змінна може приймати різні значення, лінгвістична змінна «вік» може приймати різні значення. В нашому прикладі «молодий», «літній», «старий».

Лінгвістичною змінною називається змінна, значеннями якої можуть бути слова або словосполучення деякої природної або штучної мови.

Терм-множиною називається множина всіх можливих значень лінгвістичної змінної.

Термом називається будь-який елемент терм-множини. У теорії нечітких множин терм формалізується нечіткою множиною за допомогою функції приналежності.

Кожна нечітка множина має певний носій (англ.: support). Носієм множини $Supp(A)$ є підмножина тих елементів A , для яких ступінь приналежності до A не рівна нулю, тобто $Supp(A) = \{x, \mu_A(x) > 0\}$. У наведеному вище прикладі носієм підмножини «молодий» є множина років в інтервалі від 1 до 100.

А.2 Кореляція між концепціями нечіткості та ймовірнісного підходу

Добре відомий той факт, що стохастична (імовірнісна) і лінгвістична невизначеності мають різний характер. *Стохастична невизначеність* має справу з невизначеністю того, чи відбудеться деяка добре описана подія в майбутньому, а теорія вірогідності дозволяє дати на це питання ту або іншу відповідь.

Лінгвістична невизначеність пов'язана з неточністю опису самої ситуації або події незалежно від часу їх розгляду. Теорія вірогідності не може використовуватися для вирішення подібних проблем, оскільки уявлення про суб'єктивні категорії, присутні в процесах мислення людини, повною мірою не узгоджуються з її аксіомами.

Проте, деякі з фахівців, що інтенсивно працюють з теорією вірогідності і математичною статистикою, довгий час заперечували саму можливість застосування нечіткої логіки в додатках. Ці фахівці часто стверджували, що всі види невизначеності можуть бути виражені в поняттях теорії вірогідності. В той же час, очевидно, що як теорію вірогідності, так і теорію нечітких множин доцільно використовувати для моделювання різних аспектів невизначеності, що відрізняються за своєю природою.

Поняття нечіткої множини здатне забезпечити адекватною інформацією щодо неточного опису тих або інших ситуацій. По суті, цей підхід найбільш застосовний для вирішення таких проблем, в яких невизначеність характеризується відсутністю добре визначених критеріїв, що дозволяють однозначно судити про приналежність елементів тому або іншому класу. Саме у цьому виявляється відмінність між нечіткістю і випадковістю. В той же час нечіткі моделі не є заміною моделей, розроблених в теорії, вірогідності. Кожна чітка множина є нечіткою, але зворотне твердження не вірне.

Тому нечіткі моделі узагальнюють традиційні і більш знайомі нам математичні моделі. Іноді вони працюють краще, а іноді ні. Врешті-решт, ефективність моделі виявляється в її здатності адекватно вирішити ту або іншу конкретну проблему.

Як правило, складна проблема в тому або іншому ступені пов'язана з невизначеністю. Досягнуті останнім часом вражаючі успіхи в застосуванні нечітких технологій для вирішення найрізноманітніших практичних завдань дозволяють стверджувати, що нечітке моделювання реальних складних систем — ефективна альтернатива традиційним математичним моделям і методам.

А.3 Типи та властивості функцій належності, що використовуються в нечітких моделях

Вищенаведене формальне визначення нечіткої множини не накладає ніяких обмежень на вибір конкретної функції приналежності для його уявлення. Проте на практиці зручно використовувати ті з них, які допускають аналітичне уявлення у вигляді деякої простої математичної функції. Це спрощує не тільки відповідні чисельні розрахунки, але і скорочує обчислювальні ресурси, необхідні для зберігання окремих значень цих функцій приналежності. Необхідність типізації окремих функцій приналежності також обумовлена наявністю реалізацій відповідних функцій у відомих інструментальних засобах (наприклад, в системі MATLAB).

З практичної точки зору найбільшою популярністю користуються функції типу гауса, а також трикутні і трапецеїдальні функції.

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

$$\mu_A(x) = \exp \left[- \left(\frac{x - c}{\sigma} \right)^2 \right]. \quad (\text{A.4})$$

На рис. А.1 представлена форма типових функцій гаусів при різних параметрах c і a , причому на рис. А.1 а показаний вплив розміщення центру c при незмінному значенні a , а на рис. А.1 б – вплив значення a при фіксованому положенні c . Параметр c позначає центр нечіткої множини, а його зміна відповідає зсуву функції приналежності по горизонтальній осі. Параметр, іноді званий коефіцієнтом широти, відповідає за форму функції. Чим менше його значення, тим більше крутизна функції. Слід зазначити, що при відповідному зсуві центру функція гауса може реалізувати і сигмоїдальну функцію (найчастіше при зсуві управо c).

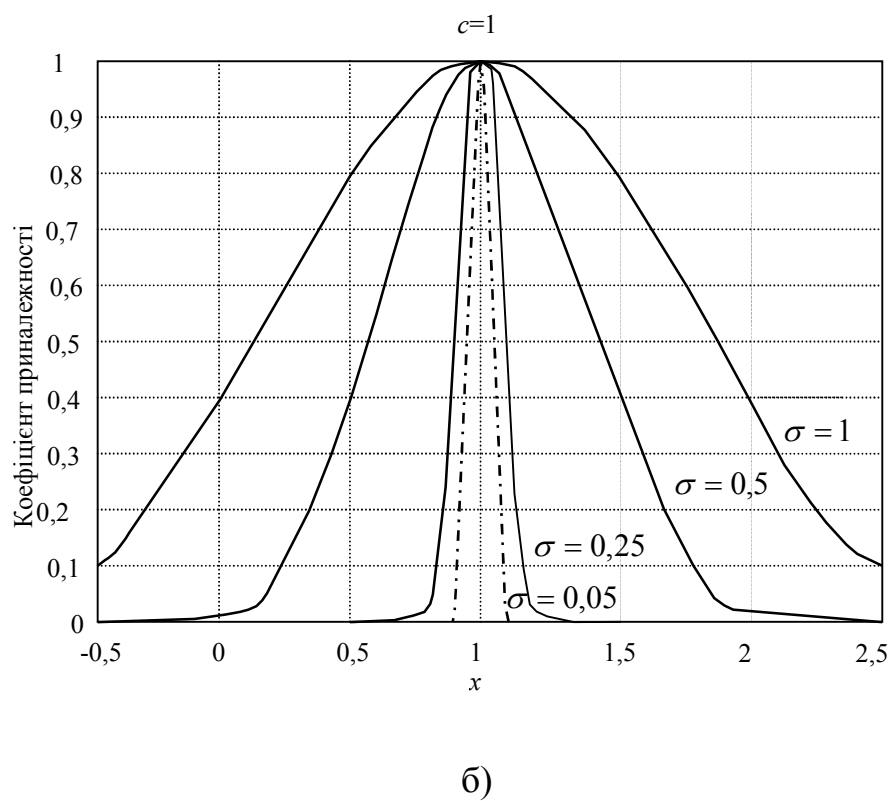
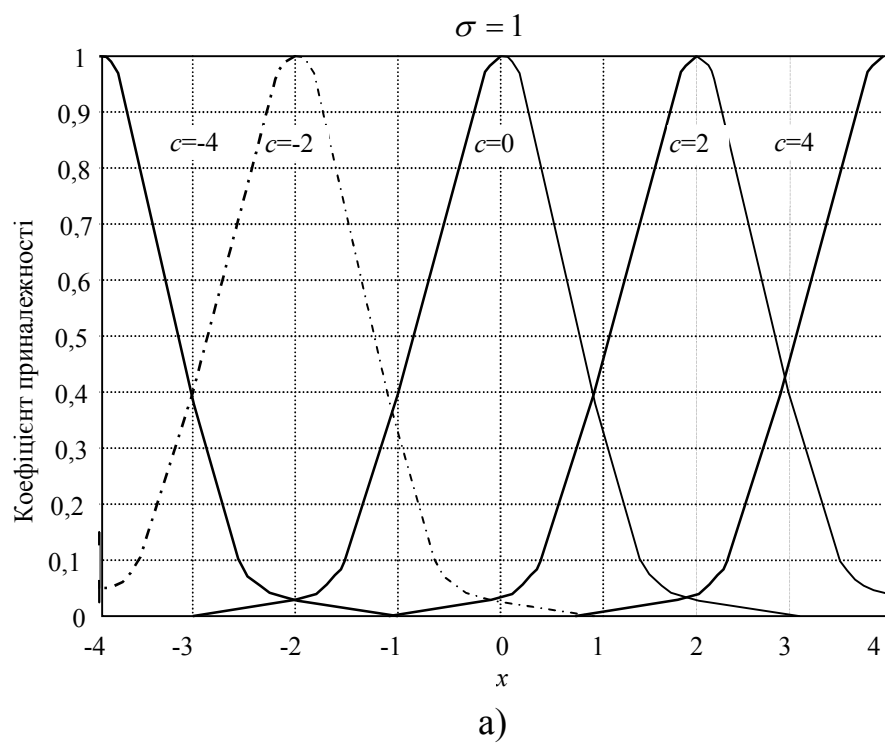


Рисунок А.1 – Ілюстрація впливу параметрів функції гауса на її форму:

а – вплив розміщення центру c при $\sigma = 1$;

б – вплив значення σ при постійному значенні $c = 1$

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

$$\mu_A(x) = \exp \left[- \left(\frac{x - c}{\sigma} \right)^{2b} \right]. \quad (\text{A.5})$$

Вона оперує трьома параметрами: c , σ і b . Значення параметра b істотним чином впливає на форму кривої, що демонструється на рис.А.2.

