

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

Факультет електроенерготехніки та автоматики

Кафедра автоматизації енергосистем

«На правах рукопису»
УДК _____

До захисту допущено:

Завідувач кафедри

_____ Сергій КОВБАСА

« ____ » _____ 20__ р.

Магістерська дисертація

на здобуття ступеня магістра

**за освітньо-професійною програмою «Електромеханічні системи
автоматизації, електропривод та електромобільність»**

**зі спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка»**

**на тему: «Асинхронний електропривод переміщення мостового крана-
маніпулятора стрижнів атомної електростанції»**

Виконав:

студент VI курсу, групи ЕП-31мп
Твердохліб Ярослав Андрійович _____

Науковий керівник:

асистент,
Ніконенко Євген Олексійович _____

Рецензент:

старший викладач,
Котлярова Вікторія Володимирівна _____

Засвідчую, що у цій магістерській
дисертації немає запозичень з праць
інших авторів без відповідних посилань.
Студент _____

Київ – 2024 року

ВІДОМІСТЬ ДИПЛОМНОГО ПРОЕКТУ

№ з/п	Формат	Позначення	Найменування	Кількість листів	Примітка
1	A4		Завдання на дипломний проект	2	
2	A4	141.0107.034.МД	Пояснювальна записка	144	
3	A1	141.0107.034.МД	Результати моделювання	1	

				141.3113.011.МД		
	ПІБ	Підп.	Дата			
Розробн.	Твердохліб Я.А.			Асинхронний електропривод переміщення мостового крана-маніпулятора стрижнів атомної електростанції	Лист	Листів
Керівн.	Ніконенко Є. О.				2	152
Консульт.					КПІ ім. Ігоря Сікорського Каф. АЕМС-ЕП Гр. ЕП-31мп	
Н/контр.	Ніконенко Є. О.					
Зав.каф.	Ковбаса С. М.					

Пояснювальна записка до дипломного проекту

на тему: «Асинхронний електропривод переміщення мостового крана-маніпулятора стрижнів атомної електростанції»

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Факультет електроенерготехніки та автоматики

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

Рівень вищої освіти – другий (магістерський)

Спеціальність – 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

Освітньо-професійна програма «Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Сергій КОВБАСА

«__» _____ 20__ р.

ЗАВДАННЯ

на магістерську дисертацію студенту

Твердохліб Ярослав Андрійович

1. Тема дисертації «Асинхронний електропривод переміщення мостового крана-маніпулятора стрижнів атомної електростанції», науковий керівник дисертації Ніконенко Євген Олексійович, асистент, докт. філософ., затверджені наказом по університету від «__» _____ 20__ р. № _____
2. Термін подання студентом дисертації 12.12.2024
3. Об'єкт дослідження Система керування рухом електроприводу мостового крану кругової дії для ядерного реактору
4. Вихідні дані $m_{\max}=350$ т; $m_{\text{ном}}=190$ т; $m_{\text{шп}}=10$ т; $v_{\text{ном}}=0,28$ м/с; $a=0,2$ м/с²; $D_k=0,4$ м.
5. Перелік завдань, які потрібно розробити 1) Виконати аналітичний огляд науково-технічної літератури та сформулювати основні задачі дослідження для досягнення поставленої задачі. 2) Розрахунок потужності двигуна механізму переміщення візка; 3) розрахунок та вибір асинхронного двигуна; 4) Математичний опис об'єкта керування; 5) Дослідження динамічних характеристик електроприводу; 6) Розрахунок основного силового обладнання системи електроприводу; 7) Підготовка стартап-проекту
6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу
7. Орієнтовний перелік публікацій

8. Консультанти розділів дисертації

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

9. Дата видачі завдання 01.09.2024

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1.	Аналітичний огляд наукової літератури по темі роботи	21.09.2024	
2	Розрахунок потужності двигуна механізму переміщення візка	29.09.2024	
3	Розрахунок та вибір асинхронного двигуна	11.10. 2024	
4	Математичний опис об'єкта керування	26.10. 2024	
5	Дослідження динамічних характеристик електроприводу	11.11. 2024	
6	Розрахунок основного силового обладнання системи електроприводу	16.11. 2024	
7	Підготовка стартап-проекту	24.11. 2024	
8	Завершальне оформлення роботи	07.12. 2024	

Студент

Ярослав ТВЕРДОХЛІБ

Науковий керівник

Євген НІКОНЕНКО

РЕФЕРАТ

Дана магістерська дисертація містить 152 сторінки друкованого тексту, 6 листів графічної частини, 42 ілюстрацій, 7 таблиць, 2 додатки і 61 джерел.

Актуальність теми: Транспортування спеціальних матеріалів потребує високої точності позиціонування для забезпечення безпеки. Системи керування кранами-маніпуляторами є унікальними, тому стандартні промислові методи тут не підходять. Розробка нових систем електроприводу допоможе знизити ризики аварій, підвищити точність та зменшити витрати на обслуговування.

Точність і швидкість роботи мостового крана для ядерного палива є критично важливими. Висока точність забезпечує безпечне переміщення ядерного палива, запобігаючи аваріям і радіаційному забрудненню. Швидкість роботи гарантує стабільне постачання палива до реактора, що необхідно для стабільної роботи електростанції та задоволення попиту на електроенергію, а також зменшує час і витрати на переміщення палива.

Мета роботи: Розробка і дослідження системи позиційного керування підвищеної точності для мостового крану кругової дії, що переміщує вантажі у залі ядерного реактора. Для досягнення мети вирішувалися такі задачі: розробка технічного завдання; аналіз наукової літератури та існуючих систем керування рухом; розрахунок масо-інерційних параметрів, вибір обладнання, побудова діаграм навантаження двигуна; обґрунтування вибору асинхронного двигуна та розрахунок його потужності; дослідження рішень задач керування положенням для асинхронного двигуна; розробка траєкторії руху для алгоритму керування; дослідження динамічних показників якості керування за допомогою математичного моделювання.

АЛГОРИМТ КЕРУВАННЯ РУХОМ, МОСТОВИЙ КРАН, ЯДЕРНИЙ РЕАКТОР, ПОЛЕОРІЄНТУВАННЯ, ДВИГУН ЗМІННОГО СТРУМУ, АСИНХРОННИЙ ДВИГУН, ПРЯМЕ ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ, ШВИДКІСТЬ, ПОЛОЖЕННЯ РОТОРА

ABSTRACT

This master's thesis contains 153 pages of printed text, 6 drawings, 42 illustrations, 7 tables, 2 appendices and 61 references.

Relevance of the topic: Transportation of special materials requires high positioning accuracy to ensure safety. Crane control systems are unique, so standard industrial methods are not suitable here. The development of new electric drive systems will help reduce the risk of accidents, increase accuracy and reduce maintenance costs.

The accuracy and speed of operation of a bridge crane for nuclear fuel are critically important. High accuracy ensures the safe movement of nuclear fuel, preventing accidents and radiation contamination. The speed of operation guarantees a stable supply of fuel to the reactor, which is necessary for the stable operation of the power plant and meeting the demand for electricity, and also reduces the time and cost of fuel movement.

Purpose of the work: Development and research of a high-precision position control system for a circular bridge crane that moves loads in a nuclear reactor hall. To achieve this goal, the following tasks were solved: development of a technical task; analysis of scientific literature and existing motion control systems; calculation of mass-inertial parameters, selection of equipment, construction of motor load diagrams; justification of the choice of an electric motor and calculation of its power; study of solutions to position control problems for an asynchronous motor; development of a motion trajectory for the control algorithm; study of dynamic control quality indicators using mathematical modeling.

MOTION CONTROL ALGORITHM, BRIDGE CRANE, NUCLEAR REACTOR, POLARIZATION, ELECTRIC MOTOR, INDUCTION MOTOR, DIRECT FIELD ORIENTED CONTROL, SPEED, ROTOR POSITION

ЗМІСТ

ВСТУП.....	10
1 СУЧАСНІ СИСТЕМИ ПОЗИЦІЙНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА ЦИКЛІЧНОЇ ДІЇ.....	13
1.1 Актуалізація завдання керування рухом.....	13
1.2 Жорсткість руху при позиційному керуванні	15
1.3 Методи вимірювання і спостереження в системах руху.....	19
1.4 Методи контролю та компенсації при керуванні рухом	21
1.5 Дискретні логічні системи керування рухом електроприводів.....	23
1.6 Системи керування рухом кранів-маніпуляторів	29
1.7 Особливості керування положенням мостового крану для завантаження ядерного палива.....	32
1.8 Двигуни для небезпечних застосувань	37
1.9 Сервоприводні системи	42
Висновки до розділу 1	47
2 РОЗРАХУНОК ПОТУЖНОСТІ ТА ВИБІР ДВИГУНА	49
2.1 Аналіз кінематичної схеми та її вихідних даних	49
2.2 Розрахунок потужності двигуна та його вибір	54
2.3 Розрахунок параметрів Т-подібної схеми заміщення двигуна	59
Висновки до розділу 2	63
3 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС ДВИГУНА І АЛГОРИТМУ КЕРУВАННЯ	65
3.1 Запис математичної моделі асинхронного двигуна	65
3.2 Постановка задачі векторного керування.....	72
3.3 Алгоритм прямого векторного керування моментом.....	74
3.4 Алгоритм прямого векторного керування швидкістю	78
3.5 Уніфікований алгоритм керування кутовим положенням.....	85
Висновки до розділу 3	93
4 ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ І ПОЛОЖЕННЯ	94
4.1 Дослідження динаміки системи в режимі регулювання швидкості	94

4.2 Дослідження впливу траєкторії другого та третього порядку на динаміку системи в режимі регулювання положення.....	98
Висновки до розділу 4	104
5 НАЛАШТУВАННЯ АЛГОРИТМІВ ВІДПРАЦЮВАННЯ КООРДИНАТ В АСИНХРОННОМУ ЕЛЕКТРОПРИВОДІ.....	108
5.1 Налаштування уніфікованого алгоритму відпрацювання швидкості.....	108
5.2 Налаштування уніфікованого алгоритму відпрацювання кутового положення	110
5.3 Дослідження динамічних характеристик системи векторного керування положенням АД при варіаціях моменту інерції.....	112
Висновки до розділу 5	120
6 ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ СИСТЕМ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА	121
6.1 Типова функціональна схема асинхронного електроприводу	121
6.2 Розрахунок та вибір основних елементів силової частини.....	121
Висновки до розділу 6	127
7 РОЗРОБКА СТАРТАП-ПРОЕКТУ.....	128
7.1 Постановка задачі стартап-проекту.....	128
7.2. Дослідження та розробка.....	128
7.3. Виробництво	130
7.4. Маркетинг та просування.....	132
7.5. Фінансовий план.....	134
7.6. Підсумки та перспективи	138
Висновки до розділу 7	139
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	142
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	144
ДОДАТОК А.....	150
ДОДАТОК Б.....	151

ВСТУП

Атомна енергетика, незважаючи на всі суперечності, залишається одним з основних джерел електроенергії. Безпека є ключовим аспектом експлуатації атомних електростанцій. Асинхронний електропривод мостового крана є невід'ємною частиною технологічного процесу на атомних електростанціях, забезпечуючи точне та надійне переміщення паливних збірок. Від безперебійної роботи цього обладнання залежить безпека персоналу, стан довкілля та ефективність енергоблоку.

З огляду на високий рівень відповідальності, який покладається на крани, а також постійний розвиток технологій в енергетиці, детальне дослідження асинхронних електроприводів, що застосовуються в таких кранах, є вкрай актуальним.

Актуальність теми. Транспортування спеціальних матеріалів вимагає підвищеної точності позиціонування, що визначається умовами безпеки. Такі установки, наприклад крани-маніпулятори (КМ), є унікальними і тому для проектування їх системи керування рухом неможливо застосовувати підходи, які зазвичай використовують в загальнопромислових механізмах. Розробка нових, більш досконалих систем електроприводу дозволить знизити ризик аварійних ситуацій, підвищити точність виконання операцій та зменшити витрати на обслуговування обладнання.

Точність і швидкість мостового крана для ядерного палива є критично важливими через кілька причин. По-перше, точність крана гарантує безпечне та ефективне переміщення ядерного палива, що є життєво важливим для запобігання аварій та забезпечення безпеки працівників. Навіть невеликі помилки можуть призвести до серйозних наслідків, включаючи радіаційні ускладнення та забруднення навколишнього середовища. По-друге, швидкість крана дозволяє забезпечити безперебійне постачання палива до реактора, що є важливим для стабільної роботи ядерної електростанції. Через це забезпечується постійний рівень енергії, що є необхідним для задоволення попиту на електроенергію. Також швидкість крана дозволяє зменшити час

витрати на переміщення палива, що, в свою чергу, знижує витрати на енергозабезпечення та підвищує ефективність всієї процесу.

Метою роботи є розробка та дослідження системи позиційного керування підвищеної точності по одній із координат мостового крану кругової дії, який виконує функцію переміщення вантажів у залі ядерного реактора. Для досягнення мети вирішено наступні задачі:

1. Розробка технічного завдання.
2. Проведення аналітичного огляду наукової літератури, в якій розглядаються принципи побудови систем керування рухом. Аналіз існуючих стандартних позиційних електроприводів.
3. Розрахунок масо-інерційних параметрів, вибір силового обладнання, побудова діаграм навантаження двигуна.
4. Обґрунтування вибору асинхронного двигуна, розрахунок потужності. Перевірка двигуна за середньоквадратичним моментом та за перевантажувальною здатністю.
5. Дослідження існуючих рішень задач керування положенням для асинхронного двигуна, що гарантують асимптотичне відпрацювання положення.
6. Розробка задатчика траєкторії руху для алгоритму керування вихідною координатою електроприводу.
7. Дослідження динамічних показників якості керування вихідними координатами за допомогою математичного моделювання.

Об'єктом дослідження є процеси керування положенням у векторно-керованій електромеханічній системі на основі асинхронного двигуна.

Предметом дослідження є алгоритм векторного керування відпрацювання положення системи з точним позиціонуванням при дії масоінерційних збурень по моменту.

Методи дослідження ґрунтуються на засобах сучасної теорії нелінійного автоматичного керування, таких як другий метод Ляпунова, лінеаризації зворотним зв'язком та математичне моделювання системи диференціальних

рівнянь, яка описує електромеханічне перетворення енергії в асинхронному двигуні.

Наукова новизна одержаних результатів полягає у наступному:

1. Синтезовано алгоритм формувача траєкторії другого порядку, який при обмеженнях швидкості та прискорення, при заданому куті повороту забезпечує високі динамічні та енергетичні показники.

2. Досліджено вплив алгоритмів керування асинхронним двигуном при завданні положення траєкторіями 2-го та 3-го порядку на похибки відпрацювання заданих координат.

3. Розроблено метод визначення коефіцієнтів налаштування регуляторів за результатами дослідження нормованих характеристик перехідних процесів.

Практичне значення отриманих результатів полягає у наступному:

Результати роботи можуть бути використанні при побудові керуючих пристроїв електромеханічної системи на основі асинхронного двигуна для відповідальних енергетичних об'єктів.

1. Розроблені алгоритми керування дозволяють досягти достатньої точності позиціонування робочого органу крана-маніпулятора.

2. Розроблений формувач траєкторії другого порядку задовольняє поставленому технічному завданню.

3. Побудовані графіки нормованих характеристик дають можливість розраховувати параметри коефіцієнтів налаштування регуляторів, відповідно до поставлених критеріїв якості перехідних процесів.

4. Дослідження впливу масоінерційних збурень на похибки відпрацювання заданих координат при критичних режимах роботи.

Обсяг і структура дисертації. Дисертаційна робота складається зі вступу, 7 розділів, висновків, переліку посилань і 2 додатки. Повний обсяг дисертації становить 153 сторінки. Дисертація містить 42 ілюстрації, 7 таблиць. Основний зміст роботи викладено на 140 сторінках.

1 СУЧАСНІ СИСТЕМИ ПОЗИЦІЙНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА ЦИКЛІЧНОЇ ДІЇ

1.1 Актуалізація завдання керування рухом

Теорія керування рухом електромеханічних систем є динамічно розвивальною галуззю, яка має важливе значення для багатьох сфер людської діяльності. Розуміння основних принципів теорії дозволяє розробляти ефективні та надійні системи керування для різноманітних технічних пристроїв. Цей розділ автоматички вивчає методи та алгоритми управління рухом різних пристроїв, від простих електричних двигунів до складних роботів. Основна мета – забезпечити точне, швидке та енергоефективне виконання заданих рухів.