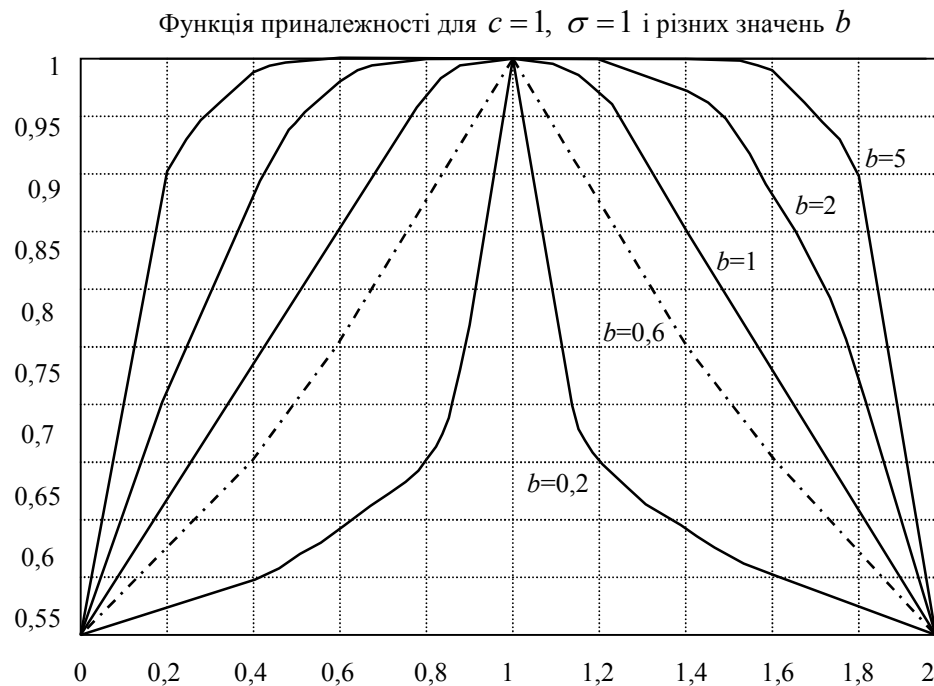


Рисунок А.2 – Ілюстрація впливу параметра b на форму функції гауса

На рисунку видно, що при відповідному підборі показника ступеня b (залежність (А.5)) вона може визначати як функцію Гауса, так і трикутну або трапеїдальну, функцію. Значення $b = 1$, очевидно, відповідає стандартній функції гауса. Узагальнена функція гауса також може бути представлена в раціональній формі:

$$\mu_A(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{x - c}{\sigma} \right)^{2b}}, \quad (\text{A.6})$$

яка аналогічна описуваною виразом (А.5).

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

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 - \frac{|x-c|}{d} & \text{для } x \in [c-d, c+d] \\ 0 & \text{для інших} \end{cases}. \quad (\text{A.7})$$

Інтерпретація центральної точки c і ширини d для трикутної функції представлена на рис. А.3 а. Ця функція теж нормована і приймає одиничне значення в центральній точці c .

Узагальненням трикутної функції є трапецеїдальна функція приналежності, форма і позначення якої представлені на рис. А.3 б.

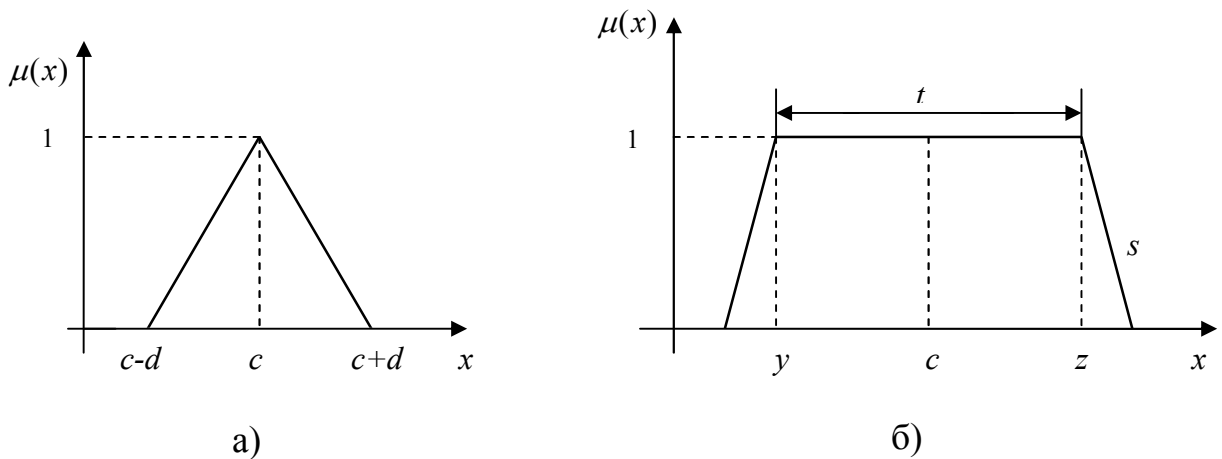


Рисунок А.3 – Трикутна а) і трапецеїдальна б) форми функцій приналежності

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

$$\mu_{A^{(1)}}(x_i) = \begin{cases} 0 & \text{для } x > z \text{ або } x < y \\ 1 & \text{для } c - \frac{t}{2} \leq x \leq c + \frac{t}{2} \\ s(z-x) & \text{для } c + \frac{t}{2} \leq x \leq z \\ s(z-y) & \text{для } y \leq x \leq c - \frac{t}{2} \end{cases}. \quad (\text{A.8})$$

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

ДОДАТОК Б

ОПЕРАЦІЙНИЙ АПАРАТ НЕЧІТКИХ МНОЖИН

Б.1 Логічні операції та правила комбінування нечітких множин

Основні логічні операції, які можливі з нечіткими множинами, наступні.

Включення. Хай A і B – нечіткі множини на універсальній множині E .

Говорять, що A міститься в B , якщо $\forall x \in E \quad \mu_A(x) \leq \mu_B(x)$.

Позначення: $A \subset B$.

Іноді використовують термін *домінування*, тобто у разі, коли говорять, що B домінує A .

Рівність. A і B рівні, якщо $\forall x \in E \quad \mu_A(x) = \mu_B(x)$.

Позначення: $A = B$.

Доповнення. Хай $M = [0, 1]$, A і B – нечіткі множини, задані на E . A і B доповнюють один одного, якщо $\forall x \in E \quad \mu_A(x) = 1 - \mu_B(x)$

Позначення: $B = \bar{A}$ або $A = \bar{B}$.

Очевидно, що $\bar{\bar{A}} = A$ (доповнення визначене для $M = [0, 1]$, але очевидно, що його можна визначити для будь-якого впорядкованого M).

Перетин. $A \cap B$ – найбільша нечітка підмножина, що міститься одночасно в A і B :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) = \mu_A(x) \wedge \mu_B(x)$$

Об'єднання. $A \cup B$ – найменша нечітка підмножина, що включає як A , так і B , з функцією приналежності:

$$\mu_{A \cap B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$$

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) = \mu_A(x) \vee \mu_B(x)$$

Різниця. $A - B = A \cap \bar{B}$ з функцією приналежності:

$$\mu_{A-B}(x) = \mu_{A \cap \bar{B}}(x) = \min(\mu_A(x), 1 - \mu_B(x))$$

Диз'юнктивна сума $A \oplus B = (A - B) \cup (B - A) = (A \cap \bar{B}) \cup (\bar{A} \cap B)$ з функцією приналежності:

$$\mu_{A-B}(x) = \max(\min(\mu_A(x), 1 - \mu_B(x)); \min(1 - \mu_A(x), \mu_B(x)))$$

Приклади. Нехай

$$A = 0,4/x_1 + 0,2/x_2 + 0/x_3 + 1/x_4,$$

$$B = 0,7/x_1 + 0,9/x_2 + 0,1/x_3 + 1/x_4,$$

$$C = 0,1/x_1 + 1/x_2 + 0,2/x_3 + 0,9/x_4.$$

Тут:

$A \subset B$, тобто A міститься в B або B домінує A . C незрівняне ні з A , ні з B , тобто пари $\{A, C\}$ і $\{B, C\}$ – пари недомініруємих нечітких множин.

- 1) $A \neq B \neq C$.
- 2) $\bar{A} = 0,6/x_1 + 0,8/x_2 + 1/x_3 + 0/x_4$; $\bar{B} = 0,3/x_1 + 0,1/x_2 + 0,9/x_3 + 0/x_4$.
- 3) $A \cap B = 0,4/x_1 + 0,2/x_2 + 0/x_3 + 1/x_4$.
- 4) $B \cup A = 0,7/x_1 + 0,9/x_2 + 0,1/x_3 + 1/x_4$.
- 5) $A - B = A \cap \bar{B} = 0,5/x_1 + 0,1/x_2 + 0/x_3 + 0/x_4$.
- 6) $B - A = \bar{A} \cap B = 0,6/x_1 + 0,8/x_2 + 0,1/x_3 + 0/x_4$.
- 7) $A \oplus B = 0,6/x_1 + 0,8/x_2 + 0,1/x_3 + 0/x_4$.

На відміну від чітких множин, для нечітких множин в загальному випадку:

$$A \cap \bar{A} \neq 0, \quad A \cup \bar{A} \neq E,$$

(що, зокрема, проілюстровано вище в прикладі наочного представлення нечітких множин).

Для нечітких множин можна будувати візуальне уявлення. Розглянемо прямокутну систему координат, на осі ординат якої відкладаються значення, а на осі абсцис в довільному порядку розташовані елементи E . Якщо E за своєю природою впорядковано, то цей порядок бажано зберегти в розташуванні елементів на осі абсцис. Таке уявлення робить наочними прості логічні операції над нечіткими множинами (рис. Б.1).

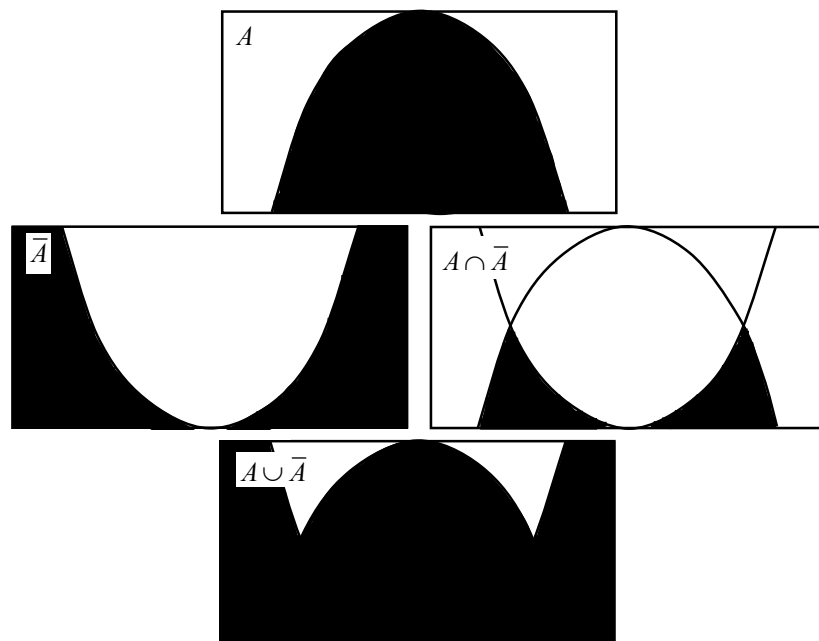


Рисунок Б.1 – Графічна інтерпретація логічних операцій

У верхній частині рисунка заштрихована область відповідає нечіткій множині A і, якщо говорити точно, зображає область значень A і всіх нечітких множин, що містяться в A . У нижній частині рисунка показані $\bar{A}$, $A \cap \bar{A}$, $A \cup \bar{A}$.

Введені вище операції над нечіткими множинами засновані на використанні операцій $\max$ і $\min$. У теорії нечітких множин розробляються питання побудови узагальнених операторів перетину, об'єднання і доповнення, що дозволяють врахувати різноманітні смислові відтінки відповідних ним зв'язок, що параметризуються, «І», «АБО», «НЕ».

Один з підходів до операторів перетину і об'єднання полягає в їх визначенні в класі *трикутних норм і конорм*.

Трикутною нормою (*T-нормою*) називається двомісна дійсна функція $T : [0,1] \times [0,1] \rightarrow [0,1]$, що задовольняє наступним умовам:

- 1) $T(0,0) = 0; T(\mu_A, 1) = \mu_A; T(1, \mu_A) = \mu_A$ – обмеженість;
- 2) $T(\mu_A, \mu_B) \leq T(\mu_C, \mu_D)$, *если* $\mu_A \leq \mu_C, \mu_B \leq \mu_D$ – монотонність;
- 3) $T(\mu_A, \mu_B) = T(\mu_B, \mu_A)$ – комутативність;
- 4) $T(\mu_A, T(\mu_B, \mu_C)) = T(T(\mu_A, \mu_B), \mu_C)$ – асоціативність.

Простим випадком трикутних норм є:

- $\min(\mu_A, \mu_B)$;
- добуток $\mu_A \cdot \mu_B$;
- $\max(0, \mu_A + \mu_B - 1)$.

Трикутною конормою (*T-конормою*) називається двомісна дійсна функція, з властивостями:

- 1) $S(1, 1) = 1; S(\mu_A, 0) = \mu_A; S(0, \mu_A) = \mu_A$ – обмеженість;
- 2) $S(\mu_A, \mu_B) \geq S(\mu_C, \mu_D)$, *если* $\mu_A \geq \mu_C, \mu_B \geq \mu_D$ – монотонність;
- 3) $S(\mu_A, \mu_B) = S(\mu_B, \mu_A)$ – комутативна;
- 4) $S(\mu_A, S(\mu_B, \mu_C)) = S(S(\mu_A, \mu_B), \mu_C)$ – асоціативність;

Приклади *T* - конорм:

- $\max(\mu_A, \mu_B)$;
- $\mu_A + \mu_B - \mu_A \cdot \mu_B$;
- $\min(1, \mu_A + \mu_B)$.

Б.2 Алгебраїчні методи обробки й трансформації нечітких множин

Алгебраїчний добуток A і B позначається $A \cdot B$ і визначається так:

$$\forall x \in E \quad \mu_{A \cdot B}(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x).$$

Алгебраїчна сума цих множин позначається $A + B$ і визначається так:

$$\forall x \in E \quad \mu_{A+B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) - \mu_A(x) \mu_B(x)$$

Для операцій $\{\cdot, +\}$ виконуються властивості:

- 1) $\left. \begin{array}{l} A \cdot B = B \cdot A \\ A \hat{+} B = B \hat{+} A \end{array} \right\} - \text{комутативність},$
- 2) $\left. \begin{array}{l} (A \cdot B) \cdot C = A \cdot (B \cdot C) \\ (A \hat{+} B) \hat{+} C = A \hat{+} (B \hat{+} C) \end{array} \right\} - \text{асоціативність},$
- 3) $A \cdot \emptyset = \emptyset, A \hat{+} \emptyset = A, A \cdot E = A, A \hat{+} E = E,$
- 4) $\left. \begin{array}{l} \overline{A \cdot B} = \overline{A} \hat{+} \overline{B} \\ \overline{A \hat{+} B} = \overline{A} \cdot \overline{B} \end{array} \right\} - \text{теореми де Моргана}.$

Не виконуються:

- 1) $\left. \begin{array}{l} A \cdot A = A \\ A \hat{+} A = A \end{array} \right\} - \text{ідемпотентність},$
- 2) $\left. \begin{array}{l} A \cdot (B \hat{+} C) = (A \cdot B) \hat{+} (A \cdot C) \\ A \hat{+} (B \cdot C) = (A \hat{+} B) \cdot (A \hat{+} C) \end{array} \right\} - \text{дистрибутивність},$
- 3) а також $A \cdot \overline{A} = \emptyset, A \hat{+} \overline{A} = E.$

При сумісному використанні операцій $\{\cup, \cap, \hat{+}, \cdot\}$ виконуються властивості:

$$1) A \cdot (B \cup C) = (A \cdot B) \cup (A \cdot C),$$

$$2) A \cdot (B \cap C) = (A \cdot B) \cap (A \cdot C),$$

$$3) A \hat{+} (B \cup C) = (A \hat{+} B) \cup (A \hat{+} C),$$

$$4) A \hat{+} (B \cap C) = (A \hat{+} B) \cap (A \hat{+} C).$$

На основі операції алгебраїчного добутку визначається *операція піднесення до ступеня α нечіткої множини A* , де α – позитивне число. Нечітка множина A^α визначається функцією приналежності $\mu_A^\alpha = \mu_A^\alpha(x)$. Окремим випадком піднесення до ступеня є:

$$1) \text{CON}(A) = A^2 - \text{операція концентрації (ущільнення),}$$

$$2) \text{DIL}(A) = A^{0.5} - \text{операція розтягування}$$

які використовуються при роботі з лінгвістичними невизначеностями.

Множення на число. Якщо α – позитивне число, таке, що $\alpha \max_{x \in A} \mu_A(x) \leq 1$, то нечітка множина αA має функцію приналежності:

$$\mu_{\alpha A}(x) = \alpha \mu_A(x).$$

Опукла комбінація нечітких множин. Хай $A_1, A_2, \dots, A_n$ – нечіткі множини універсальної множини E , а $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$ – ненегативні числа, сума яких рівна 1.

Опуклою комбінацією $A_1, A_2, \dots, A_n$ називається нечітка множина A з функцією приналежності:

$$\forall x \in E \quad \mu_A(x_1, x_2, \dots, x_n) = \omega_1 \mu_{A_1}(x) + \omega_2 \mu_{A_2}(x) + \dots + \omega_n \mu_{A_n}(x).$$

Декартовий (прямий) добуток нечітких множин. Хай $A_1, A_2, \dots, A_n$ – нечіткі підмножини універсальних множин $E_1, E_2, \dots, E_n$ відповідно. Декартовий, або прямий добуток $A = A_1 \times A_2 \times \dots \times A_n$ є нечіткою підмножиною множини $E = E_1 \times E_2 \times \dots \times E_n$ з функцією приналежності:

$$\mu_A(x_1, x_2, \dots, x_n) = \min(\mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2), \dots, \mu_{A_n}(x_n)).$$

Оператор збільшення нечіткості використовується для перетворення чітких множин в нечіткі і для збільшення нечіткості нечіткої множини.

Хай A – нечітка множина, E – універсальна множина і для всіх $x \in E$ визначені нечіткі множини $K(x)$. Сукупність всіх $K(x)$ називається ядром оператора збільшення нечіткості Φ . Результатом дії оператора Φ на нечітку множину A є нечітка множина вигляду

$$\Phi(A, K) = \bigcup_{x \in E} \mu_A(x) K(x),$$

де $\mu_A(x)K(x)$ – добуток числа на нечітку множину.

Приклад. Нехай

$$E = \{1, 2, 3, 4\};$$

$$A = 0,8 / 1 + 0,6 / 2 + 0 / 3 + 0 / 4;$$

$$K(1) = 1 / 1 + 0,4 / 2; K(2) = 1 / 2 + 0,4 / 1 + 0,4 / 3;$$

$$K(3) = 1 / 3 + 0,5 / 4; K(4) = 1 / 4.$$

Тоді

$$\begin{aligned} \Phi(A, K) &= \mu_A(1)K(1) \cup \mu_A(2)K(2) \cup \mu_A(3)K(3) \cup \mu_A(4)K(4) = \\ &= 0,8(1 / 1 + 0,4 / 2) \cup 0,6(1 / 2 + 0,4 / 1 + 0,4 / 3) = \\ &= 0,8 / 1 + 0,6 / 2 + 0,24 / 3. \end{aligned}$$

Чітка множина α – рівня (або рівня α). Множиною α -рівня нечіткої множини A універсальної множини E називається чітка підмножина A_α універсальної множини E , визначуваної у вигляді

$$A_\alpha = \{x / \mu_A(x) \geq \alpha\},$$

де $\alpha \leq 1$.