Стратегії керування рухом є основою багатьох мехатронних продуктів і програм. Скрізь, де в машинах і компонентах відбувається активний рух, від системи керування вимагається налаштування положення або сили (відповідно відстеження траєкторії), або навіть їх поєднання. У високопродуктивних мехатронних системах, включаючи рух мікро- та/або наномасштабів (таких як пристрої зберігання даних, верстати, інструменти для виробництва електронних компонентів і промислові роботи), необхідні специфікації продуктивності руху, наприклад, час відгуку/відстоювання і точність траєкторії/осідання, має бути достатньо досягнута [1]. З промислової точки зору, найпоширеніша мета розробки розширеного керування рухом полягає в досягненні хорошої продуктивності відстеження/слідування за наявності збурень і проблем моделювання – номінальна установка та характеристики продуктивності [1]. У той час як управління рухом, як прикладна область теорії керування, утвердилося вже в дев'яностих роках [3], [4], будучи також незалежно від сучасних досліджень у робототехніці [5], невинний прогрес у інтегрованому мехатронному дизайні та новому приводі технології ставлять перед технологіями керування рухом нові виклики. Подібним чином, сучасні вимоги щодо економії матеріалів та енергії підштовхують мехатронні системи до зменшення датчиків і приводів, отже, до погіршення зворотного зв'язку та недозапуску, як і до більш легких і, отже, гнучких (м'яких) структур. Ці тенденції обтяжують надійне та ефективне керування рухом деякими

неминучими теоретичними та практичними питаннями різного характеру. Серед них – установка, специфікації та моделювання збурень, системи змінної структури, ідентифікація та оцінка стану, стійкість та адаптивність керування та інші.

У будь-якій системі керування рухом присутні збурення – це зовнішні або внутрішні фактори, які впливають на процес руху і можуть відхилити систему від заданої траєкторії. Це можуть бути зміни навантаження, тертя, зміни параметрів живлення, похибки датчиків тощо. Збурення є неминучими, тому важливо розробляти системи керування, які можуть компенсувати їхній вплив і забезпечувати стабільну роботу системи.

Точне керування рухом має важливе значення у багатьох галузях промисловості, від роботизованої автоматизації до авіації. Наприклад, у робототехніці точність рухів забезпечує якість виконання технологічних операцій, а в авіації – безпеку польоту. З розвитком технологій вимоги до точності та швидкості рухів постійно зростають, що стимулює розвиток нових методів і алгоритмів керування.

Складність механізму значно впливає на складність системи керування. Для простих механізмів (наприклад, двигуни з постійними магнітами) можуть бути використані відносно прості алгоритми керування. Однак для складних роботів з багатьма ступенями свободи потрібні більш складні системи керування, які враховують взаємодію між різними механічними вузлами, пружно-в'язкі зв'язки, динаміку руху та інші фактори.

Обмеження на швидкість, прискорення та ривок заданої траєкторії є важливими факторами, які необхідно враховувати при розробці системи керування. Ці обмеження можуть бути обумовлені фізичними характеристиками виконавчих механізмів, вимогами до точності позиціонування, або ж вимогами безпеки. Наприклад, занадто високе прискорення може призвести до вібрацій або пошкодження механізму, а занадто високий ривок – до виникнення додаткових вібрацій в системі та дискомфорту для оператора (у випадку роботів-маніпуляторів).

Ефективність систем керування рухом електромеханічних пристроїв значною мірою залежить від того, наскільки точно враховані різноманітні фактори, що впливають на їх роботу. Серед таких факторів можна виділити нелінійні характеристики елементів системи, похибки виготовлення механічних частин, гнучкість конструкцій, складність технологічних процесів та неповну інформацію про об'єкт керування. Ці фактори ускладнюють застосування традиційних методів проектування систем керування і вимагають використання більш складних підходів. Крім того, на роботу системи можуть впливати як внутрішні збурення, пов'язані зі зміною параметрів об'єкта, так і зовнішні, такі як сили опору та похибки в сигналах керування.

1.2 Жорсткість руху при позиційному керуванні

У практиці керування, так звана «жорсткість» часто використовується в повсякденній мові, щоб охарактеризувати пропускну здатність замкнутої системи керування, відповідно постійні часу її перехідної характеристики. У цьому відношенні «жорсткий» контур керування забезпечує швидший час відгуку, а його кутові частоти, відповідно ширина смуги частот, лежать правіше, порівняно з менш «жорсткою» системою керування. Це виглядає як пряма аналогія з основними механічними системами другого порядку з елементами маса-пружина-амортизатор, для яких жорсткість відновлюючої пружини визначає власну частоту ω_0 , отже, динамічні характеристики відгуку системи.

Хоча термін «жорсткість» звучить як щось самоочевидне для механічних конструкцій і, еквівалентно динаміці другого порядку, також для систем керування із замкнутим контуром, так звану «жорсткість» керованого руху потрібно спочатку прояснити для зручності подальшого використання. З точки зору балансу сил, керований рух (тут із одним ступенем свободи для простоти) можна розглядати як загальну (нелінійну) карту

$$F = h(X, t) \quad (1.1)$$

між узагальненою силою F , повністю прикладеною до системи руху, та результируючим відносним переміщенням, вираженим узагальненими

координатами X . Неявно, співвідношення (1.1) включає в себе обидва – установку руху та систему керування рухом – і є функцією однаково часу похідні від зміщення (необхідного порядку). Тоді можна визначити жорсткість керованого руху, (див. напр. [3]) як частинну похідну

$$K = \frac{\partial F}{\partial X}. \quad (1.2)$$

Варто зазначити, що робоча точка загалом нелінійної установки, так само як і більш просунутих нелінійних (часто гібридних та/або адаптивних) контролерів, може призвести до жорсткості, яка змінюється в часі, що призводить до $K(t)$. Концепція жорсткості керованого руху була використана в [3], [6] як особливо придатна для рівномірного розгляду позиції (або швидкості) і керування силою, однаковою мірою як різні комбінації обох. Висока міцність системи руху забезпечує регульовану жорсткість, і, як наслідок, можливі різноманітні застосування [6]. Слід зауважити, що досить часто, щоб задовольнити різноманітні вимоги програми керування рухом, контролер повинен мати змінну жорсткість, зберігаючи при цьому систему високоміцною. Це порівнюється на рис. 1.1, який концептуалізує жорсткість руху для різних випадків керування.

Для проектування ідеального положення або, альтернативно, швидкості керування, необхідно переконатися, що система керованого руху нечутлива до зміни сил, які можуть виглядати як слабо відомі та досить непередбачувані збурення. Це означає, що для будь-яких відхилень δF ідеальне керування положенням запобігає будь-яким відхиленням у бажаному положенні, тобто $\delta X \rightarrow 0$, що передбачає нескінченну жорсткість $K \rightarrow \infty$. Це також відповідає принципу внутрішньої моделі [7], який, наприклад, вимагає включення інтегральної керуючої дії, щоб компенсувати збурення постійної сили, щоб $\delta X \rightarrow 0$ при $t \rightarrow \infty$. Подібно до того, як механічна конструкція високої жорсткості буде менше деформуватися у відповідь на прикладену силу, що є корисним для високої точності та, отже, точності позиціонування, жорстка

конструкція керування рухом забезпечить нечутливу роботу за наявності зовнішніх силових збурень.

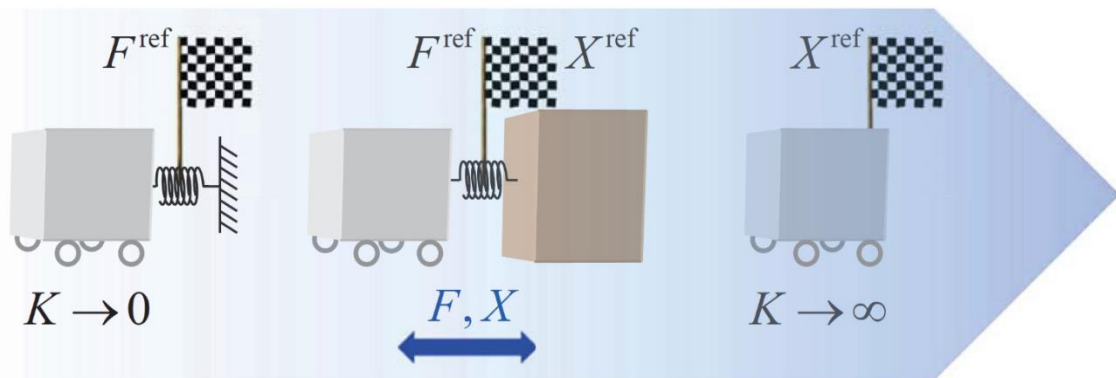


Рисунок 1.1 – Жорсткість керованого руху для керування силою (ліворуч), імпедансом (посередині) та положенням (праворуч). Жорсткість руху збільшується зліва направо, тоді як прапорець представляє задане значення

У той час як нескінченна статична жорсткість забезпечується зворотним зв'язком стану інтегралу-похибки положення, іноді звана динамічна жорсткість [8] повинна враховувати більш специфічну поведінку передбачених збурень. Зауважте, що терміни статичної та динамічної жорсткості, використані в [8], стосуються нескінченно високої стійкої жорсткості, завдяки інтегральним характеристикам контуру, і регульованої жорсткості, масштабованої для певного частотного діапазону порушення. Це вимагає здебільшого більш детального та часто адаптивного дизайну керування. Однак така гнучкість управління зазвичай вимагає компромісу між деякими конкретними характеристиками збурень, відповідно моделюванням і стабільною продуктивністю. Останнє означає більш широкий діапазон амплітуд і частот екзогенних сигналів, тобто опорних траєкторій і збурень. Коли стан відносного переміщення доступний і використовується для керування, надійний контролер із зворотним зв'язком із високим коефіцієнтом посилення робить жорсткість руху відповідно високою. Таким чином, з демпфуванням із замкнутим циклом відповідної форми конструкція зворотного зв'язку з нескінченним посиленням може теоретично наблизитися до ідеального керування положенням із бажаною нескінченною жорсткістю. У той же час, властиві обмеження приводу роблять цю теоретичну реалізацію неможливою для практичних застосувань, оскільки керуючі дії з високим коефіцієнтом підсилення, включаючи зворотний зв'язок

інтеграл-похибка положення, можуть досягати меж насичених елементів приводу. Тут варто зазначити, що надійний, також з точки зору надійності продуктивності, контролер відстеження з явним компенсатором перешкод (про що йдеться далі в Розділі VI) не обов'язково потребує інтегральної керуючої дії. Це вже було показано в [4] для високоточної системи позиціонування та чітко проаналізовано в [9] для нелінійних збурень фрикційного типу.

У тому ж ступені жорсткості керованого руху див. (1.2), ідеальне керування силою має допускати нескінченне відхилення положення, тобто $\delta X \rightarrow \infty$, за винятком випадку, коли похибка сили повністю дорівнює нулю, див. [6]. Це означає, що контрольна жорсткість прагне до нуля, тобто $K \rightarrow 0$, за номінальних умов регулювання сили. З даної точки зору, ідеальний регулятор сили повинен приводити систему до $\delta F \rightarrow 0$, і це через індукований відносний рух, який мінімізує помилку сили. Це означає підтримувати загальну силу системи на певному бажаному значенні балансу $F(t) = \text{const}$. Слід зауважити, що на відміну від чистого керування позицією, керування силою вимагає розрізнення між двома принципово різними режимами: (i) необмежений безконтактний рух і (ii) контактний рух, обмежений системним середовищем. У безконтактному режимі керування силою є, по суті, керуванням прискоренням, див. [3]. Тут ми нагадаємо, що входом надійного контролера руху має бути величина прискорення, див. [6]. Отже, для реалізації універсальних систем керування рухом, жорсткість керування яких може змінюватись у широких межах, загальний контролер руху повинен мати подвійну каскадну структуру. Внутрішня надійна (від перешкод) петля прискорення призначена для точного відстеження бажаного еталонного прискорення. Зовнішній контур має функцію регулювання жорсткості руху шляхом генерації відповідного опорного прискорення. Варто зазначити, що цей принцип, викладений у [6], був незалежно розроблений також у робототехнічних дослідженнях [5], [10], [11] і з тих пір розміщений у стандартній робототехнічній літературі. Це також добре відоме як лінеаризація зворотного зв'язку, яка часто позначається (у робототехніці) як інверсне керування динамікою або обчислене керування крутним моментом. Останній, а саме, передає пов'язану динаміку нелінійного

маніпулятора у добре відому систему подвійного інтегратора, див. напр. [12]. Керування прискоренням, відповідно керування силою, під час безконтактного руху містить головним чином посилення вперед, яке масштабує еталонну силу до величини прискорення, за умови, що інерція системи відома. За винятком менш поширених застосувань, де точне вимірювання прискорення доступне для зворотного зв'язку, регулятор сили не має петель зворотного зв'язку під час безконтактного руху. Це виглядає цілком природно, оскільки жодний контакт із середовищем не повертає жодного відчуття сили від тактильного (кінцевого ефекторного) інтерфейсу. Але як тільки система примусово керованого руху вступає в контакт з навколишнім середовищем, виникає замкнутий механічний цикл через жорсткість середовища та демпфування, які стають основними факторами в динаміці системи, керованої силою. При типово недостатньому та не ідеально в'язкому амортизації навколишнього середовища система руху, керована силою, стає коливальною при контакті та, як наслідок, відштовхується від навколишнього середовища. Проте контур керування, звільнений від механічного зворотного зв'язку, знову приводить систему в контакт. Цей, повторюваний знову і знову феномен полювання [3] добре відомий у практичних роботах із силовим керуванням і вже був визнаний у [13]. Щоб подолати феномен полювання, який можна розглядати як локальну (так би мовити, тимчасову) нестабільність керування силою поблизу контакту з навколишнім середовищем, зазвичай вставляється петля зворотного зв'язку за швидкістю. Система, налаштована таким чином, може, однак, стати нестабільною для малих посилень зворотного зв'язку за швидкістю, тоді як відгук системи стає значно повільнішим для більших значень посилення [14].

1.3 Методи вимірювання і спостереження в системах руху

Методи вимірювання та оцінки стають все більш важливими в системах руху. Вони не тільки надають інформацію, необхідну для систем керування, але й полегшують виконання багатьох інших важливих завдань, включаючи моніторинг робочого стану, виявлення та діагностику несправностей, а також виявлення зміни умов середовища. Датчики та фізичні пристрої використовуються для вимірювання стану та робочого навантаження

динамічної системи або визначення робочого/операційного середовища. З розвитком сенсорних технологій все більше і більше фізичних величин тепер доступні для вимірювання зі зростаючою точністю. Однак існує також занепокоєння щодо вартості, що важливо для промислових мехатронних систем, особливо для масового виробництва. Значні зусилля також докладаються для того, щоб вилучити або отримати якомога більше інформації з доступних вимірювань. Було розроблено велику кількість методів оцінки та спостереження. Прикладами є розробка безсенсорного керування в системах руху [26], де деякі ключові вимірювання зворотного зв'язку замінено методами оцінювання. Нещодавно розроблено так званий «віртуальний торсіонний датчик» [24], який дозволяє зменшувати вихідний кодер у роботизованих з'єднаннях із незначною еластичністю. Їх можна розглядати як технології м'яких датчиків, і вони досить часто покладаються на хорошу модель або знання системи руху та її операційного середовища, що викликає занепокоєння. У зв'язку з цим, залежно від цілей, існують різні типи методів спостереження, а саме спостереження за станом, спостереження за порушеннями та сумісна оцінка стану та завад. Варто зазначити, що в багатьох додатках методи оцінки збурень використовуються не лише для оцінки зовнішніх збурень, а й для оцінки впливу системної невизначеності в моделюванні, напр. через невідповідність між моделлю та фізичною системою або зміну системи руху внаслідок зміни робочих умов і середовищ, включаючи несправності системи. Далі ми обговоримо низку існуючих і нових технологій спостереження з акцентом на оцінці збурень, оскільки існує значна кількість літератури щодо спостереження за станом, див. [27] для огляду. Надійні алгоритми оцінювання та спостереження служать м'якими (віртуальними) датчиками недоступних динамічних параметрів за майже нульових витрат на обладнання.

У світовій практиці розрізняють лінійні та нелінійні технології оцінки параметрів системи.