Б.3 Формування, структура та аналіз нечітких відношень

Нехай $E = E_1 \times E_2 \times \dots \times E_n$ – прямий добуток універсальних множин і M – деяка множина приналежностей (наприклад $M = [0, 1]$). Нечітке n -арне відношення визначається як нечітка підмножина R на E , що приймає свої значення в M . У випадку $n = 2$ і $M = [0, 1]$ нечітким відношенням R між множинами $X = E_1$ і $Y = E_2$ називатиметься функція $R: (X, Y) \rightarrow [0, 1]$, яка ставить у відповідність кожній парі елементів $(x, y) \in X \times Y$ величину $\mu_R(x, y) \in [0, 1]$.

Позначення: нечітке відношення на $X \times Y$ запишеться у вигляді

$$x \in X, y \in Y: xRy.$$

У разі, коли $X = Y$, тобто X і Y співпадають, нечітке відношення $R: X \times X \rightarrow [0, 1]$ називається нечітким відношенням на множині X .

Приклади.

1) Хай $X = \{x_1, x_2, x_3\}$, $Y = \{y_1, y_2, y_3, y_4\}$, $M = [0, 1]$. Нечітке відношення $R = XRY$ може бути задане, наприклад, табл. Б.1.

Таблиця Б.1 – Завдання нечіткого відношення

	y_1	y_2	y_3	y_4
x_1	0	0	0,1	0,3
x_2	0	0,8	1	0,7
x_3	1	0,5	0,6	1

2) Хай $X = Y = (-\infty, \infty)$ тобто множина всіх дійсних чисел. Відношення $x \gg y$ (x багато більше y) можна задати функцією приналежності:

$$\mu_A = \begin{cases} 0, & \text{якщо } x \leq y, \\ \frac{1}{1 + (1/(x - y)^2)} & \text{якщо } x > y. \end{cases}$$

3) Відношення R , для якого $\mu_R(x, y) = e^{-k(x-y)^2}$, при достатньо великих k можна інтерпретувати так: « x і y близькі один до одного числа».

Б.4 Методи опрацювання та комбінування нечітких відношень

Об'єднання двох відношень R_1 і R_2 . Об'єднання двох відношень позначається $R_1 \cup R_2$ і визначається виразом

$$\mu_{R_1 \cup R_2}(x, y) = \mu_{R_1}(x, y) \vee \mu_{R_2}(x, y).$$

Перетин двох відношень. Перетин двох відношень R_1 і R_2 позначається $R_1 \cap R_2$ і визначається виразом

$$\mu_{R_1 \cap R_2}(x, y) = \mu_{R_1}(x, y) \wedge \mu_{R_2}(x, y).$$

Алгебраїчний добуток двох відношень. Алгебраїчний добуток двох відношень R_1 і R_2 позначається $R_1 \cdot R_2$ і визначається виразом

$$\mu_{R_1 \cdot R_2}(x, y) = \mu_{R_1}(x, y) \cdot \mu_{R_2}(x, y).$$

Алгебраїчна сума двох відношень. Алгебраїчна сума двох відношень R_1 і R_2 позначається $R_1 + R_2$ і визначається виразом

$$\mu_{R_1 + R_2}(x, y) = \mu_{R_1}(x, y) + \mu_{R_2}(x, y) - \mu_{R_1}(x, y) \cdot \mu_{R_2}(x, y).$$

Для введених операцій справедливі наступні властивості дистрибутивності:

$$R_1 \cap (R_2 \cup R_3) = (R_1 \cap R_2) \cup (R_1 \cap R_3),$$

$$R_1 \cup ((R_2 \cap R_3)) = (R_1 \cup R_2) \cap (R_1 \cup R_3),$$

$$R_1 \cdot (R_2 \cup R_3) = (R_1 \cdot R_2) \cup (R_1 \cdot R_3),$$

$$R_1 \cdot (R_2 \cap R_3) = (R_1 \cdot R_2) \cap (R_1 \cdot R_3),$$

$$R_1 + (R_2 \cup R_3) = (R_1 + R_2) \cup (R_1 + R_3),$$

$$R_1 + (R_2 \cap R_3) = (R_1 + R_2) \cap (R_1 + R_3).$$

Доповнення відношення. Доповнення відношення R позначається $\bar{R}$ і визначається функцією приналежності:

$$\mu_{\bar{R}}(x, y) = 1 - \mu_R(x, y).$$

Диз'юнктивна сума двох відношень. Диз'юнктивна сума двох відносин R_1 і R_2 позначається $R_1 \oplus R_2$ і визначається виразом

$$R_1 \oplus R_2 = (R_1 \cap \bar{R}_2) \cup (\bar{R}_1 \cap R_2).$$

Звичайне відношення, найближче до нечіткого. Хай R – нечітке відношення з функцією приналежності $\mu_R(x, y)$. Звичайне відношення, найближче до нечіткого, позначається $\underline{R}$ і визначається виразом

$$\mu_{\underline{R}}(x, y) = \begin{cases} 0, & \text{якщо } \mu_R(x, y) < 0,5, \\ 1, & \text{якщо } \mu_R(x, y) > 0,5, \\ 0 \text{ або } 1, & \text{якщо } \mu_R(x, y) = 0,5 \end{cases}$$

За домовленістю приймають $\mu_{\underline{R}}(x, y) = 0$ при $\mu_R(x, y) = 0,5$.

Композиція (згортка) двох нечітких відношень. Хай R_1 – нечітке відношення $R_1: (X \times Y) \rightarrow [0, 1]$ між X і Y , і R_2 – нечітке відношення $R_2: (X \times Z) \rightarrow [0, 1]$ між Y і Z . Нечітке відношення між X і Z , що позначається $R_2 \circ R_1$, визначене через R_2 і R_1 , виразом

$$\mu(x, z) = V_y(\mu_{R_2}(x, y) \wedge \mu_{R_1}(y, z)),$$

називається (max-min) – композицією ((max-min)-згорткою) відношень R_1 і R_2 .

Приклад. Хай

R_1	y_1	y_2	y_3
x_1	0,1	0,7	0,4
x_2	1	0,5	0

R_2	z_1	z_2	z_3	z_4
y_1	0,9	0	1	0,2
y_2	0,3	0,6	0	0,9
y_3	0,1	1	0	0,5

Тоді

$R_2 \circ R_1$,	z_1	z_2	z_3	z_4
x_1	0,3	0,6	0,1	0,7
x_2	0,9	0,5	1	0,5

При цьому

$$\mu_{R_1 \circ R_2}(x_1 \cdot z_1) = (\mu_{R_1}(x_1 \cdot y_1) \wedge \mu_{R_2}(y_1 \cdot z_1)) \vee$$

$$\vee (\mu_{R_1}(x_1 \cdot y_2) \wedge \mu_{R_2}(y_2 \cdot z_1)) \vee (\mu_{R_1}(x_1 \cdot y_3) \wedge \mu_{R_2}(y_3 \cdot z_1)) =$$

$$= (0,1 \wedge 0,9) \vee (0,7 \wedge 0,3) \vee (0,4 \wedge 0,1) = 0,1 \vee 0,3 \vee 0,1 = 0,3$$

Зауваження. У даному прикладі спочатку використаний «аналітичний» спосіб композиції відношень R_1 і R_2 , тобто i -й рядок R_1 «умножається» на j -й стовпець R_2 з використанням операції $\wedge$, отриманий результат «згортається» з використанням операції $\vee$ в $\mu(x_i, z_j)$.

Властивості (max-min)-композиції. Операція (max-min) – композиції асоціативна, тобто

$$R_3 \circ (R_2 \circ R_1) = (R_3 \circ R_2) \circ R_1,$$

дистрибутивна щодо об'єднання, але недистрибутивна щодо перетину:

$$R_3 \circ (R_2 \cup R_1) = (R_3 \circ R_2) \cup (R_3 \circ R_1),$$

$$R_3 \circ (R_2 \cap R_1) \neq (R_3 \circ R_2) \cap (R_3 \circ R_1).$$

Крім того, для (max-min) – композиції виконується наступна важлива властивість: якщо, то $R \circ R_1 \subset R \circ R_2$. max-композиція. У виразі

$$\mu_{R_1 \circ R_2}(x, z) = V_y(\mu_{R_1}(x, y) \wedge \mu_{R_2}(y, z))$$

для (max-min)-композиції відношень R_1 і R_2 операцію $\wedge$ можна замінити будь-якою іншою, для якої виконуються ті ж обмеження, що і для $\wedge$: асоціативність і монотонність (у сенсі неубування) по кожному аргументу. Тоді

$$\mu_{R_1 \circ R_2}(x, z) = V_y(\mu_{R_1}(x, y) * \mu_{R_2}(y, z)).$$

Зокрема, операція $\wedge$ може бути замінена алгебраїчним добутком, тоді говорять про (max-prod)-композицію.

ДОДАТОК В

ТЕОРІЯ І МЕТОДИ ПОБУДОВИ НЕЧІТКИХ ВИСНОВКІВ

В.1 Загальний принцип, етапи та логічна послідовність продукування нечітких висновків

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

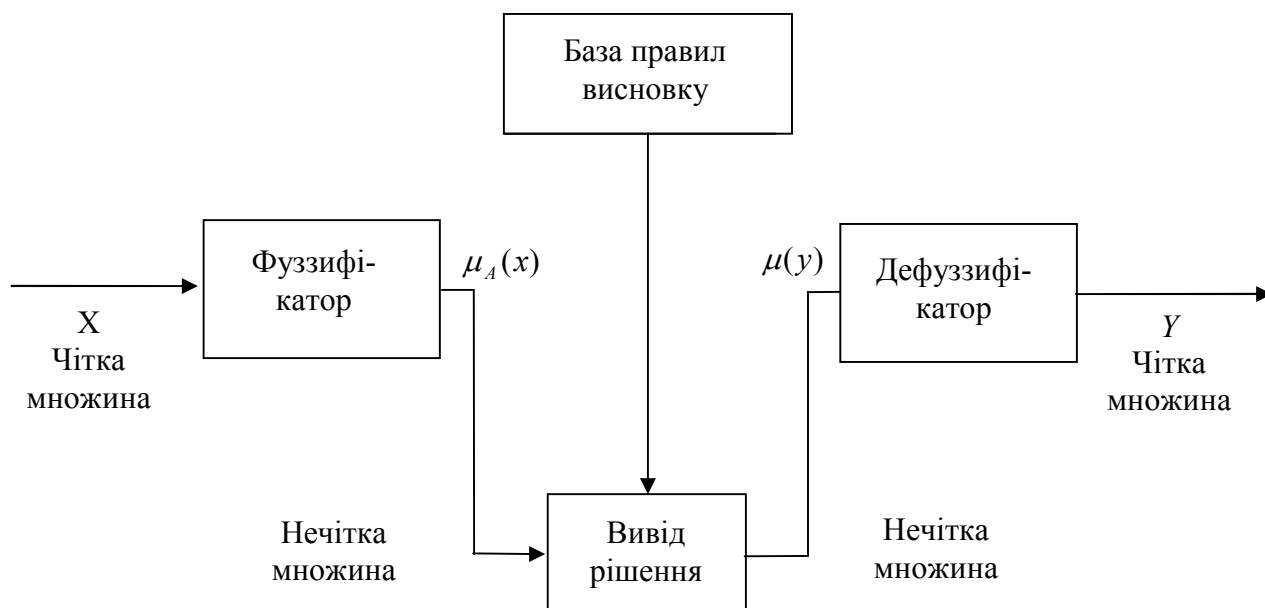


Рисунок В.1 – Структура нечіткої системи з фузифікатором і дефузифікатором

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, у яких виконавчий механізм безпосередньо генерує чіткі значення, які вже не потрібно піддавати дефузифікації.