Для систем руху, які описуються лінійною динамікою, доступний широкий спектр технологій спостереження. Класична техніка розробки спостерігача стану Льюенбергера [28] для детермінованих систем і фільтрація

Калмана [29] для стохастичних систем добре відомі для оцінки недоступних станів системи за вихідними вимірюваннями. Ця проблема дещо ускладнюється при наявності зовнішніх перешкод. Було розроблено ряд підходів для прямої оцінки збурення або спільної оцінки стану та збурення шляхом збільшення збурення в стан, щоб можна було використовувати звичайний спостерігач стану Люенбергера або техніку фільтрації Калмана. Залежно від опису моделі системи руху розроблено підходи для передатних функції та простору станів.

Оцінка станів та/або збурень для системи руху, описаної нелінійною динамікою, набагато складніша. Загалом, на відміну від лінійних систем, не існує методів проектування нелінійного спостерігача стану для загальної нелінійної системи, хоча були проведені дослідження щодо розробки нелінійних спостерігачів стану для систем руху зі специфічною структурою, наприклад [30]. Отже, ще складніше розробити спільне спостереження за станом і збуреннями для нелінійної системи. Тому підхід доповнення станів збуреннями, який широко використовується в лінійних системах, не може бути поширений на нелінійні системи. Однак існує декілька загальних методів спостерігача нелінійних збурень для нелінійних систем; для загального вигляду нелінійного спостерігача як системи сингулярних лінійних часткових розрядів першого порядку [31].

1.4 Методи контролю та компенсації при керуванні рухом

Методи контролю та компенсації при керуванні рухом є важливими складовими сучасної інженерії та технологій, що застосовуються у різних галузях, таких як робототехніка, автомобільна промисловість, авіація та космонавтика. Основною метою контролю руху є забезпечення точного та стабільного управління об'єктами, що рухаються, з урахуванням різних зовнішніх впливів та внутрішніх нестабільностей.

Контроль руху зазвичай включає використання датчиків для вимірювання параметрів руху, таких як швидкість, положення та прискорення, а також застосування відповідних алгоритмів для обробки цих даних і вироблення керуючих сигналів. Одним з важливих аспектів є компенсація збурень, що можуть виникати під час руху. Збурення можуть бути як зовнішніми

(наприклад, вітер або нерівності поверхні), так і внутрішніми (наприклад, нерівномірність роботи двигунів).

Сучасні методи контролю та компенсації базуються на математичних моделях та алгоритмах, таких як пропорційно-інтегрально-диференціальне (ПІД) регулювання, адаптивний контроль, робастний контроль та методи штучного інтелекту, зокрема нейронні мережі та алгоритми машинного навчання. Ці методи дозволяють забезпечувати високу точність та надійність керування рухом, навіть у складних та непередбачуваних умовах.

Окрім традиційних ПІД-регуляторів або подібних до них, зараз набув застосування у системах керування рухом широкий спектр вдосконалених методів керування, включаючи прогнозоване керування за моделлю, надійне керування, адаптивне керування, керування ковзною моделлю, керування внутрішнім режимом, регулювання виходу, пасивність керування та керування активним придушенням завад (ADRC). Кількість пов'язаної контрольної літератури надто велика, щоб її належним чином перерахувати, приведемо лише деяку: [1], [32], [33] – [37]. Більш конкретно, стратегія зворотного зв'язку та прямого керування широко обговорювалася в [1], де прямий контролер, який безпосередньо генерує прямий сигнал керування на основі посилення/команди, інтегрований із контролером зворотного зв'язку, який керується керуванням помилка. Інший надійний дизайн керування з двома ступенями свободи був показаний для керування рухом серводвигуна [24] на основі взаємно простих факторів методом параметризації Юла-Кучера, див., наприклад. [38] для деталей. Іншим широко використовуваним способом використання прямого зв'язку є послаблення впливу завад шляхом генерації компенсації на основі вимірювання завад. Однак, оскільки збурення або вплив невизначеностей можуть бути недоступними, відповідно вимірними, стратегія прямого зв'язку полегшується за допомогою методів оцінки збурень.

Завдяки принципу поділу, як обговорювалося вище, нижче викладено процедуру проектування для розробки складеної схеми керування для систем руху.

Крок 1: Розробка контролера зворотного зв'язку для досягнення стабільності та ефективності відстеження/регулювання без урахування невизначеностей;

Крок 2: Розробка стратегії прямого керування, щоб відкинути збурення або невизначеності за припущення, що вони вимірні;

Крок 3: Створення спостерігача за збуреннями для оцінки збурень або впливу невизначеностей;

Крок 4: Інтеграція стратегії зворотного зв'язку та прямого зв'язку із збуренням, заміненим його оцінкою, для створення складеного контролеру та аналізу його продуктивності.

Розробка контролера зі зворотним зв'язком на етапі 1 може бути виконана будь-якими відповідними методами проектування, наприклад, PID, MPC, LQR, а також кілька методів проектування спостерігача збурень на кроці 3, залежно від того, є динамічна система лінійною чи нелінійною. Далі встановлюється, як розробити компенсацію прямого зв'язку, щоб зменшити вплив збурень і невизначеностей на кроці 2. У систем керування рухом існує широкий діапазон збурень і невизначеностей. Для прикладу, систем приводу двигуна змінного струму це механічні параметри, такі як зміни інерції, електричні параметри, такі як зміни опору статора через температуру; момент тертя; момент навантаження; зубчастий момент; момент гармонійного потоку; напруга спотворення; поточні помилки зміщення; перекося крутного моменту щілини тощо. Очевидно, що важливо покращити придушення завад і надійність керованої системи приводу двигуна.

1.5 Дискретні логічні системи керування рухом електроприводів

Дискретні логічні системи керування (ДЛСК) є інструментом для автоматизованого управління рухом різних механізмів у технологічних процесах. Вони генерують послідовність команд, які визначають напрямок і швидкість руху, а також керують процесами запуску, гальмування, зупинки та захисного відключення приводів. Завдяки ДЛСК можна синхронізувати роботу декількох робочих органів, що рухаються незалежно один від одного. Це

особливо актуально для складних систем, таких як ліфти, багатокоординатні маніпулятори та помпові агрегати.

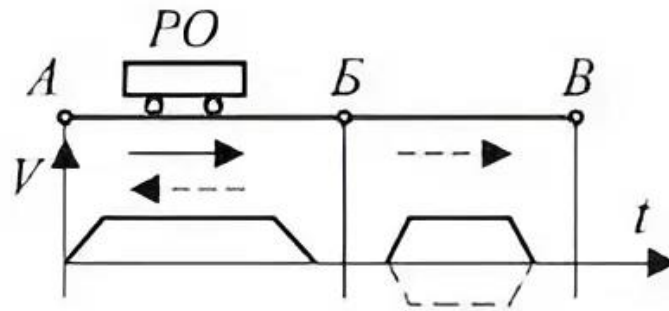


Рисунок 1.2 – Діаграма технологічного циклу

У багатьох циклах переміщення робочих органів (РО) типова діаграма руху, подібна до зображеної на рис. 1.2. Цей цикл включає переміщення з початкової позиції (А) до другої позиції (Б) з можливістю руху до наступної точки (В) або повернення до позиції А. Рух РО чергується з часовими паузами, які необхідні для технологічних умов роботи електропривода. Системи керування, що базуються на релейних або простих логічних елементах, потребують значної кількості компонентів, що ускладнює їх установку, збільшує розміри та знижує надійність. Тому сьогодні перевагу віддають створенню ДЛСК на основі мікросхем, таких як програмовані логічні матриці (ПЛМ), апаратні контролери (АК) та програмовані логічні контролери (ПЛК). Програмована логічна матриця являє собою мікросхему, яка виконує операції І, АБО, НІ, дозволяючи реалізовувати будь-які логічні функції. зв'язок логічних змінних ПЛМ з фізичними вхідними сигналами здійснюється через вузол введення (набір кнопок, кінцевих вимикачів тощо), а зв'язок з силовою частиною системи керування (електроприводом) – через вузол виведення (контактори, твердотільні реле, симістори тощо). Переваги ПЛМ включають високу швидкодію завдяки паралельному принципу роботи та простоту реалізації. Недолік – необхідність зміни ПЛМ при зміні алгоритму роботи. Тому їх використовують у випадку стабільного циклічного технологічного процесу.

Для автоматизації роботи електропривода у складних технологічних процесах використовують апаратні контролери, які включають три основні

компоненти: мультиплексор, дешифратор і лічильник. Програма роботи апаратного контролера визначається відповідним з'єднанням цих компонентів, кожен з яких є окремою мікросхемою. Одним із найуніверсальніших інструментів для реалізації ДЛСК є ПЛК, який дає змогу змінювати алгоритм керування за допомогою програмного забезпечення. Робота ПЛК базується на послідовному принципі побудови алгоритму, через що його швидкодія нижча, ніж у апаратного контролера.

Вихідними даними для вибору ПЛК є:

- число вхідних змінних;
- число внутрішніх змінних;
- число вихідних змінних.

Блок-схема ПЛК у спрощеному вигляді представлена на рис. 1.3.

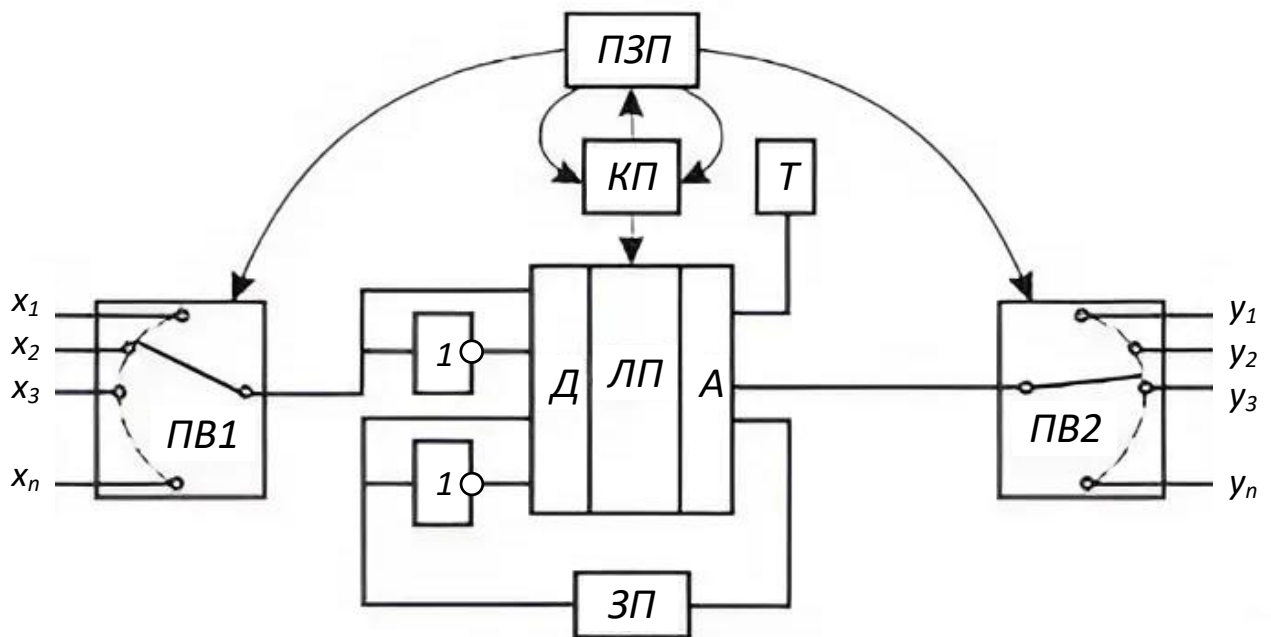


Рисунок 1.3 – Блок-схема програмованого логічного контролера

У складі ПЛК можна виділити наступні структурні блоки (рис.1.3):

- пристрої вводу (ПВ1) і виводу (ПВ2) вхідних і вихідних логічних змінних;
- логічний пристрій (ЛП), який виконує операції І, АБО, ПОВТОР.;
- запам'ятовуючий пристрій (ЗП), який запам'ятовує внутрішні змінна у
- процеси формування вихідних функцій;
- таймер (Т) для створення пауз в циклах;

– програмний запам'ятовуючий пристрій (ПЗП) для зберігання команд, яка формують алгоритми керування;

– керуючий пристрій (КП), який забезпечує узгоджену послідовність роботи всіх складових частин ПЛК.

Система керування побудована на дискретній логіці є простою за виконанням, легко програмується та дає можливість автоматизувати роботу електроприводу в складних технологічних циклах, алгоритми роботи яких потрібно часто змінювати.

Специфіка позиційного електропривода полягає у використанні спеціалізованих сенсорів для вимірювання положення та швидкості, які забезпечують зворотний зв'язок контролеру. Контролер аналізує ці дані та регулює роботу двигуна, щоб досягти бажаного положення або швидкості. Системи можуть використовувати різні методи керування, включаючи PID-регулювання, для оптимальної роботи відповідно до специфічних вимог.

Для підвищення надійності та безпеки, такі системи оснащуються захисними пристроями, що запобігають перевантаженню та пошкодженню обладнання. Вони також можуть містити алгоритми самодіагностики та самовідновлення, що дозволяє швидко виявляти та усувати несправності. Сучасні системи автоматичного керування позиційним електроприводом мають високу інтегрованість з іншими системами автоматизації, що дозволяє створювати комплексні автоматизовані виробничі лінії. Вони можуть бути частиною ширшої системи керування, яка координує роботу кількох машин та процесів.

Класична система позиційного електропривода складається з кількох ключових компонентів, які забезпечують точне та ефективне керування положенням механізму. В основі такої системи лежить електричний двигуна, який виконує роль приводу та відповідає за рух механічної частини. Для контролю положення використовуються сенсори, що передають зворотний зв'язок до контролера системи. Контролер, як основний блок системи, обробляє сигнали від сенсорів та видає команди двигуна, регулюючи його роботу для

досягнення бажаного положення. Використовуються алгоритми керування, такі як PID-регулювання, щоб забезпечити точність та стабільність руху.

Система також може включати приводи та механічні передачі, які перетворюють електричну енергію двигуна у механічний рух. Ці компоненти можуть бути різноманітними залежно від конкретного застосування приводу. Для забезпечення безпеки та надійності, система оснащена захисними пристроями, які повинні запобігати перевантаженню та пошкодженню обладнання. До того ж, сучасні системи позиційного електропривода часто інтегровані з іншими автоматизованими комплексами, що дає можливість створювати складні автоматизовані виробничі лінії.

В галузі автоматизованого електроприводу одним із типових рішень питання керування рухом є застосування перетворювача частоти (ПЧ), який реалізує функцію керування швидкістю у парі із ПЛК, в якому розраховується завдання швидкості для ПЧ таким чином щоб відпрацьовувалась бажана траєкторія переміщення. Цей спосіб є простим через те, що не потребує використання спеціалізованих ПЧ чи сервоприводів із функцією керування рухом. Проте недоліком цього способу є складність налаштування програми розрахунку та відносно невелика точність позиціонування при відпрацюванні положення.

Якщо порівнювати електроприводи з вбудованою функцією керування положенням з тими, що керують швидкістю за допомогою програмованого логічного контролера, можна побачити ряд переваг.

По-перше, електроприводи з вбудованою функцією керування положенням забезпечують значно вищу точність та швидкість реакції. Оскільки вся обробка виконується безпосередньо в приводі, це мінімізує затримки та знижує можливість помилок, викликаних затримкою сигналу між ПЛК та приводом. По-друге, такі приводи спрощують архітектуру системи. Використання ПЛК додає складності у налаштуванні та обслуговуванні системи, тоді як інтегровані рішення дозволяють уникнути додаткових компонентів і зменшити кількість з'єднань та інтерфейсів. Це також знижує вірогідність апаратних збоїв і полегшує діагностику та ремонт. По-третє,

інтегровані системи пропонують більше можливостей для адаптивного управління та налаштувань. Це дає можливість швидше та простіше налаштовувати та змінювати параметри роботи електропривода відповідно до змін вимог або умов праці. Вбудоване керування положенням дозволяє точніше дотримуватись заданих траєкторій руху без потреби додаткового програмування. І наостанок, використання електроприводів з вбудованим керуванням положенням може бути економічно вигіднішим в довготривалій перспективі. Хоча початкові витрати можуть бути вищими, спрощена архітектура, зменшена потреба в обслуговуванні та покращена ефективність можуть призвести до загального зниження експлуатаційних витрат.

Також поширеним є спосіб керування положенням електроприводу за допомогою кінцевих вимикачів. Він полягає у використанні механічних або електричних вимикачів, які розташовані на кінцевих точках траєкторії руху робочого органу. Коли робочий орган досягає положення вимикача, електропривод отримує сигнал на зупинку. Така система має певні обмеження порівняно з електроприводами з вбудованою функцією керування положенням. Основний недолік такої системи – це обмежена точність керування положенням, оскільки вона залежить від механічного положення вимикачів. Вимикачі можуть бути схильні до зносу та зміщення, що впливає на точність зупинки. Крім того, система не забезпечує точного контролю над проміжними положеннями робочого органу, що може бути критично важливим для певних задач. Негативним фактором використання такого підходу може бути використання механічного гальмування для повної зупинки у зданому положенні. Також, відсутність датчиків положення означає, що система не може адаптивно реагувати на зміну умов праці чи навантаження, що знижує її гнучкість та ефективність. Електроприводи з вбудованою функцією керування положенням забезпечують більшу точність та надійність, оскільки використовують датчики для постійного моніторингу та корекції положення робочого органу в режимі реального часу. Це дозволяє уникнути проблем, пов'язаних зі зносом механічних компонентів, та підвищити загальну ефективність системи.

Отже, вибір електроприводу з вбудованою функцією керування положенням може забезпечити ряд переваг, таких як підвищена точність, спрощена система, можливість адаптивного управління та економія коштів в довготривалій перспективі.

В таблиці 1.1 проаналізовано та порівняно особливості декількох електроприводів (перетворювачів частоти) із можливістю керування кутовим положенням.

1.6 Системи керування рухом кранів-маніпуляторів

Використання кранів-маніпуляторів при роботі зі шкідливими речовинами є надзвичайно актуальним у сучасній промисловості. Ці пристрої дозволяють мінімізувати прямий контакт людини з небезпечними матеріалами, що суттєво знижує ризик для здоров'я персоналу. Крім того, крани-маніпулятори забезпечують високу точність виконання робіт, що особливо важливо при роботі з дрібними або крихкими предметами. Завдяки своїй універсальності, вони можуть використовуватися в екстремальних умовах, таких як підвищена температура, вологість чи вибухонебезпечність. Крім того, крани-маніпулятори дозволяють зменшити фізичне навантаження на працівників та автоматизувати багато виробничих процесів. Типовими сферами застосування таких пристроїв є хімічна, ядерна та фармацевтична промисловість, а також металургія. Загалом, використання кранів-маніпуляторів є одним із ключових факторів забезпечення безпеки та ефективності виробничих процесів, пов'язаних з роботою зі шкідливими речовинами.

Більшість кранів функціонує під контролем оператора, який керує переміщенням вантажу та виступає як головний регулятор швидкості для точного позиціонування. Для спрощення роботи оператора застосовується часткова автоматизація, наприклад, для зменшення коливань підвісу та автоматичного опускання вантажу. Коли необхідно розмістити вантаж з високою точністю, скоротити час перебування оператора у шкідливому середовищі та підвищити продуктивність, використовують системи з автоматичним керуванням рухом.

Таблиця 1.1 – Порівняльна таблиця перетворювачів частоти із функцією керування кутовим положенням

Модель перетворювача	Виробник	Переваги	Недоліки	Особливості	Діапазон потужностей	Приблизна вартість
SINAMICS V20	Siemens	Надійність, легкість у налаштуванні	Висока вартість	Використовується в промислових умовах	0,12-15 кВт	\$600
Altivar 12	Schneider Electric	Компактний розмір, Зручний інтерфейс	Обмежені функції	Використовується в невеликих установках	0,18-4 кВт	\$300
ACS150	ABB	Висока точність, низький рівень шуму	Висока вартість	Використовується в наукових дослідженнях	0,37-4 кВт	\$500
VLT Micro Drive	Danfoss	Широкий діапазон частот, зручний інтерфейс	Великий розмір	Підходить для різних застосувань	0,18-22 кВт	\$700
Yaskawa GA500	Yaskawa	Висока надійність, легкість в обслуговуванні	Обмежений діапазон потужностей	Використовується в промислових умовах	0,1-4 кВт	\$450
Inovance MD380	Inovance	Низька вартість, хороша підтримка	Низька точність	Підходить для навчальних цілей	0,2-2,2 кВт	\$250
Allen-Bradley PowerFlex 523	Rockwell Automation	Висока стійкість до перешкод, надійність	Висока вартість	Використовується в промислових умовах	0,2-22 кВт	\$800
Delta VFD-EL	Delta Electronics	Низька вартість, легкість у налаштуванні	Низька стійкість до вологи	Використовується в домашніх пристроях	0,1-3,7 кВт	\$350
Fuji Frenic Mini	Fuji Electric	Компактний розмір, висока точність	Обмежені функції	Підходить для малих систем	0,1-4 кВт	\$400
Hitachi WJ200	Hitachi	Висока точність, низький шум	Висока вартість	Використовується в наукових дослідженнях	0,2-7,5 кВт	\$650

Автоматичне переміщення вантажу потребує створення замкненої системи для відпрацювання положення елементів крана-маніпулятора. Така система повинна мати динамічні характеристики, які забезпечують, що відхилення фактичного положення від заданої траєкторії не перевищують допустимих значень відповідно до вимог безпеки.

При роботі з матеріалами, шкідливими для здоров'я людини, такими як радіоактивне паливо [39], важливо уникнути аварійних ситуацій під час переміщення робочих органів крана-маніпулятора, забезпечуючи точність відпрацювання положення не гірше ніж 0,02 м відповідно до обмежень технологічного обладнання [40]. Проблема ускладнюється тим, що маса переміщуваного вантажу не завжди є сталою, тому система відпрацювання положення має працювати при змінних навантаженнях та моментах інерції. Також складність у точному розміщенні вантажу полягає у відсутності напрямних на резервуарах, куди опускається вантаж.

Як вже розглядалося вище, при використанні стандартних серійних електроприводів можна створювати прості робочі цикли за допомогою вбудованих ПЛК та спеціалізованих модулів розширення [41], але вони не забезпечують роботу при різноманітних циклах переміщення вантажу та автоматичного калібрування. Тому для реалізації таких рухів з необхідною динамічною точністю та забезпечення гнучкої інтеграції в систему автоматизації крана-маніпулятора важливо розробити замкнену систему керування положенням його елементів з підвищеною точністю.

Зазвичай у склад електромеханічної системи кранів-маніпуляторів входять внутрішні підсистеми регулювання кутової швидкості та зовнішній контролер положення з датчиками кутового та лінійного переміщення. Лінійні датчики, зокрема лазерні далекоміри, використовуються для уточнення даних з датчиків кутового положення та визначення початкового положення по осях переміщення. У системі, розглянутій у [40], для визначення положення по осях переміщення крана використовуються тільки абсолютні енкодери для лінійних переміщень, що ускладнює позиціонування.

Аналіз наукових джерел свідчить, що система керування рухом крана-маніпулятора має схожі властивості з більшістю систем у робототехніці. Точність керування рухом у таких системах залежить:

а) від точності відпрацювання кутового положення валу приводного двигуна, де зазвичай встановлюється датчик положення;

б) від впливу недосконалостей кінематики маніпуляційної системи разом з коректністю визначення початкових умов. Похибки, обумовлені цими факторами, потребують відповідної компенсації.

При проектуванні електроприводу для мостових кранів-маніпуляторів важливо враховувати кілька ключових особливостей:

– Навантаження та вантажність. Потрібно визначити максимальні навантаження та вантажність, які кран повинен витримувати.

– Тип руху. Потрібно обрати тип руху (горизонтальний, вертикальний або комбінований) та визначити необхідні кути повороту.

– Тип електропривода. Необхідно вибрати тип електропривода (асинхронний, синхронний або інший) в залежності від вимог.

– Контроль та безпека. Обов'язково потрібно включити системи контролю та безпеки, такі як датчики переповнення, захист від перевантаження та системи аварійного зупинення.

– Енергоефективність. Потрібно оптимізувати електропривод для мінімізації енергоспоживання та зниження витрат на електроенергію.

– Монтаж та обслуговування. На етапі проектування необхідно продумати монтаж та обслуговування, яке забезпечити легкий доступ до компонентів для заміни чи ремонту. Це дозволяє зменшити час простою та забезпечити безперервну роботу обладнання, що є критичним у промислових умовах.

1.7 Особливості керування положенням мостового крану для завантаження ядерного палива

Процес завантаження та розвантаження ядерного палива у реактор атомної станції є надзвичайно важливим та складним, вимагаючи високого рівня безпеки, точності та контролю. Завантаження ядерного палива починається з підготовки паливних елементів у спеціальних установках. Після

підготовки паливо транспортується до реактора за допомогою спеціальних контейнерів, що забезпечують його безпечне перевезення. Потім паливо завантажується у реактор через спеціальні канали або шахти, при цьому процес контролюється автоматизованими системами та персоналом для забезпечення максимальної точності і безпеки. Після завершення циклу реакції, паливо видаляється з реактора, знову ж таки через спеціальні канали або шахти. Видалене паливо поміщається у спеціальні контейнери для консервації, які транспортуються до установок для зберігання або переробки. Весь цей процес підлягає суворому контролю за допомогою автоматизованих систем та персоналу, щоб забезпечити безпеку та ефективність роботи реактора. Завантаження та розвантаження ядерного палива є надзвичайно критичним етапом в експлуатації атомних станцій, що вимагає ретельної координації та безперервного моніторингу.

В даній роботі система позиційного керування буде розроблятися для керування однією із координат мостового крану кругової дії. Мостові крани кругової дії – це крани мостового типу, що використовуються в реакторних залах атомних електростанцій для транспортування обладнання під час ремонтних робіт. Мостовий кран кругової дії, відомий також як полярний кран, часто використовується у завантаженні та розвантаженні ядерного палива у ядерних реакторах. Завдяки своїй здатності рухатися по круговій траєкторії, цей тип крана забезпечує високу точність та маневреність, що є критично важливими при роботі з радіоактивними матеріалами. Полярний кран дозволяє ефективно переміщати паливні елементи у реакторному приміщенні, забезпечуючи безпеку та надійність операцій.

Крани встановлюють під куполом гермооболонки реакторної будівлі АЕС [43] і застосовують для переміщення різних вантажів у реакторному відділенні. Візок полярного крана переміщається вздовж моста, сам кран пересувається круговою рейкою діаметром 41,5 м на 360° над шахтою ядерного реактора, що дозволяє здійснювати транспортні операції в будь-якій точці будівлі [44].

Схема конструкції полярного крану представлена на рис. 1.4.

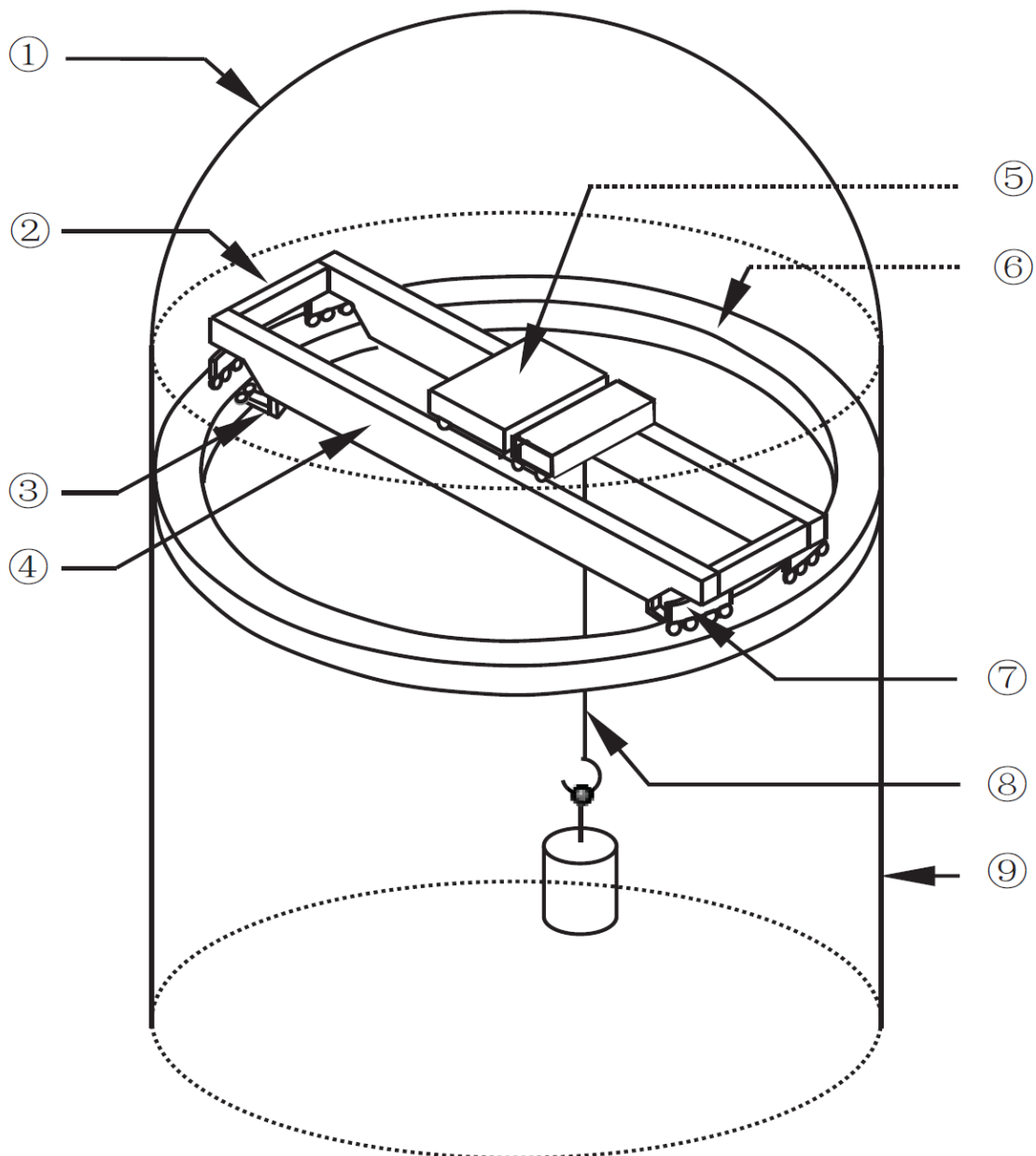


Рисунок 1.4 – Схема конструкції мостового крану кругової дії: (1) Верхня головка; (2) Кінцева балка мосту; (3) Горизонтальний направляючий пристрій; (4) Балка мосту; (5) Візок; (6) Гусенична балка; (7) Механізм переміщення крана; (8) Підйомне обладнання; (9) Контейнерна ємність.

Зовнішній вигляд мостового крану кругової дії встановленому над реакторним приміщенням та його візка представлено на рис. 1.5 – рис. 1.7.

Полярними кранами виконуються такі операції:

– Транспортно-технологічні та ремонтні з обслуговування атомного реактора в період експлуатації АЕС з вантажами, включаючи ядерно-небезпечні вантажі. Операції із завантаження ядерного палива в контейнер свіжого палива та розвантаження відпрацьованого палива в транспортний коридор.