Узагальнена функціональна структура системи, приведена на рис.В.1, може бути представлена в розширеній формі, яка в явному вигляді демонструє правила нечіткого висновку так, як це зображено на рис. В.2.

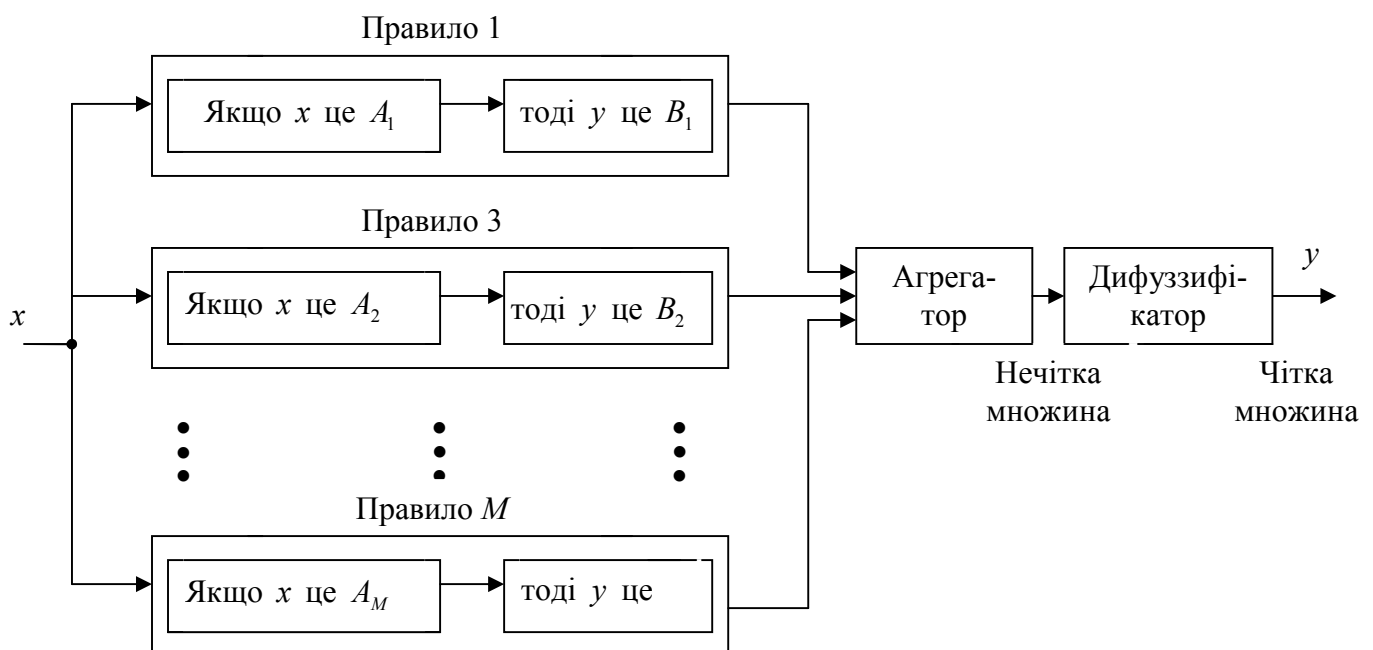


Рисунок В.2 – Організація висновку в нечіткій системі при наявності M правил висновку

Оскільки допускається застосування множини нечітких правил, в ній також передбачений блок агрегації, що найчастіше реалізовується у вигляді логі-

чного суматора (оператор Max). Описувана система висновку називається системою Мамдані-Заде. Вона дуже популярна в звичайних (неадаптивних) нечітких системах.

Використовуваний в різного роду експертних управляючих системах механізм нечітких висновків в своїй основі має базу знань, що формується фахівцями предметної області у вигляді сукупності нечітких предикативних правил вигляду:

$$P_1: \text{якщо } x \in A_1, \text{ тоді } y \in B_1$$

$$P_2: \text{якщо } x \in A_2, \text{ тоді } y \in B_2$$

....

$$P_n: \text{якщо } x \in A_n, \text{ тоді } y \in B_n$$

де x – вхідна змінна (ім'я для відомих значень даних), y – змінна висновку (ім'я для значення даних, яке буде обчислено); A_i і B_i – нечіткі множини, визначені відповідно на X і Y .

Приклад подібного правила.

Якщо x – «низьке», то y – «високе».

Приведемо детальніше пояснення. Знання експерта $A \rightarrow B$ відображає нечітке причинне відношення передумови і висновку, тому його можна назвати нечітким відношенням і позначити через R :

$$R = A \rightarrow B,$$

де « $\rightarrow$ » називається нечіткою імплікацією.

Відношення R можна розглядати як нечітка підмножина прямого добутку $X \times Y$ повної множині передумов X і висновків Y . Таким чином, процес отримання (нечіткого) результату висновку B' з використанням даного спостереження A' і знання $A \rightarrow B$ можна представити у вигляді формули

$$B' = A' \cdot R = A' \cdot (A \rightarrow B),$$

де «•» – введена вище операція згортки.

Як операцію композиції, так і операцію імплікації в алгебрі нечітких множин можна реалізовувати по-різному (при цьому, природно, різнитиметься і підсумковий отримуваний результат), але у будь-якому випадку загальний логічний висновок здійснюється за наступні чотири етапи.

1. *Нечіткість* (введення нечіткості, фазифікація, *fuzzification*). Функції приналежності, визначені на входніх змінних застосовуються до їх фактичних значень для визначення ступеня істинності кожної передумови кожного правила.
2. *Логічний висновок*. Обчислене значення істинності для передумов кожного правила застосовується до висновків кожного правила. Це приводить до однієї нечіткої підмножини, яка буде призначена кожній змінній висновку для кожного правила. Як правила логічного висновку зазвичай використовуються тільки операції *min* (МІНІМУМ) або *prod* (МНОЖЕННЯ). У логічному виведенні МІНІМУМУ функція приналежності висновку «відсікається» по висоті, відповідному обчисленому ступеню істинності передумови правила (нечітка логіка «І»). У логічному виведенні МНОЖЕННЯ функція приналежності висновку масштабується за допомогою обчисленого ступеня істинності передумови правила.
3. *Композиція*. Всі нечіткі підмножини, призначені до кожної змінної висновку (у всіх правилах), об'єднуються разом, щоб формувати одну нечітку підмножину для кожної змінної висновку. При подібному об'єднанні зазвичай використовуються операції *max* (МАКСИМУМ) або *sum* (СУМА). При композиції МАКСИМУМУ комбіноване виведення нечіткої підмножини конструюється як поточечний максимум по всіх нечітких підмножинах (нечітка логіка «АБО»). При композиції СУМИ комбіноване виведення нечіткої підмножини конструюється як поточечна сума по всіх нечітких підмножинах, призначених змінною висновку правилами логічного висновку.

4. На закінчення (додатково) – *приведення до чіткості (дефазифікація, defuzzification)*, яке використовується, коли необхідно перетворити нечіткий набір висновків в чітке число. Є велика кількість методів приведення до чіткості, деякі з яких розглянуті нижче.

Приклад. Хай деяка система описується наступними нечіткими правилами:

P_1 : якщо $x \in A$, тоді $w \in D$,

P_2 : якщо $y \in B$, тоді $w \in E$,

P_3 : якщо $z \in C$, тоді $w \in F$,

де x , y і z – імена вхідних змінних,

w – ім'я змінної висновку;

A , B , C , D , E , F – деякі нечіткі числа (нечіткі множини, визначені на множині дійсних чисел) з функціями приналежності відповідно μ_A , μ_B , μ_C , μ_D , μ_E , μ_F .

Процедура отримання логічного висновку ілюструється рис.В.3.

Передбачається, що вхідні змінні прийняли деякі конкретні (чіткі) значення – x_0 , y_0 і z_0

Відповідно до приведених етапів, на етапі 1 для даних значень і виходячи з функцій приналежності A , B і C , знаходяться ступені істинності $\alpha(x_0)$, $\alpha(y_0)$ і $\alpha(z_0)$ для передумов кожного з трьох приведених правил (див. рис. В.3).

На етапі 2 відбувається «відсікання» функцій приналежності висновків правил (тобто μ_D , μ_E , μ_F) на рівнях $\alpha(x_0)$, $\alpha(y_0)$ і $\alpha(z_0)$.

На етапі 3 розглядаються усічені на другому етапі функції приналежності і проводиться їх об'єднання з використанням операції $\max$, внаслідок чого виходить комбінована нечітка підмножина, що описується функцією приналежності $\mu_\Sigma(w)$ і відповідна логічному висновку для вихідний змінної w .