Рисунок 1.5 – Зовнішній вигляд мостового крану кругової дії

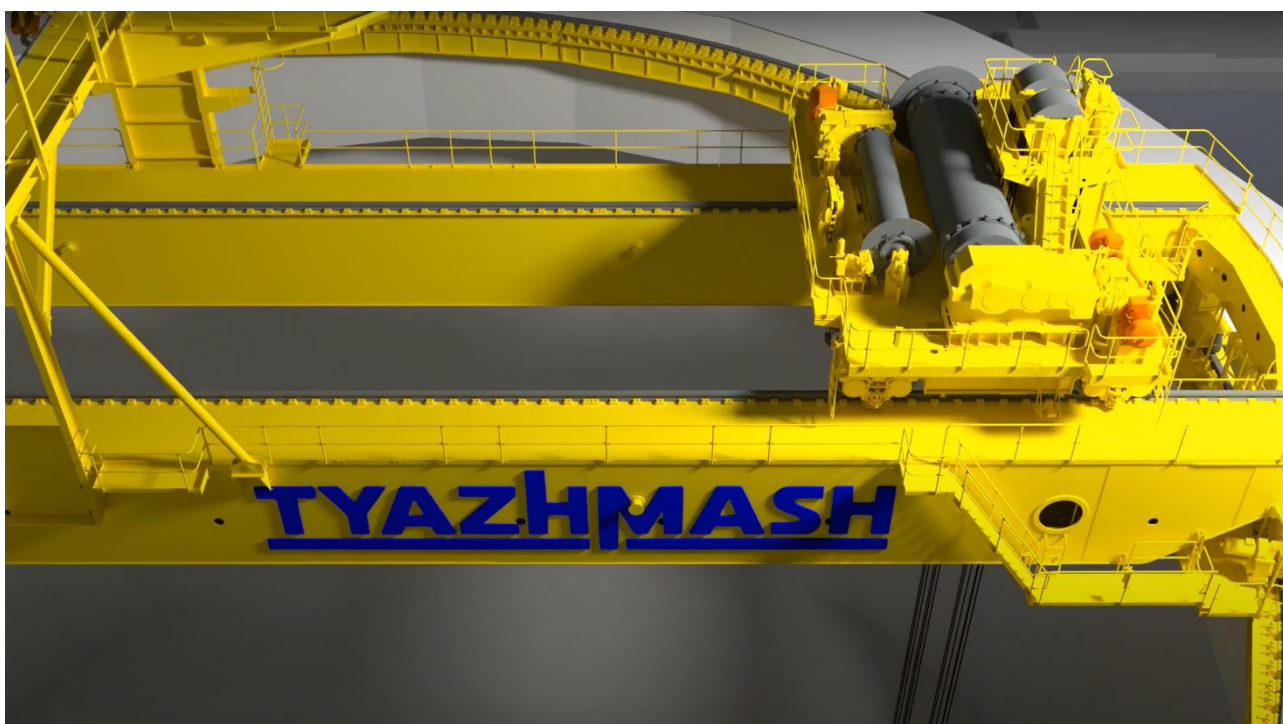


Рисунок 1.6 – Зовнішній вигляд візка мостового крану кругової дії

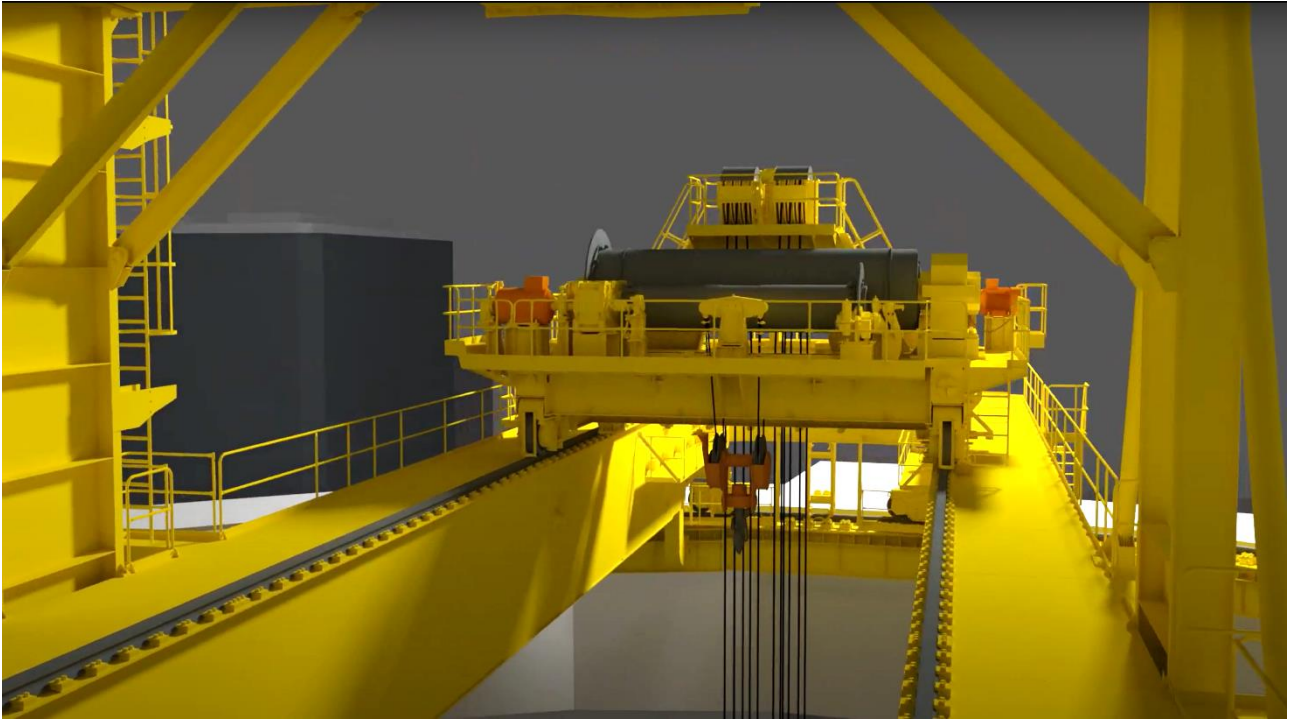


Рисунок 1.7 – Зовнішній вигляд візка крану з іншого ракурсу

– Підйомно-транспортні та будівельно-монтажні операції в період будівництва АЕС: операції зі складування обладнання (частин реактора, корпусів парогенераторів, компенсатора, головних циркуляційних трубопроводів та насосів та ін), а потім їх встановлення на проектне місце [44].

У період монтажу обладнання керування краном виробляється з трьох тимчасових пультів [45]. У процесі експлуатації керування краном ведеться з приміщення, що знаходиться за межами реакторної будівлі. Шафи системи управління з пускорегулюючою апаратурою полярним краном також встановлюються (відповідно до «Вимог до пристрою та безпечної експлуатації вантажопідіймальних кранів для об'єктів використання атомної енергії (ОВАЕ)») в окремому приміщенні, поза гермозоною. Усі механізми крана, які мають кінцеві вимикачі, крім механізму пересування, дублюються [46].

Крани відносяться до вищого класу безпеки обладнання для АЕС [43]. Точність наведення вантажу таким краном становить ± 7 мм [6]. Розрахункове навантаження на гаки та елементи, що беруть участь у утриманні вантажу (канати, редуктори, гальма) цих кранів збільшується на 25% від паспортної [46]. Існують різні моделі полярних кранів, що відрізняються характеристиками (вантажопідйомністю 160-400т і прольотами від 8 до 39,6 м), що випускаються

різними світовими виробниками, такими як PAR Systems, Konecranes, TYAZHMASH та іншими.

Крани кругової дії зазвичай використовуються в реакторних відділеннях уніфікованих АЕС із реакторами типу ВВЕР-1000. ВВЕР-1000 – водно-водяний енергетичний реактор, теплоносієм і сповільнювачем у якому служить вода під тиском. Являє собою II покоління легководних реакторів великої потужності. Електрична потужність енергоблоків становить 1000 МВт. Теплова – 3000 МВт. Ядерні реактори цього типу в Україні встановлені на Запорізькій, Рівненській, Хмельницькій, Південноукраїнській АЕС. ВВЕР-1000 також є на АЕС Китаю, Росії, Болгарії та Чехії. Функціональна схема реактору типу ВВЕР-1000 представлена на рис. 1.8.

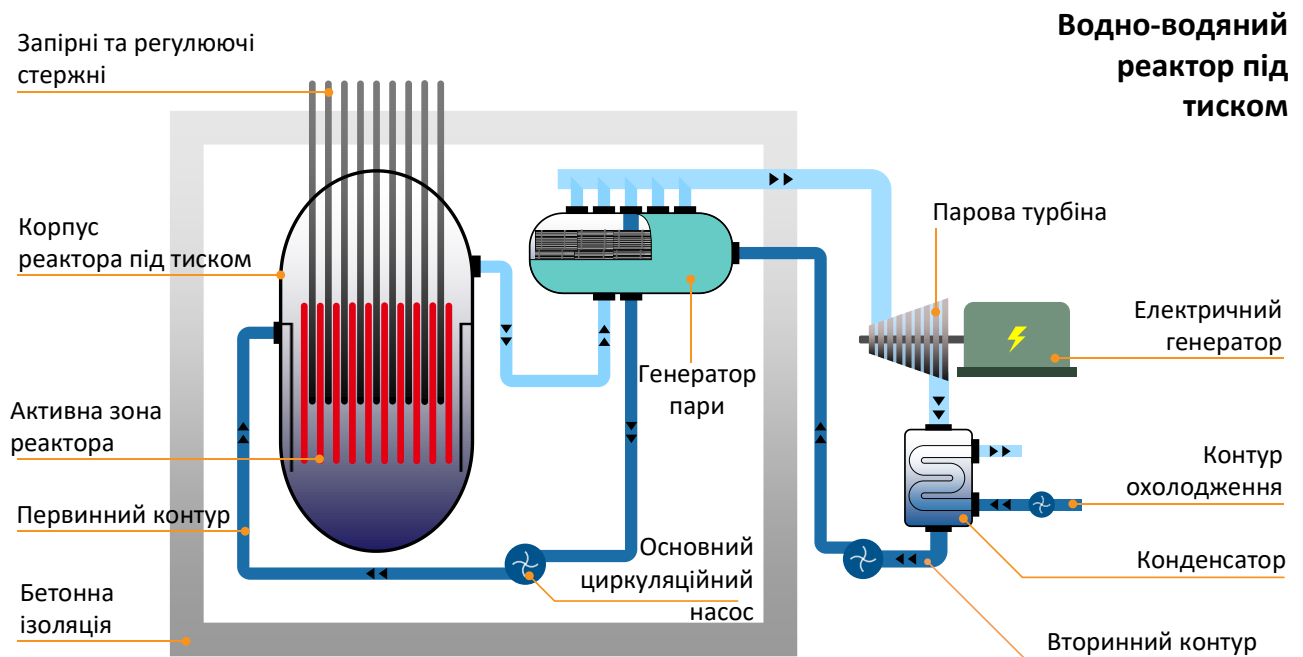


Рисунок 1.8 – Функціональна схема реактору типу ВВЕР-1000

Технічні характеристики мостового крану кругової дії (полярного крану) г/п 350/190/32 представлені у табл. 1.1 [47].

1.8 Двигуни для небезпечних застосувань

Електричні двигуни для небезпечних застосувань використовуються в промислових установах, де важливо забезпечити безпеку та надійність обладнання. Ці двигуни мають спеціальні конструктивні рішення, що

дозволяють їм працювати в умовах високого температурного впливу, вологи, пилу та інших небезпечних факторів.

Таблиця 1.1 – Технічні дані полярного крану г/п 350/190/32

Параметр		Значення
Вантажопідйомність, т	на вилці при монтажі:	350
	на вилці при експлуатації:	190
	допоміжного підймання:	32
	підвісного пристрою:	10
Висота підйому, м	вилки:	22
	вилки з гаком:	21
	допоміжного підймання:	21
	підвісного пристрою:	20
	підвісного пристрою візка:	43
Прольот, м		42
Швидкість, м/хв	підйому (опускання):	1,0 (0,1)
	допоміжного підймання:	7,0 (0,7)
	переміщення крана:	17 (0,3)
	переміщення візка:	17 (0,5)
	переміщення підвісного прострою:	8,0
	переміщення осі вилки:	0,2
Частота обертання вилки, об/хв		0,07
Кут повороту, °	крана, в одному напрямі:	370
	вилки:	± 135
Кількість коліс	крана:	16
	головного візка:	8
	причепного:	2
Загальна маса крана, т		400
Група класифікації за ISO 4301/1		A2
Тип підкранової рейки за ГОСТ 4121-76		KP120
Сумарна потужність двигунів, кВт:		275

Історія створення електричних двигунів для небезпечних застосувань починається з перших спроб створення безпечних умов праці в промислових галузях, які працюють з вибухонебезпечними або агресивними середовищами. Перші електричні двигуни з'явилися в кінці ХІХ століття, але їх використання було обмежене через відсутність відповідних технологій для забезпечення безпеки у складних умовах.

У 1920-1930-х роках, коли промисловість почала інтенсивно розвиватися, виникла потреба в електричних двигунах, здатних працювати в умовах високих температур, вологості та агресивних хімічних середовищ. Це зумовило створення перших двигунів для небезпечних застосувань, що мали спеціальні конструктивні рішення для захисту від зовнішніх впливів.

З середини ХХ століття розвиток наукових досліджень та технологій дозволив створювати все більш досконалі двигуни для небезпечних застосувань. Вони використовувалися в хімічній, нафтовій, газовій, металургійній та інших галузях, де важливо було забезпечити надійність та безпеку обладнання. Особливу увагу приділяли створенню вибухозахисених двигунів, що забезпечували безпеку у вибухонебезпечних зонах.

У 1960-1980-х роках стандарти безпеки значно покращилися, і з'явилися нові технології, такі як герметизація, антикорозійні покриття та водостійкі конструкції. Ці удосконалення дозволили підвищити надійність електричних двигунів і їх здатність працювати в умовах підвищеної небезпеки. На сучасному етапі двигуни для небезпечних застосувань продовжують розвиватися, використовуючи новітні матеріали та технології для забезпечення максимальної безпеки та довговічності в складних умовах.

Таким чином, двигуни для небезпечних застосувань стали незамінними в промислових галузях, де необхідно забезпечити безпеку та надійність роботи обладнання у важких умовах. Їх розвиток продовжується, щоб відповідати зростаючим вимогам безпеки та ефективності.

Основні характеристики таких двигунів:

– Висока корозостійкість. Використання спеціальних матеріалів (нікель, хром, латунь), а також спеціальні покриття що забезпечують захист від корозії.

- Водостійкість. Двигуни мають спеціальні конструктивні рішення, що дозволяють їм працювати в умовах високої вологості.
- Висока надійність. Двигуни мають високу надійність та довгий термін служби, що дозволяє їх використовувати в умовах високого навантаження.
- Вибухозахищеність. Використовуються різні підходи для запобігання займання та вибухів при роботі двигунів поряд із легкозаймистими речовинами.
- Захист від радіації. Такі двигуни оснащені спеціальним покриттям, який захищає внутрішні елементи машини від іонізованого випромінювання при роботі в ядерних реакторах чи в космосі.

Водостійкість і висока надійність двигунів для небезпечних застосувань забезпечуються комплексом передових технологій та матеріалів. Однією з ключових технологій є використання антикорозійних покриттів, які захищають металеві частини двигуна від руйнівного впливу вологи. Покриття, такі як нікель-хромове або поліуретанове, ефективно запобігають корозії, подовжуючи термін служби двигуна. Важливим аспектом також є герметичні упаковки. Спеціальні пластикові або резинові ковпаки покривають важливі частини двигуна, забезпечуючи їх захист від проникнення води. Використання водостійких матеріалів у виготовленні деталей двигуна також є критичним. Пластикові та композитні матеріали, що не поглинають вологу і не руйнуються під її впливом, дозволяють зберігати функціональність двигуна у вологих умовах.

Для захисту електронних компонентів використовуються водостійкі електронні частини, такі як спеціальні проводи та мікросхеми, які можуть працювати при високій вологості. Інтеграція таких компонентів у конструкцію двигуна значно підвищує його надійність. Вентиляційні системи також грають важливу роль у забезпеченні водостійкості та надійності. Системи вентиляції видаляють вологу з внутрішніх частин двигуна, запобігаючи ушкодженню від конденсації. Вентилятори або осушувачі забезпечують постійний потік повітря, що сприяє зменшенню ризику ушкоджень від води.

Вибухозахищеність електричних двигунів для небезпечних застосувань є критично важливою, особливо в середовищах з високим ризиком вибуху, таких

як хімічна та нафтогазова промисловість. Вибухозахищені двигуни використовують кілька ключових технологій для забезпечення безпеки. По-перше, корпуси таких двигунів виготовляються з товстостінних матеріалів, які можуть витримувати внутрішні вибухи без руйнування. Це запобігає виходу вибухової хвилі назовні і тим самим знижує ризик подальших вибухів. По-друге, всі електричні з'єднання та компоненти двигуна герметично ізолювані. Це означає, що іскри або високі температури всередині двигуна не можуть контактувати з вибухонебезпечними газами або парами в навколишньому середовищі. По-третє, вибухозахищені двигуни часто оснащені системами охолодження, які підтримують температуру нижчою за критичний рівень, при якому може статися самозаймання вибухонебезпечних речовин.

Захист двигунів від радіації є важливим аспектом для забезпечення їхньої надійної роботи в умовах високого рівня іонізуючої радіації. Радіація може викликати деградацію матеріалів, зменшення механічної міцності та збійність електронних компонентів, що призводить до втрати ефективності та надійності двигунів. Для захисту від радіації використовуються різні методи, такі як стабілізація матеріалів, захист електронних компонентів, використання радіаційно стійких матеріалів та розробка спеціальних конструкцій. Стабілізація матеріалів передбачає введення спеціальних добавок, які підвищують радіаційну стійкість матеріалів. Захист електронних компонентів включає використання радіаційно стійких покриттів та ізоляційних матеріалів. Використання радіаційно стійких матеріалів передбачає вибір таких матеріалів, які мають високу стійкість до радіації, таких як титан та нікель. Розробка спеціальних конструкцій включає створення радіаційно стійких каркасів та захисних кожухів, які забезпечують додатковий захист двигунів від радіації. Загалом, захист двигунів від радіації є складним процесом, що вимагає використання різних методів та матеріалів для забезпечення їхньої надійної роботи в умовах високого рівня іонізуючої радіації.

Ці технології дозволяють двигунам працювати ефективно навіть у найскладніших умовах, забезпечуючи їх високу надійність та тривалий термін служби. Завдяки застосуванню таких технологій, двигуни для небезпечних

застосувань можуть використовуватися у різних галузях промисловості, де важливо забезпечити безперебійну роботу та захист від зовнішніх впливів.

Ці двигуни використовуються в різних галузях, таких як хімічна промисловість, нафтогазова галузь, металургія та інші високонебезпечні чи радіаційні середовища. Як було зазначено, такі двигуни використовуються в галузях промисловості, де важливо забезпечити безпеку та надійність обладнання. Основні області застосування включають хімічну промисловість, нафтогазову промисловість, металургію та енергетику. Наприклад, в хімічній промисловості двигуни використовуються для приводу насосів, компресорів та інших обладнань, які працюють з небезпечними речовинами. В нафтогазовій промисловості двигуни використовуються для приводу насосів, компресорів та інших обладнань, які працюють з небезпечними речовинами. В металургії двигуни використовуються для приводу прокатних машин, пресів та інших обладнань, які працюють з високими температурами та небезпечними речовинами. В енергетиці двигуни використовуються для приводу турбін, насосів та інших обладнань, які працюють з високими тисками та небезпечними речовинами. Ці двигуни мають спеціальні конструктивні рішення, що забезпечують їхню надійність та безпеку при роботі в умовах високих температур, тисків та небезпечних речовин.

1.9 Сервоприводні системи

Сервоприводи є спеціалізованими приводними системами, що використовуються для високоточного керування рухом або положенням механізмів у різних галузях, таких як робототехніка, автоматизація, точне машинобудування. Їх основна відмінність від звичайних перетворювачів частоти (ПЧ) полягає в можливості забезпечувати не лише регулювання швидкості, але й контроль за позицією та моментом.

Основними складовими сервоприводу є три ключові елементи: привід (електронний блок керування), двигун, і датчик зворотного зв'язку (найчастіше енкодер або тахогенератор).

Привід у сервоприводах виконує функцію регулювання параметрів двигуна на основі сигналів керування. Він обробляє команди від контролера

або системи автоматизації, враховуючи інформацію від датчика зворотного зв'язку. Завдяки цьому сервоприводи мають можливість динамічно змінювати параметри руху (швидкість, положення, момент), підтримуючи точність на рівні часток міліметра або навіть мікрометрів.

Двигун, який зазвичай використовується в сервоприводах, відрізняється високими динамічними характеристиками. Найпоширенішими є синхронні двигуни з постійними магнітами та безщіткові двигуни постійного струму (BLDC), оскільки вони забезпечують високу точність, швидку реакцію на зміну навантаження та компактність. У порівнянні зі звичайними двигунами, використовуваними з ПЧ, сервомотори мають вищу швидкість і точність регулювання.

Датчик зворотного зв'язку є важливим елементом сервоприводу. Він передає інформацію про фактичне положення, швидкість або момент ротора двигуна до приводу, що дозволяє реалізувати замкнуту систему керування. Завдяки цьому сервоприводи мають високу точність і стабільність в роботі, чого не можуть забезпечити звичайні системи з ПЧ, які часто працюють у відкритому контурі.

Особливістю сервоприводів є їхня здатність підтримувати точність навіть при різких змінах навантаження або зовнішніх впливів. Це досягається завдяки складним алгоритмам керування, які використовуються в приводі, зокрема PID-регулювання, векторне керування або адаптивне керування. Такі алгоритми дозволяють оперативно реагувати на відхилення та підтримувати стабільність руху.

Отже, сервоприводи суттєво відрізняються від звичайних систем із перетворювачами частоти, забезпечуючи значно більшу точність, динамічність і універсальність у застосуванні. Вони незамінні в системах, де потрібен високоточний контроль положення, швидкості або моменту, тоді як ПЧ переважно використовуються для загального регулювання швидкості обертання двигунів у менш критичних до точності застосуваннях. Для системи керування положенням крана можуть бути використані сервоприводи. Сервоприводом називається система автоматичного керування, в якій положення виконавчого

органу регулюється шляхом керування лінійним або обертальним рухом двигуна.

Електричний сервопривод складається з чотирьох основних частин: силового перетворювача, двигуна, пристрою зворотнього зв'язку та механізму. Розповсюдженими установками, що містять електричні сервоприводи є промислові роботи, верстати, допоміжні приводи в автомобілях, ліфтові установки, конвеєри, крани-маніпулятори, тощо.

Сервоприводи, які серійно виробляються, включають різні моделі, кожна з яких має свої унікальні характеристики та можливості. Наприклад, сервоприводи з керуванням на основі електромагніту забезпечують високу точність і стабільність, що є важливим для промислових застосувань. Їх діапазони потужностей можуть варіюватися від кількох кіловат до десятків кіловат, залежно від конкретної моделі та вимог до використання.

Деякі світові виробники сервоприводів, такі як Siemens, Bosch, Festo та Schneider Electric, пропонують широкий асортимент продукції. Siemens, наприклад, виробляє сервоприводи з високою точністю, які використовуються в промислових роботах та медичних приладах. Bosch також відомий своїми сервоприводами, які використовуються в автоматизації та робототехніці. Festo пропонує сервоприводи з різними діапазонами потужностей, що робить їх придатними для різних застосувань, включаючи промисловість та наукові дослідження. Schneider Electric також пропонує сервоприводи з різними характеристиками, які можуть бути адаптовані для різних вимог.

Ці виробники забезпечують спеціальні можливості, такі як можливість інтеграції з системами керування, високу стійкість до зовнішніх впливів та зниження енергоспоживання. Це робить їхні продукти важливими для різних галузей, включаючи промисловість, медицину та науку.

Проведемо порівняння декількох сервоприводів від різних виробників. Для цього виділимо такі основні параметри, як потужність, максимальний момент, швидкість обертання, тип двигуна, тип контролера, наявність датчиків зворотного зв'язку та робочих температур.

Серія Yaskawa SGM7J (Yaskawa)

Тип двигуна : Безщітковий синхронний двигун постійного струму

Потужність : від 0.1 до 15 кВт

Максимальний момент : до 57 Н·м

Швидкість обертання : до 3000 об/хв

Тип контролера : Сервоконтролер з ПД-регулюванням

Датчики зворотнього зв'язку : Оптичний енкодер (роздільна здатність до 20 біт)

Температурний діапазон : від -10°C до 40°C

Особливості : Висока точність, здатність працювати в умовах швидких змін навантаження, використовувати для автоматизації виробництва, роботи з роботами та точними верстатами.

Серія Siemens 1FK7 (Siemens)

Тип двигуна : Безщітковий синхронний двигун з постійними магнітами

Потужність : від 0.25 до 75 кВт

Максимальний момент : до 210 Нм

Швидкість обертання : до 6000 об/хв

Тип контролера : Сервоконтролер з векторним керуванням

Датчики зворотнього зв'язку : Інкрементальний енкодер, абсолютний енкодер

Температурний діапазон : від -10°C до 50°C

Особливості : Висока динамічність, стійкість до змін навантаження, адаптовані для широкого спектру промислових випусків, таких як механізм руху та автоматизація.

Серія Mitsubishi Electric MR-J5 (Mitsubishi Electric)

Тип двигуна : Синхронний двигун постійного струму з вбудованим магнітом

Потужність : від 0.1 до 15 кВт

Максимальний момент : до 100 Нм

Швидкість обертання : до 5000 об/хв

Тип контролера : Програмований сервоконтролер з векторним керуванням

Датчики зворотного зв'язку : Абсолютний енкодер

Температурний діапазон : від -10°C до 40°C

Особливості : Висока точність, вбудовані інтелектуальні алгоритми для автоматичного налаштування параметрів, ідеальні для робототехніки та точних верстатів.

Allen-Bradley Kinetix 5700 (Rockwell Automation).

Тип двигуна : Синхронний двигун з постійними магнітами

Потужність : від 0.2 до 75 кВт

Максимальний момент : до 400 Нм

Швидкість обертання : до 5000 об/хв

Тип контролера : Сервоконтролер з векторним керуванням

Датчики зворотного зв'язку : Абсолютний енкодер або інкрементальний енкодер

Температурний діапазон : від -10°C до 50°C

Особливості : Підтримка високих швидкостей та великих моментів, використовуваних у важких промислових умовах, таких як пакування та обробка матеріалів.

Серія Omron R88D (Omron).

Тип двигуна : Синхронний двигун з постійними магнітами (BLDC)

Потужність : від 0.2 до 7.5 кВт

Максимальний момент : до 30 Н·м

Швидкість обертання : до 3000 об/хв

Тип контролера : Програмований сервоконтролер з адаптивним керуванням

Датчики зворотного зв'язку : Абсолютний енкодер

Температурний режим : від 0°C до 40°C

Особливості : Компактний, простий у налаштуваннях, підходить для точного керування при невеликих навантаженнях, використовує для автоматизації невеликих виробництв та точних процесів.

Порівняльний аналіз сервоприводів. Потужність і момент. Усі більшість моделей мають широкий діапазон потужностей, але максимальні моменти

суттєво відрізняються: Siemens 1FK7 має до 210 Нм, а Allen-Bradley Kinetix 5700 — до 400 Нм, що дозволяє використовувати його в більш важких умовах.

Швидкість обертання. Найвища швидкість у Siemens 1FK7 (до 6000 об/хв).

Тип контролера. Більшість моделей оснащені векторним керуванням, що забезпечує високу точність і стабільність роботи при зміні навантаження.

Датчики зворотного зв'язку. Більшість виробників вибирають абсолютні енкодери для забезпечення точності позиціонування. Деякі моделі, як-от Yaskawa SGM7J і Omron R88D, вибирають оптичні енкодери, що забезпечують точність і зменшують вплив механічних вібрацій.

Температурний діапазон. Siemens 1FK7 і Allen-Bradley Kinetix 5700 мають найбільший температурний діапазон, що робить їх ідеальними для використання в більш суворих умовах.

Висновки до розділу 1

Аналіз літературних джерел свідчить, що система керування рухом кругового крана-маніпулятора має такі ж властивості, як і більшість систем в робототехніці. Точність керування рухом в таких системах залежить:

1) Тип і точність датчиків зворотного зв'язку. Датчики зворотного зв'язку, такі як енкодери, дають інформацію про поточне положення, швидкість або момент сили в системі.

2) Тип двигуна та його характеристики.

3) Алгоритми керування та компенсація помилок.

4) Час затримки та частоти оновлення даних.

5) Механічні характеристики системи.

6) Зовнішні умови та впливи.

7) Калібрування та налаштування системи.

8) Робочі режими та навантаження.

Проаналізовано принцип роботи ВВР-1000. Це дало краще розуміння експлуатаційних особливостей та середовища застосування електроустановки крану. Розглянуто розміщення та будову мостового крану кругової дії (полярного крану). В якості основного прототипу для якого буде

розроблюватись система керування рухом було взято полярний кран г/п 350/190/32, технічні дані якого були записані до таблиці 1.1.

Також у цьому розділі було виконано порівняльний аналіз сервоприводів від різних виробників, зосереджуючи увагу на основних параметрах та характеристиках, які є важливими для вибору відповідного сервоприводу для конкретних застосувань.

Порівняння моделей сервоприводів від таких виробників, як Yaskawa, Siemens, Mitsubishi Electric, Rockwell Automation та Omron, дозволило виділити основні характеристики, такі як потужність, максимальний момент, швидкість обертання, тип двигуна, тип контролера, наявність датчиків зворотного зв'язку та робочий температурний діапазон.

Аналіз показав, що кожна модель має свої переваги та недоліки, залежно від конкретних вимог та умов використання. Моделі сервоприводів Siemens 1FK7 та Allen-Bradley Kinetix 5700 забезпечують високу потужність та максимальний момент, що робить їх придатними для важких промислових умов. Наприклад, Allen-Bradley Kinetix 5700 має максимальний момент до 400 Нм, що дозволяє використовувати його в умовах високих навантажень. Siemens 1FK7 має найвищу швидкість обертання до 6000 об/хв, що робить його оптимальним для програм, де потрібна висока швидкість.

Більшість моделей оснащені векторним керуванням, що забезпечує високу точність та стабільність роботи при зміні навантаження. Більшість виробників вибирають абсолютні енкодери для забезпечення точності позиціонування. Деякі моделі, як Yaskawa SGM7J та Omron R88D, використовують оптичні енкодери, що забезпечують високу точність та зменшують вплив механічних вібрацій.

Siemens 1FK7 та Allen-Bradley Kinetix 5700 мають найбільший температурний діапазон, що робить їх ідеальними для використання в більш суворих умовах. Розуміння основних характеристик сервоприводів та їх відповідність вимогам проекту є ключовим для забезпечення ефективного керування рухом та досягнення високої продуктивності у відповідальних промислових застосуваннях.

2 РОЗРАХУНОК ПОТУЖНОСТІ ТА ВИБІР ДВИГУНА

2.1 Аналіз кінематичної схеми та її вихідних даних

На рис. 2.1 представимо спрощену кінематичну схему механізму переміщення візка полярного крану.

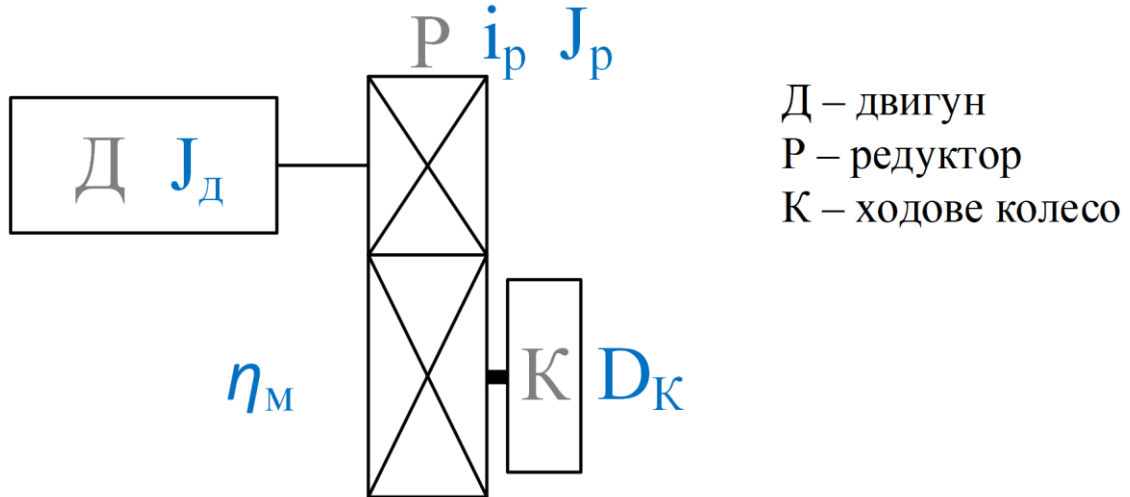


Рисунок 2.1 – Спрощена кінематична схема механізму переміщення візка

Представимо вихідні дані для розрахунку в табл. 2.1.