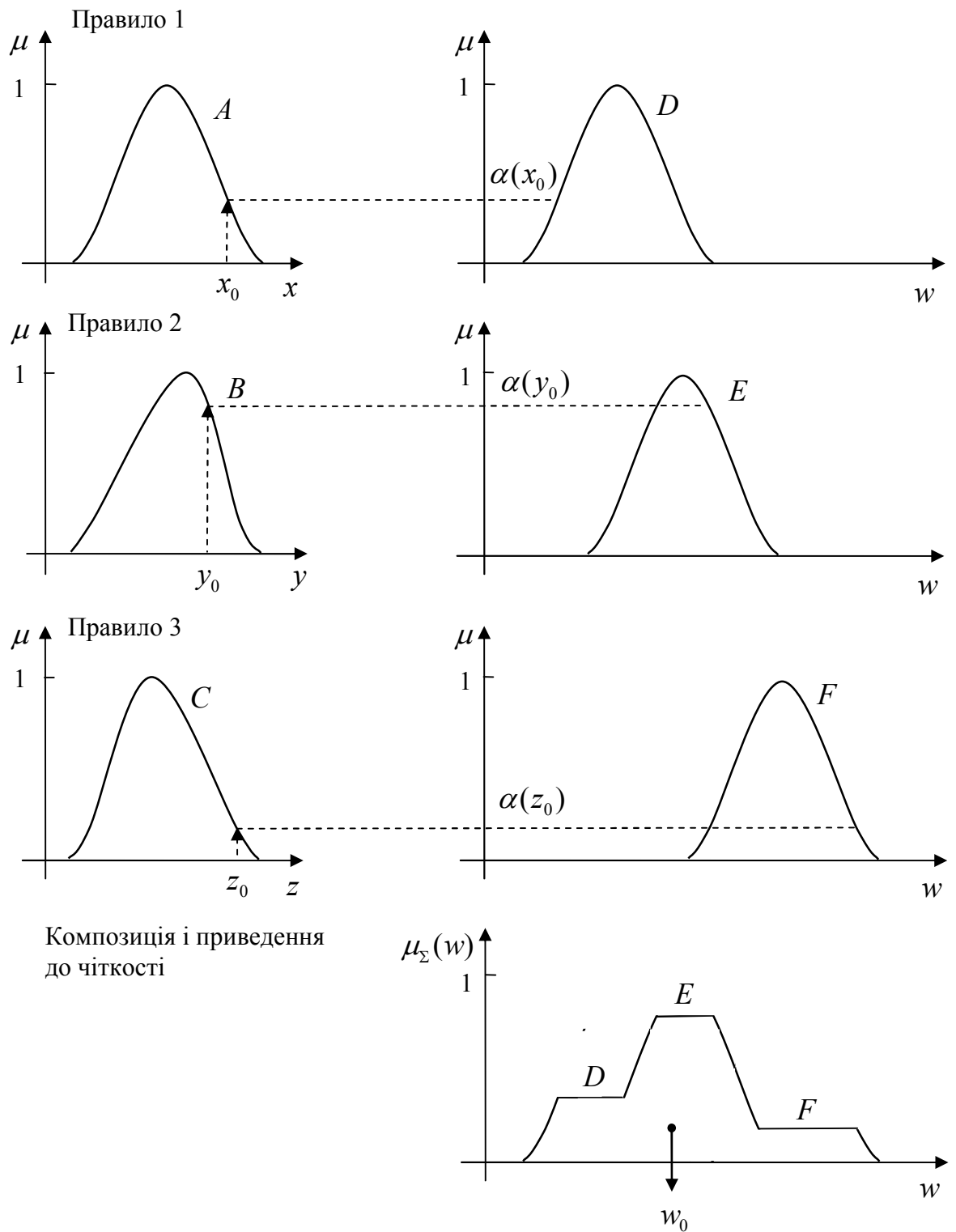


Рисунок В.3 – Ілюстрація до процедури логічного висновку

Нарешті, на 4-му етапі (при необхідності) знаходиться чітке значення вихідний змінної, наприклад, із застосуванням центроїдного методу: чітке значення вихідний змінної визначається як центр тяжіння для кривої $\mu_{\Sigma}(w)$, тобто

$$w_0 = \frac{\int_{\Omega} w \mu_{\Sigma}(w) dw}{\int_{\Omega} \mu_{\Sigma}(w) dw}. \quad (\text{B.1})$$

Тут Ω – область визначення $\mu_{\Sigma}(w)$.

Розглянемо наступні найбільш часто використовувані модифікації алгоритму нечіткого висновку, вважаючи, для простоти, що базу знань організовують два нечітких правила вигляду:

P_1 : якщо $x \in A_1$ і $y \in B_1$, тоді $z \in C_1$,

P_2 : якщо $x \in A_2$ і $y \in B_2$, тоді $z \in C_2$,

де x і y – імена вхідних змінних;

z – ім'я змінної висновку;

$A_1, A_2, B_1, B_2, C_1, C_2$ – деякі нечіткі множини, задані функціями приналежності $\mu_{A_1}, \mu_{A_2}, \mu_{B_1}, \mu_{B_2}, \mu_{C_1}, \mu_{C_2}$, при цьому чітке значення z_0 необхідно визначити на основі приведеної інформації і чітких значень x_0 і y_0 .

В.2 Метод нечіткого виведення за підходом Мамдані

Одним з найбільш поширених алгоритмів нечіткого висновку є *алгоритм Мамдані* (Mamdani.). Даний алгоритм відповідає розглянутому прикладу і рис.В.3. У даній ситуації він математично може бути описаний таким чином.

1. Нечіткість: знаходяться ступені істинності для передумов кожного правила: $\mu_{A_1}(x_0), \mu_{A_2}(x_0), \mu_{B_1}(y_0), \mu_{B_2}(y_0)$.

2. Нечіткий висновок: знаходяться рівні «відсічення» для передумов кожного з правил (з використанням операції МІНІМУМ)

$$\alpha_1 = \mu_{A_1}(x_0) \wedge \mu_{B_1}(y_0),$$

$$\alpha_2 = \mu_{A_2}(x_0) \wedge \mu_{B_2}(y_0),$$

де через « $\wedge$ » позначена операція логічного мінімуму (min), потім знаходяться «усічені» функції приналежності

$$\mu_{C'_1}(z) = (\alpha_1 \wedge \mu_{C_1}(z)),$$

$$\mu_{C'_2}(z) = (\alpha_2 \wedge \mu_{C_2}(z)),$$

3. Композиція: з використання операції МАКСИМУМ (max, що далі позначається як « $\vee$ ») проводиться об'єднання знайдених усічених функцій, що приводить до отримання підсумкової нечіткої підмножини для змінній виходу з функцією приналежності

$$\mu_{\Sigma}(z) = \mu_C(z) = \mu_{C'_1}(z) \vee \mu_{C'_2}(z) = (\alpha_1 \wedge \mu_{C_1}(z)) \vee (\alpha_2 \wedge \mu_{C_2}(z)).$$

4. Нарешті, приведення до чіткості (для знаходження z_0) проводиться, наприклад, центроїдним методом.

В.3 Алгоритм формування висновків у моделі Цукамото

Початкові посилки – як у попереднього алгоритму, але в даному випадку передбачається, що функції $\mu_{C_1}(z)$, $\mu_{C_2}(z)$ є монотонними.

1. Перший етап – такий же, як в алгоритмі Mamdani.

2. На другому етапі спочатку знаходяться (як в алгоритмі Mamdani) рівні «відсікання» z_1 і z_2 , а потім – за допомогою рішення рівнянь

$$\alpha_1 = \mu_{C_1}(z_1), \quad \alpha_2 = \mu_{C_2}(z_2)$$

чіткі значення (z_1 і z_2) для кожного з вихідних правил.

3. Визначається чітке значення змінної висновку (як зважене середнє z_1 і z_2):

$$z_0 = \frac{\alpha_1 z_1 + \alpha_2 z_2}{\alpha_1 + \alpha_2}; \quad (\text{B.2})$$

у загальному випадку (дискретний варіант центроїдного методу)

$$z_0 = \frac{\sum_{i=1}^n \alpha_i z_i}{\sum_{i=1}^n \alpha_i}. \quad (\text{B.3})$$

Приклад. Нехай маємо $\mu_{A_1}(x_0) = 0,7$, $\mu_{A_2}(x_0) = 0,6$, $\mu_{B_1}(y_0) = 0,3$, $\mu_{B_2}(y_0) = 0,8$, відповідні рівні відсікання

$$\alpha_1 = \min(\mu_{A_1}(x_0), \mu_{B_1}(y_0)) = \min(0,7; 0,3) = 0,3,$$

$$\alpha_2 = \min(\mu_{A_2}(x_0), \mu_{B_2}(y_0)) = \min(0,6; 0,8) = 0,6$$

і значення $z_1 = 8$ і $z_2 = 4$, знайдені в результаті рішення рівнянь

$$\mu_{C_1}(z_1) = 0,3, \quad \mu_{C_2}(z_2) = 0,6,$$

При цьому чітке значення змінної висновку (див. рис. В.4)

$$z_0 = (8 \cdot 0,3 + 4 \cdot 0,6) / (0,3 + 0,6) = 6.$$

В.4 Методика нечіткого висновку за схемою Сугено

Sugeno і Takagi використовували набір правил в наступній формі (як і раніше, приводиться приклад двох правил):

Π_1 : якщо $x \in A_1$ і $y \in B_1$, тоді $z_1 = \alpha_1 x + b_1 y$,

Π_2 : якщо $x \in A_2$ і $y \in B_2$, тоді $z_2 = \alpha_2 x + b_2 y$.