Таблиця 2.1 – Вихідні дані для розрахунку

Параметр	Значення
Максимальна маса вантажу m_{\max} , Т	350
Номінальна маса вантажу $m_{\text{НОМ}}$, Т	190
Маса механізму захоплення $m_{\text{МЗ}}$, Т	10
Швидкість візка $v_{\text{НОМ}}$, м/с	0,28
Прискорення візка a , м/с ²	0,2
Діаметр ходових коліс D_K , м	0,65
Діаметр цапф $d_{\text{ц}}$, м	0,4
Тривалість включення ТВ, %	25
Кількість включень на годину h , 1/год	40
ККД трансмісії механізму η_M	0,8

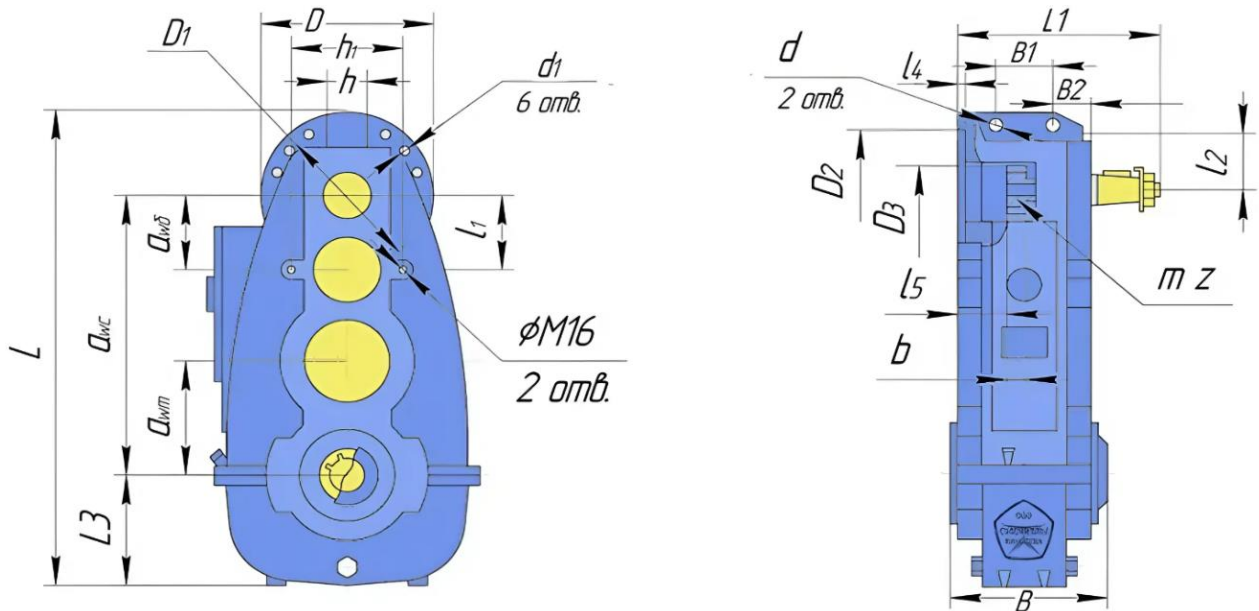
Для проведення подальших розрахунків, відповідно до даних додатку А приймаємо: $K_p = 2,0$ – експериментальні значення коефіцієнта тертя реборд ходових коліс механізмів пересування рейки; $f = 0,6 \cdot 10^{-3}$ – коефіцієнт тертя кочення ходових коліс; $\mu = 0,1$ – коефіцієнт тертя для підшипників ходових коліс.

Маса підвіски захоплюючого пристрою незначна у порівнянні із масами інших елементів, тому в даних розрахунках її величина приймається рівною нулю.

Вибір редуктора. На основі попереднього аналізу наукової літератури та наближених розрахунків оберемо циліндричний трьохступінчатий крановий редуктор В-250 з передаточним числом 63 та допустимим діапазоном навантаження на тихохідному валу 2750...10000 [48]. Циліндричний трьохступінчатий крановий редуктор має кілька конструктивних особливостей, які роблять його оптимальним вибором для встановлення на механізм переміщення візка мостового полярного крану для ядерного реактора. Його трьохступінчаста конструкція забезпечує високу передатну здатність, що дозволяє візку крану переміщувати великі вантажі з високою точністю та ефективністю. Це особливо важливо в умовах, де безпека та надійність є критичними, як у випадку з ядерними реакторами. Компактна та легка конструкція редуктора спрощує його встановлення та технічне обслуговування, що є важливим фактором у промислових умовах, де кожна хвилина простою обладнання може призвести до значних фінансових втрат. Однією з ключових переваг є його здатність витримувати високі навантаження, що важливо для безпечного та ефективного переміщення важких вантажів. Крім того, циліндричний трьохступінчастий редуктор має просту та зручну конструкцію для обслуговування, що дозволяє швидко виконувати необхідні ремонтні роботи та підтримувати обладнання в робочому стані. Креслення обраного редуктора та його розміри представлено на рис. 2.2.

Розрахунок навантаження електроприводу. Розрахунки проводимо із врахуванням того, що діаграма швидкості (тахограма) симетрична при роботі установки. В дійсності, може бути задана

Визначимо час пуску і гальмування, який визначає тривалість перехідних процесів при запуску і зупинці крана, впливає на загальну ефективність і точність роботи. Цей час розраховується за наступною формулою:



Редуктор	авс	авт	авб	L	L1	L3	l1	l2	l4	l5	B	B1	B2
В-250Ф	610	250	160	1015	379	240	163	137	6	80	320	120	79

Рисунок 2.2 – Креслення редуктора В-250

$$t_{II} = t_{r} = \frac{v_{ном}}{a} = \frac{0,28}{0,2} = 1,4 \text{ с.} \quad (2.1)$$

Розрахуємо час циклу роботи без урахування паузи. Тривалість робочого циклу від початку до кінця без зупинок, дозволяє оцінити продуктивність крана.

$$t_{y} = \frac{3600 \cdot TB}{h \cdot 100} = \frac{3600 \cdot 25}{40 \cdot 100} = 22,5 \text{ с.} \quad (2.2)$$

Визначимо час руху зі сталою швидкістю. А саме, це період, протягом якого кран рухається з постійною швидкістю, забезпечуючи стабільність і точність переміщення вантажів.

$$t_{ycm} = t_{y} - t_{II} - t_{r} = 22,5 - 1,4 - 1,4 = 19,7 \text{ с.} \quad (2.3)$$

Розрахуємо час паузи. Це період, протягом якого кран знаходиться в стані спокою між робочими циклами, важливий для оцінки загального робочого часу і ефективності.

$$t_0 = (100 - TB) \cdot \frac{t_{y}}{TB} = (100 - 25) \cdot \frac{22,5}{25} = 67,5 \text{ с.} \quad (2.4)$$

Визначимо статичний момент на валу двигуна при русі з вантажем M_{CT1} і без вантажу M_{CT2} . Момент сили, необхідний для переміщення вантажу, що безпосередньо впливає на вибір двигуна і його потужність.

$$M_{CT1} = \frac{K_p g (m_{\max} + m_{мз}) \left(\mu \frac{d_y}{2} + f \right)}{i_p \eta_M} =$$

$$= \frac{2 \cdot 9,8 \cdot (350000 + 10000) \left(0,1 \frac{0,08}{2} + 0,6 \cdot 10^{-3} \right)}{63 \cdot 0,8} = 657,1 \text{ Нм}, \quad (2.5)$$

$$M_{CT2} = \frac{K_p g m_{мз} \left(\mu \frac{d_y}{2} + f \right)}{i_p \eta_M} =$$

$$= \frac{2 \cdot 10000 \cdot 9,8 \cdot \left(0,1 \frac{0,08}{2} + 0,6 \cdot 10^{-3} \right)}{63 \cdot 0,8} = 18,3 \text{ Нм} \quad (2.6)$$

Розрахуємо коефіцієнт приведення. Використовується для приведення всіх моментів і сил до одного загального значення, спрощує розрахунки і дозволяє оцінити загальні характеристики системи.

$$\rho = \frac{D_{\kappa}}{2i_p} = \frac{0,65}{2 \cdot 63} = 0,048. \quad (2.7)$$

Сумарний момент інерції з вантажем, який визначає інерційні властивості всієї системи з урахуванням вантажу, впливає на динамічні характеристики крана. Розраховується за наступною формулою:

$$J_{\Sigma 1} = K_3 (m_{\max} + m_{мз}) \rho^2 =$$

$$= 1,3 \cdot (350000 + 10000) \cdot 0,0048^2 = 10,8 \text{ кг} \cdot \text{м}^2, \quad (2.8)$$

де $K_3 = 1,3$ – коефіцієнт для наближеного врахування моменту інерції двигуна і редуктора.

Сумарний момент інерції без вантажу, який визначає інерційні властивості системи без вантажу, важливо для точності розрахунків. Можемо порахувати за таким виразом:

$$J_{\Sigma 2} = K_3 m_{\Sigma 2} \rho^2 = 1,3 \cdot 10000 \cdot 0,0048^2 = 0,3 \text{ кг} \cdot \text{м}^2. \quad (2.9)$$

Розрахуємо кутове прискорення двигуна, яке визначає швидкість зміни кутової швидкості, впливає на динаміку розгону і гальмування крана.

$$\varepsilon = \frac{a}{\rho} = \frac{0,2}{0,0048} = 42 \text{ рад} / \text{с}^2. \quad (2.10)$$

Розрахуємо значення динамічного моменту на валу двигуна. Цей параметр відображає додатковий момент, який виникає при зміні швидкості обертання, важливо для стабільної роботи крана.

- для пуску з вантажем

$$M_{\Pi 1} = M_{CT1} + J_{\Sigma 1} \varepsilon = 657,1 + 10,8 \cdot 42 = 1112 \text{ Нм}; \quad (2.11)$$

- для гальмування з вантажем

$$M_{\Gamma 1} = M_{CT1} - J_{\Sigma 1} \varepsilon = 657,1 - 10,8 \cdot 42 = 202,3 \text{ Нм}; \quad (2.12)$$

- для пуску без вантажу

$$M_{\Pi 2} = M_{CT2} + J_{\Sigma 2} \varepsilon = 18,3 + 0,3 \cdot 42 = 30,9 \text{ Нм}; \quad (2.13)$$

- для гальмування без вантажу

$$M_{\Gamma 2} = M_{CT2} - J_{\Sigma 2} \varepsilon = 18,3 - 0,3 \cdot 42 = 5,6 \text{ Нм}. \quad (2.14)$$

Еквівалентний момент на валу двигуна при $T_B = 25\%$ становить

$$M_{eTB\text{зад}} = \sqrt{\frac{t_{\Pi} (M_{\Pi 1}^2 + M_{\Pi 2}^2) + t_{ycm} (M_{CT1}^2 + M_{CT2}^2) + t_{\Gamma} (M_{\Gamma 1}^2 + M_{\Gamma 2}^2)}{2 \cdot (t_{\Pi} + t_{ycm} + t_{\Gamma})}} = \quad (2.15)$$

$$= \sqrt{\frac{1,4(1112^2 + 30,9^2) + 19,7(657,1^2 + 18,3^2) + 1,4(202,3^2 + 5,6^2)}{2(1,4 + 19,7 + 1,4)}} = 478,5 \text{ Нм}.$$

Визначимо задану кутову швидкість, яку повинен відпрацьовувати двигун у номінальному режимі. Цей параметр визначає задану швидкість обертання двигуна, необхідну для забезпечення ефективної роботи системи у відповідності до поставлених вимог завдання.

$$\omega_{ном}^* = \frac{v_{ном}}{\rho} = \frac{0,28}{0,0048} = 58 \text{ рад / с.} \quad (2.16)$$

Відповідно до результатів розрахунків навантажувальну діаграму й тахограму двигуна побудовано на рис. 2.3. Тахограма однакова як для режиму із навантаженням, так і для режиму без навантаження. Проте на практиці, як буде видно в розділі досліджень, діаграма швидкості може залежати від навантаження, особливо у динамічних режимах. За навантажувальною діаграмою бачимо, що при відсутності вантажу момент навантаження зменшується на два порядки.

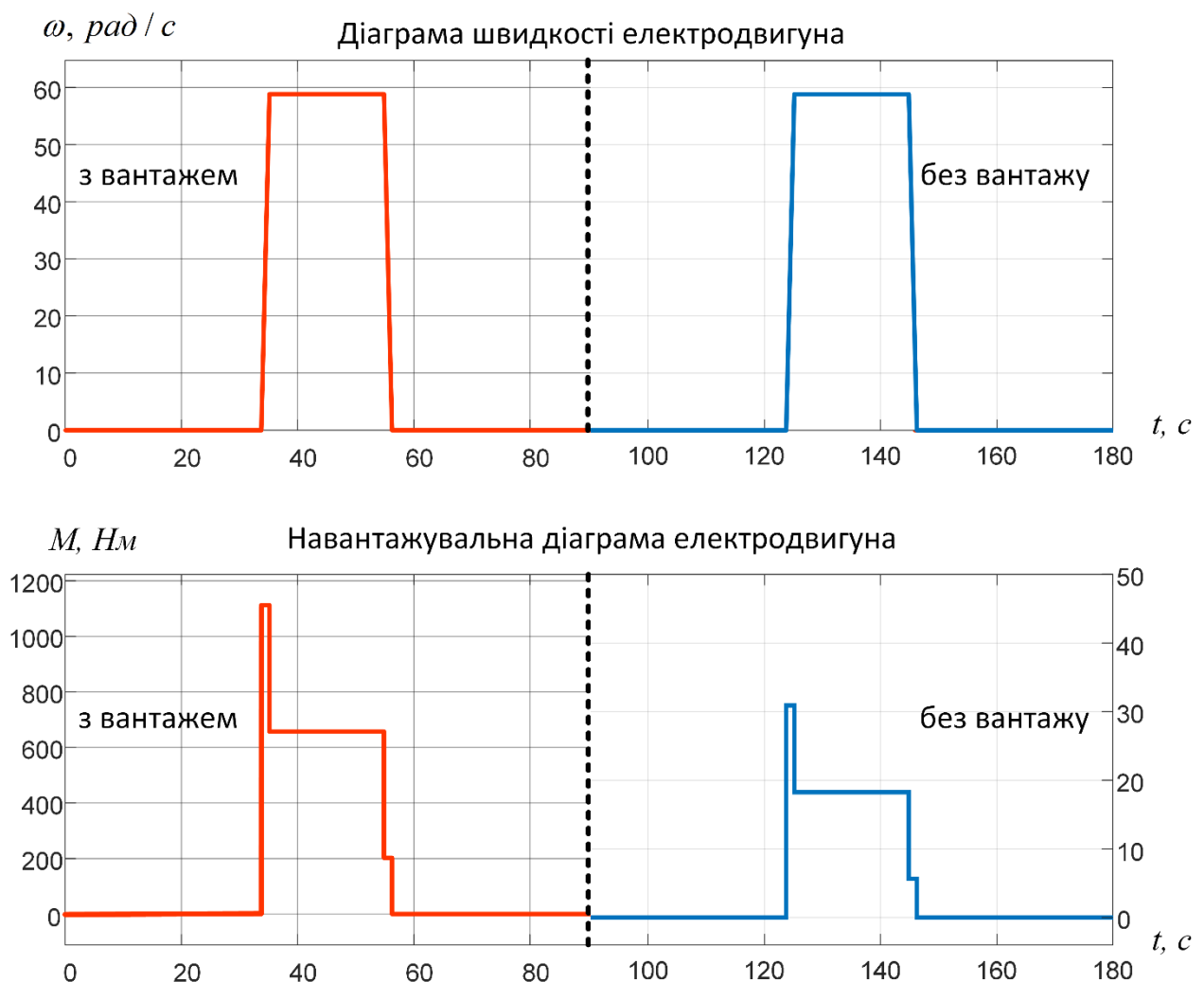


Рисунок 2.3 – Тахограма та навантажувальна діаграма двигуна

2.2 Розрахунок потужності двигуна та його вибір

Вище було розраховано значення еквівалентного моменту для заданої тривалості включення $TВ = 25\%$, яка відповідає номінальному значенню $TВ$. Окрім цього було визначено розрахункове значення номінальної кутової

швидкості $\omega_{ном}^*$, яку повинен розвивати двигун. Проведемо розрахунок значення потужності двигуна

$$P_{дв.ТВ_{ном}} = M_{eТВ_{зад}} \cdot \omega_{ном} = 478,5 \cdot 58,8 = 28136 \text{ Вт} \quad (2.17)$$

Відповідно до результатів розрахунку обираємо асинхронний двигун типу 4A225M8У3 потужністю 30 кВт.