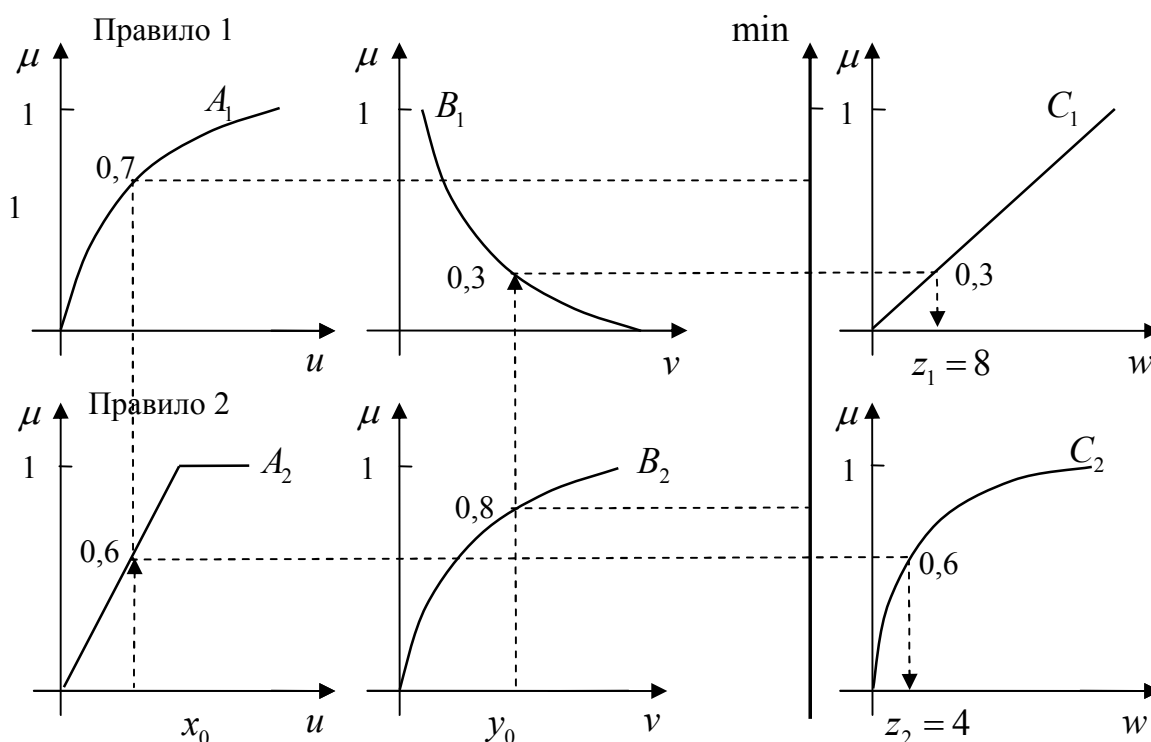


Рисунок В.4 – Ілюстрації до алгоритму Tsukamoto

Представлення алгоритму.

1. Перший етап – як в алгоритмі Mamdani.
2. На другому етапі знаходяться, $\alpha_2 = \mu_{A_2}(x_0) \wedge \mu_{B_2}(y_0)$ і індивідуальні виходи правил:

$$z_1^* = \alpha_1 x_0 + b_1 y_0,$$

$$z_2^* = \alpha_2 x_0 + b_2 y_0.$$

3. На третьому етапі визначається чітке значення змінної висновку:

$$z_0 = \frac{\alpha_1 z_1^* + \alpha_2 z_2^*}{\alpha_1 + \alpha_2}. \quad (\text{B.4})$$

Ілюструє алгоритм рис. В.5.

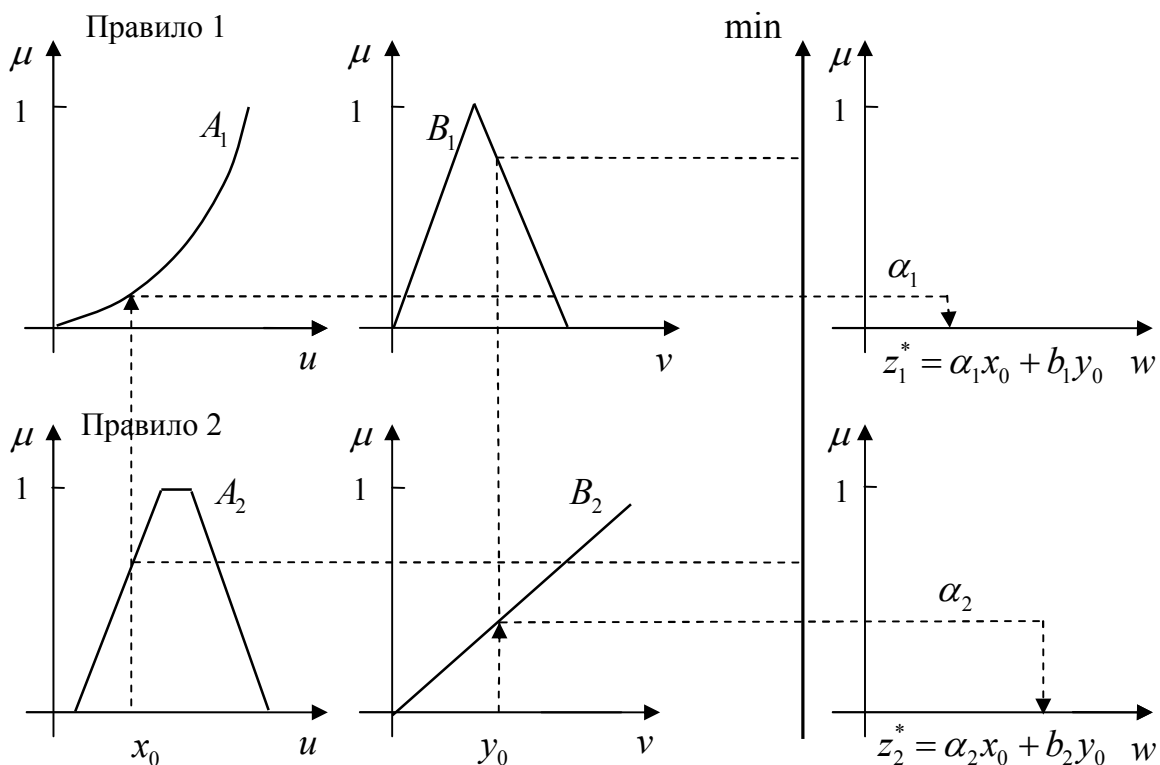


Рисунок В.5 – Ілюстрація до алгоритму Sugeno

В.5 Алгоритм нечіткої інференції Ларсена

У алгоритмі Larsen нечітка імплікація моделюється з використанням оператора множення.

Опис алгоритму.

1. Перший етап – як в алгоритмі Mamdani.
2. На другому етапі, як в алгоритмі Mamdani спочатку знаходяться значення

$$\alpha_1 = \mu_{A_1}(x_0) \wedge \mu_{B_1}(y_0),$$

$$\alpha_2 = \mu_{A_2}(x_0) \wedge \mu_{B_2}(y_0),$$

а потім – часткові нечіткі підмножини

$$\alpha_1 \mu_{C_1}(z), \quad \alpha_2 \mu_{C_2}(z)$$

3. Знаходиться підсумкова нечітка підмножина з функцією приналежності.

$$\mu_{\Sigma}(z) = \mu_C(z) = (\alpha_1 \mu_{C_1}(z)) \vee (\alpha_2 \mu_{C_2}(z))$$

(у загальному випадку n правил $\mu_{\Sigma}(z) = \mu_C(z) = \bigvee_{i=1}^n (\alpha_i \mu_{C_i}(z))$).

4. При необхідності проводиться приведення до чіткості (як в раніше розглянутих алгоритмах).

Алгоритм Larsen ілюструється рис. В.6.

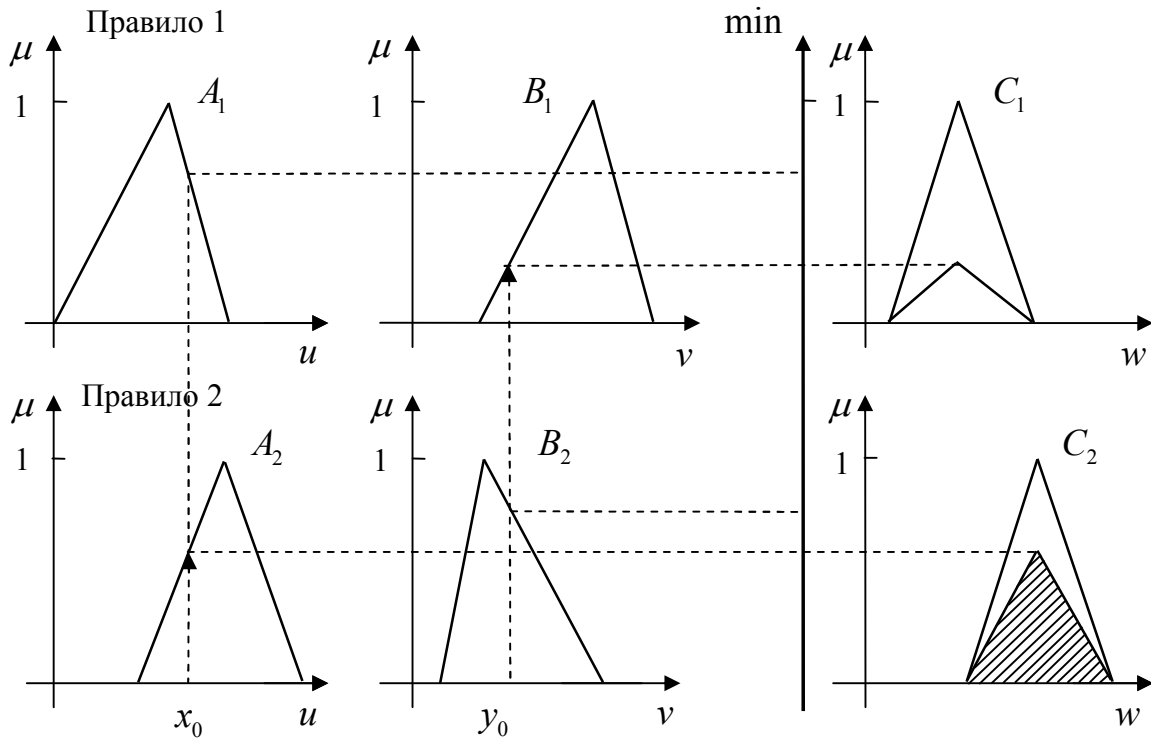


Рисунок В.6 – Ілюстрація алгоритму Larsen

В.6 Модифіковані та спрощені підходи до побудови нечітких висновків

Початкові правила в даному випадку задаються у вигляді:

P_1 : якщо $x \in A_1$ і $y \in B_1$, тоді $z_1 = c_1$,

P_2 : якщо $x \in A_2$ і $y \in B_1$, тоді $z_2 = c_2$,

де c_1 і c_2 – деякі звичайні (чіткі) числа.

Опис алгоритму

1. Перший етап – як в алгоритмі Mamdani.
2. На другому етапі знаходяться числа $\alpha_1 = \mu_{A_1}(x_0) \wedge \mu_{B_1}(y_0)$,
 $\alpha_2 = \mu_{A_2}(x_0) \wedge \mu_{B_2}(y_0)$.
3. На третьому етапі знаходиться чітке значення вихідної змінної по формулі

$$z_0 = \frac{\alpha_1 c_1 + \alpha_2 c_2}{\alpha_1 + \alpha_2}, \quad (\text{B.5})$$

або – в загальному випадку наявності n правил – по формулі

$$z_0 = \frac{\sum_{i=1}^n \alpha_i c_i}{\sum_{i=1}^n \alpha_i}. \quad (\text{B.6})$$

Ілюстрація алгоритму приведена на рис. В.7.

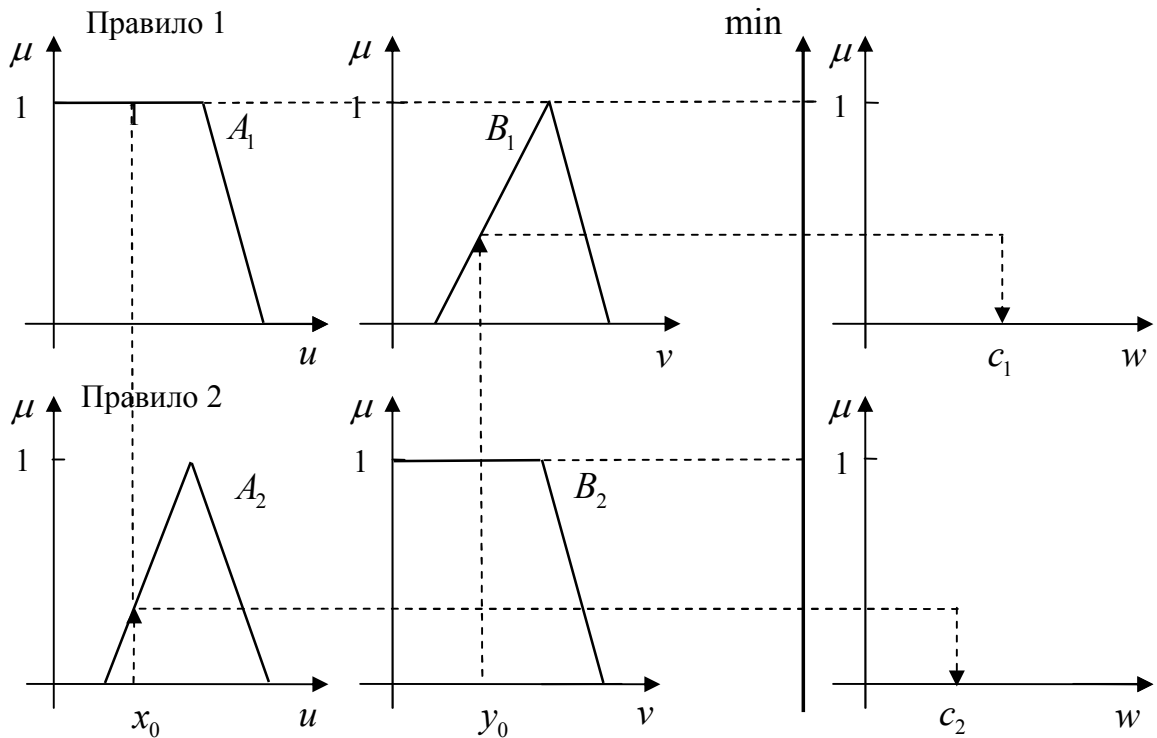


Рисунок В.7 – Ілюстрація спрощеного алгоритму нечіткого висновку

В.7 Техніки дефазифікації та переходу від нечітких результатів до чітких значень

1. Вище вже був розглянутий один з даних методів – центроїдний. Приведемо відповідні формули ще раз. Для безперервного варіанту:

$$z_0 = \frac{\int_{\Omega} z \mu_{\Sigma}(z) dz}{\int_{\Omega} \mu_{\Sigma}(z) dz}, \quad (\text{B.6})$$

для дискретного варіанту:

$$z_0 = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_{\Sigma}(z_i) z_i}{\sum_{i=1}^n \mu_{\Sigma}(z_i)}. \quad (\text{B.7})$$

2. Перший максимум (First-of-Maxima). Чітка величина змінної висновку знаходиться як найменше значення, при якому досягається максимум підсумкової нечіткої множини, тобто (див. рис. В.8 а)

$$z_0 = \min(z \mid \mu_{\Sigma}(z) = \max_z \mu_{\Sigma}(z)). \quad (\text{B.8})$$

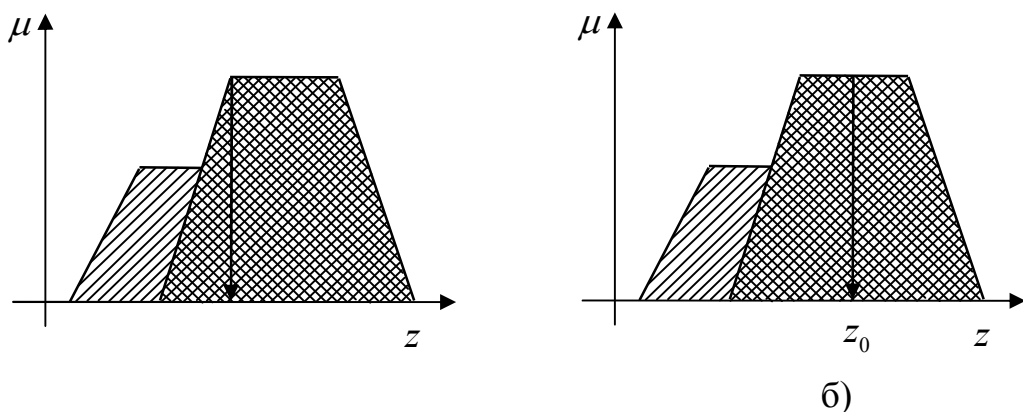


Рисунок В.8 – Ілюстрація до методів приведення до чіткості:

а – перший максимум; б – середній максимум

3. Середній максимум (Middle-of-Maxima). Чітке значення знаходиться по формулі

$$z_0 = \frac{\int_G z dz}{\int_G dz}, \quad (\text{B.9})$$

де G – підмножина елементів, що максимізували μ_Σ (див. рис. В.8 б).

Дискретний варіант (якщо μ_Σ – дискретне):

$$z_0 = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N z_j. \quad (\text{B.10})$$

4. Критерій максимуму (Max-Criterion). Чітке значення вибирається довільно серед безлічі елементів, що доставляють максимум, тобто

$$z_0 \in \{z \mid \mu_\Sigma(z) = \max_z \mu_\Sigma(z)\}. \quad (\text{B.11})$$

5. Висотна дефазифікація (Height defuzzification). Елементи області значення, для яких значення функції приналежності менше, ніж деякий рівень α в розрахунок не приймаються, і чітке значення розраховується по формулі

$$z_0 = \frac{\int_{C_\alpha} z \mu_\Sigma(z) dz}{\int_{C_\alpha} \mu_\Sigma(z) dz}, \quad (\text{B.12})$$

де C_α – нечітка множина α – рівня (див. вище).

ДОДАТОК Д

ФАЙЛ ПОЧАТКОВИХ ПАРАМЕТРІВ ДЛЯ МОДЕЛЮВАННЯ

```
clear;clc;echo on;

% Система управління електроприводом
% механізму пересування візка зливковозу
%(кільцева зливкоподача)
% 2025 рік

% Вихідні дані
kd=0.275;
In=280;
Mn=In/kd;
ktp=36;
kn=0.109;
kc=0.034;
Tmc=0.005;
Ta=0.082;
Te=0.077;
Re=0.02997;
Jd=12,3;
Jm=241;
Js=Jd+Jm;
w0=19;
c12=(w0^2)*(Jd*Jm)/(Jd+Jm);
b12=0.07*c12;
Uz=24;

Tme=2*Tmc+Ta;
kic=Re/(2*Tmc*kc*ktp);
kpc=kic*Te;
kpe=Js*kd^2*kc/(2*Tme*kn);
kie=kpe/(4*Tme);

% Матриці з розкритим контуром струму (матр.без скор.)
A=[-b12/Jm 1/Jm b12/Jm zeros(1,6);
-c12 0 c12 zeros(1,6);
b12/Jd -1/Jd -b12/Jd CF/Jd zeros(1,5);
0 0 -CF/(Re*Te) -1/Te 1/(Re*Te) 0 0 0 0;
0 0 0 (-kc*kpc*ktp)/Tmc -1/Tmc ktp/Tmc (kpc*ktp)/Tmc
(kpe*kpc*ktp)/Tmc -(kpe*kpc*ktp)/Tmc;
0 0 0 -kic*kc 0 0 kic kpe*kic -kpe*kic;
zeros(1,7) kie -kie;
zeros(1,7) -1/Ta 0;
0 0 kn/(kd*Ta) zeros(1,5) -1/Ta ]
B=[0 -1/Jm;
zeros(6,2);
1/Ta 0;
0 0]
C=zeros(4,9);
C(1,1)=1; C(2,2)=1;C(3,3)=1;C(4,4)=1;
D=zeros(4,2);
```