Асинхронний двигун має кілька важливих переваг для використання в електроприводах мостових кранів, що робить його популярним вибором у промисловості. По-перше, асинхронні двигуни відомі своєю простотою конструкції та високою надійністю. Їхня конструкція не містить комутаторів або щіток, які часто зношуються і вимагають обслуговування, що значно знижує витрати на технічне обслуговування і ремонт. По-друге, асинхронні двигуни мають високу ефективність і здатні працювати в широкому діапазоні швидкостей, що є важливим для кранів, які повинні адаптуватися до різних умов експлуатації та вимог до вантажопідйомності. Використання частотного перетворювача дозволяє точно керувати швидкістю асинхронного двигуна, забезпечуючи плавний старт і зупинку, що мінімізує механічні навантаження на кран і продовжує термін служби обладнання. Крім того, асинхронні двигуни мають високу стійкість до перевантажень і здатні витримувати короточасні пікові навантаження, що є критичним для безпеки та надійності роботи мостових кранів. Вони також відзначаються високою енергоефективністю, що сприяє зниженню експлуатаційних витрат і позитивно впливає на економічні показники. Ще однією перевагою асинхронних двигунів є їхня доступність і відносно низька вартість у порівнянні з іншими типами двигунів, що робить їх економічно вигідним рішенням для підприємств енергетики. Вони широко використовуються у промислових застосуваннях, що означає, що легко знайти запасні частини та технічну підтримку. Таким чином, асинхронні двигуни є оптимальним вибором для електроприводу мостового крану завдяки своїй простій і надійній конструкції, високій ефективності, здатності працювати в різних умовах експлуатації, стійкості до перевантажень та економічності.

Основні параметри обраного двигуна та параметри його схеми заміщення беремо із довідника [49]. Параметри обраного двигуна представлені у табл. 2.2.

Таблиця 2.2 – Паспортні дані двигуна 4A225M8У3

Номінальна потужність	$P_{2n} = 30 \text{ кВт}$
Номінальна лінійна напруга статора	$U_{1n} = 380 \text{ В}$
Число пар полюсів	$p_n = 4$
Момент інерції	$J_d = 0.74 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$
Коефіцієнт корисної дії	$\eta = 0.9$
Коефіцієнт потужності	$\cos\varphi = 0.8$
Перевантажувальна здатність	$\lambda = 2$
Номінальне ковзання	$s_n = 0.018$
Критичне ковзання	$s_k = 0.115$
Номінальна частота напруги статора	$f = 50 \text{ Гц}$
Параметри Г-подібної схеми заміщення (відносні одиниці)	
Індуктивний опір розсіювання статора	$\bar{x}_1' = 0.12$
Активний опір статора	$\bar{R}_1' = 0.045$
Приведений індуктивний опір розсіювання ротора	$\bar{x}_2'' = 0.17$
Приведений активний опір ротора	$\bar{R}_2'' = 0.022$
Індуктивний опір намагнічуючого контуру	$\bar{x}_\mu = 2.3$

Для перевірки правильності вибору двигуна визначимо сумарний момент інерції з урахуванням моменту інерції передач з'єднувальних муфт та шківів

$$\begin{aligned}
 J_\Sigma &= K_{II} J_{\text{дв}} + (m_{\text{max}} + m_{\text{мз}}) \rho^2 = \\
 &= 2 \cdot 0,74 + (350000 + 10000) \cdot 0,0048^2 = 12,3 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.
 \end{aligned}
 \tag{2.18}$$

Розрахований сумарний момент інерції майже такий самий як і попередньо розрахований за наближеним припущенням. Відмінність попередньо розрахованого моменту інерції з вантажем від фактичного складає 12 %. Це свідчить про те, що обраний двигун є підходящим варіантом для даного механізму. Така мала відмінність вказує на те, що попередні розрахунки були досить точними, що дозволяє нам впевнено використовувати обраний двигун без ризику перевантаження або недооцінки його можливостей. Крім того, така узгодженість у розрахунках підкреслює точність подальшого моделювання та адекватність використаних припущень, що є критично

важливим для забезпечення стійкої та безпечної роботи механізму. Це також означає, що двигун зможе ефективно справлятися з динамічними навантаженнями під час експлуатації, забезпечуючи плавний запуск і зупинку, а також надійну роботу протягом усього життєвого циклу. Таким чином, можемо бути впевнені в правильності вибору двигуна і його відповідності всім технічним вимогам механізму.

Розрахунок номінальних даних двигуна. Точний розрахунок параметрів асинхронного двигуна та параметрів схеми його заміщення має вирішальне значення для ефективного математичного моделювання та подальшої роботи системи. Параметри двигуна, такі як опір статора і ротора, індуктивність статора і ротора, взаємна індуктивність та момент інерції, є ключовими величинами, які визначають електричні та механічні характеристики двигуна. Недостатньо точні або некоректно визначені параметри можуть призвести до помилок у моделюванні, що в свою чергу вплине на точність та ефективність управління електроприводом.

По-перше, точні параметри дозволяють створити адекватну математичну модель, яка відображає реальну поведінку двигуна під різними умовами навантаження та режимами роботи. Це важливо для прогнозування динамічних характеристик, таких як кутова швидкість, момент обертання та потужність, що дозволяє оптимізувати керування двигуном і підвищити його ефективність. Моделювання з точними параметрами допомагає уникнути ситуацій, коли двигун працює поза межами своїх можливостей, що може призвести до його пошкодження або зниження продуктивності системи.

По-друге, точні параметри схеми заміщення дозволяють реалізувати ефективні методи керування, такі як векторне керування або пряме керування моментом. Ці методи вимагають високої точності інформації про параметри двигуна для забезпечення точного регулювання потокозчеплення та моменту. Без точних даних про параметри двигуна система керування може бути нестабільною або неефективною, що призведе до зниження продуктивності та надійності роботи електропривода.

Окрім того, точні параметри необхідні для проведення аналізу енергетичних показників двигуна, таких як ККД та втрати енергії. Це дозволяє оцінити енергоефективність системи та взяти необхідних заходів для її покращення. Наприклад, зниження втрат енергії може бути досягнуто шляхом оптимізації параметрів двигуна або застосування спеціальних методів керування.

Точне моделювання також дозволяє проводити симуляції в різних режимах роботи та прогнозувати поведінку системи в умовах змінних навантажень. Це важливо для розробки та тестування нових алгоритмів керування без необхідності проведення експериментів на реальному обладнанні, що економить ресурси та час.

У підсумку, точний розрахунок параметрів асинхронного двигуна та схеми його заміщення є критично важливим для забезпечення адекватного математичного моделювання, яке дозволяє оптимізувати керування двигуном, підвищити його ефективність, надійність та енергоефективність. Це, в свою чергу, сприяє покращенню загальної продуктивності системи та зниженню експлуатаційних витрат.

Визначимо кутову частоту напруги статора:

$$\omega_{0n} = 2 \cdot \pi \cdot f = 2 \cdot 3,14 \cdot 50 = 314 \text{ (рад/с)}. \quad (2.19)$$

Швидкість ідеального холостого ходу двигуна розраховується так:

$$\omega_{xx} = \frac{\omega_{0n}}{p_n} = \frac{314}{4} = 78.5 \text{ (рад/с)}. \quad (2.20)$$

Номінальна швидкість двигуна дорівнює:

$$\omega_n = \omega_{xx} (1 - s_n) = 78.5 \cdot (1 - 1.8) = 77.1 \text{ (рад / с)}. \quad (2.21)$$

Номінальний момент двигуна дорівнює:

$$M_n = P_{2n} / \omega_n = 30000 / 77.1 = 389.17 \text{ (Н} \cdot \text{м)}. \quad (2.22)$$

Критичний момент двигуна (по перевантажувальній здатності λ з каталогу) дорівнює:

$$M_k = \lambda \cdot M_n = 2 \cdot 389.17 = 778.34 (\text{H} \cdot \text{м}). \quad (2.23)$$

Номінальні діючі значення фазної напруги та струму статора дорівнює:

$$U_n = U_{1n} / \sqrt{3} = 380 / \sqrt{3} = 220 (\text{В}). \quad (2.24)$$

$$I_n = \frac{P_{2n}}{3 \cdot U_n \cdot \eta \cdot \cos \varphi} = \frac{30000}{3 \cdot 220 \cdot 0.9 \cdot 0.8} = 63.13 (\text{А}). \quad (2.25)$$

Амплітудні значення фазної напруги і струму статора дорівнює:

$$U_{na} = \sqrt{2} \cdot U_n = \sqrt{2} \cdot 220 = 311 (\text{В}). \quad (2.26)$$

$$I_{na} = \sqrt{2} \cdot I_n = \sqrt{2} \cdot 63.13 = 89.28 (\text{А}). \quad (2.27)$$

Амплітудне значення потокозчеплення статора в режимі холостого ходу при $R_1 = 0$ дорівнює:

$$\psi_{1XX} = U_{na} / \omega_{0n} = 311 / 314 = 0.99 (\text{Вб}). \quad (2.28)$$

2.3 Розрахунок параметрів Т-подібної схеми заміщення двигуна

Математична модель АД отримана для Т-подібної схеми заміщення, що показана на рис. 2.4, в той час як приведені каталожні параметри відповідають Г-подібній схемі заміщення, рис. 2.5.

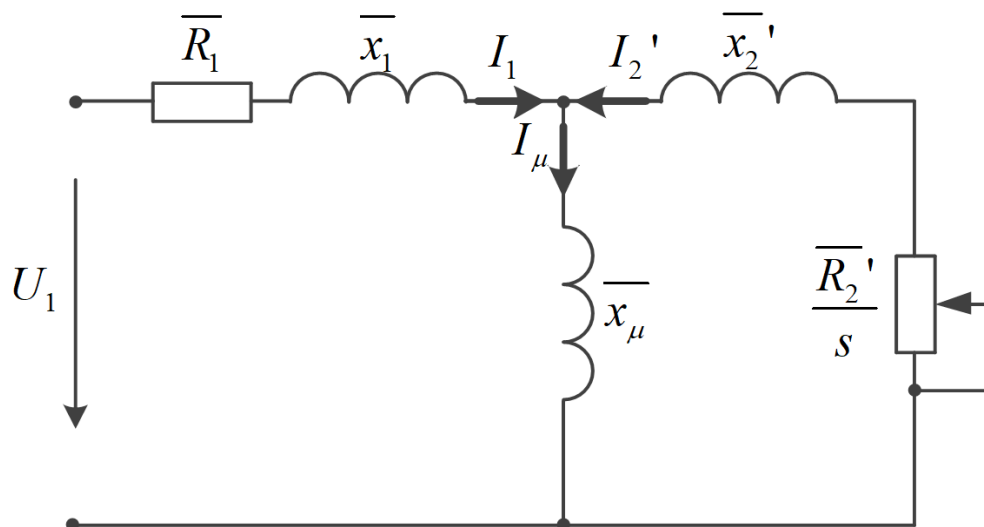


Рисунок 2.4 – Т-подібна схема заміщення асинхронного двигуна

Т-подібна та Г-подібна схеми заміщення асинхронного двигуна є двома основними методами представлення його електричних еквівалентних схем для

аналізу та моделювання. Кожна з цих схем має свої особливості і відмінності, які важливо враховувати при їх застосуванні.

T-подібна схема заміщення.

Структура: T-подібна схема складається з трьох гілок, що утворюють форму літери "Т". Вона включає два опори (активний і реактивний) паралельно в кожній гілці: гілка статора, гілка ротора та магнітопроводу.

Компоненти: У цій схемі є індуктивності та опори статора і ротора, які під'єднуються паралельно. Елементи магнітного кола відображаються індуктивністю магнітопроводу, яка під'єднується послідовно.

Переваги: T-подібна схема є більш точним методом моделювання, оскільки вона детально відображає взаємодію між індуктивностями і опорами статора і ротора.

Недоліки: Схема має складнішу структуру, що ускладнює аналіз і розрахунки. Її застосування може бути обмеженим у випадках, коли необхідно швидко виконати приблизні розрахунки.

Г-подібна схема заміщення.

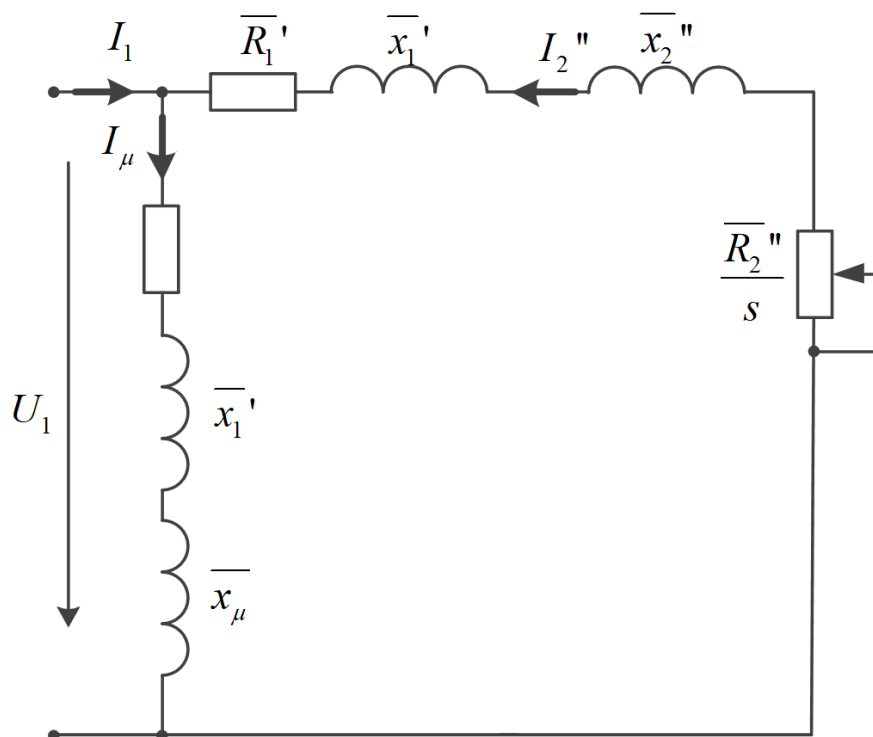


Рисунок 2.5 – Г-подібна схема заміщення асинхронного двигуна

Структура: Г-подібна схема має форму літери "Г" і включає в себе послідовне з'єднання опорів і індуктивностей статора і ротора.

Компоненти: У цій схемі активний опір і індуктивність статора з'єднуються послідовно з активним опором і індуктивністю ротора. Магнітне коло представлено як паралельна гілка, що включає індуктивність і активний опір, яка під'єднується паралельно до основного ланцюга.

Переваги: Г-подібна схема є більш простою і легкою для розрахунків, що дозволяє швидко виконувати приблизні розрахунки і аналіз. Вона зручна для використання на початкових етапах проектування і при проведенні приблизних розрахунків.

Недоліки: Основний недолік полягає в меншій точності, оскільки схема не відображає всі деталі взаємодії між індуктивностями і опорами статора і ротора так точно, як Т-подібна схема.

Таким чином, вибір між Т-подібною та Г-подібною схемами заміщення асинхронного двигуна залежить від вимог до точності моделювання та складності розрахунків. Т-подібна схема є більш точною, але складнішою для розрахунків, тоді як Г-подібна схема є спрощеною і зручною для швидкого аналізу, але менш точною.

Для перерахунку параметрів з Г-подібної схеми в Т-подібну використовується наступна представлена методика.

Коефіцієнт перерахунку між Т-подібною та Г-подібною схемами заміщення дорівнює:

$$c_1 = \frac{\overline{x}_\mu + \sqrt{\overline{x}_\mu^2 + 4\overline{x}_1' \cdot \overline{x}_\mu}}{2 \cdot \overline{x}_\mu} = \frac{2.3 + \sqrt{(2.3)^2 + 4 \cdot 0.12 \cdot 2.3}}{2 \cdot 2.3} = 1.05. \quad (2.29)$$

Параметри Т-подібної схеми заміщення у відносних одиницях дорівнює:

$$\overline{x}_1' = \frac{\overline{x}_1'}{c_1} = \frac{0.12}{1.05} = 0.1143, \quad \overline{R}_1' = \frac{\overline{R}_1'}{c_1} = \frac{0.045}{1.05} = 0.0408 \quad (2.30)$$

$$\overline{x}_2'' = \frac{\overline{x}_2''}{c_1^2} = \frac{0.17}{(1.05)^2} = 0.162, \quad \overline{R}_2'' = \frac{\overline{R}_2''}{c_1^2} = \frac{0.022}{(1.05)^2} = 0.02. \quad (2.31)$$

Параметри Т-подібної схеми заміщення в абсолютних одиницях запишуться:

$$x_1 = x_1' \frac{-U_n}{I_n} = 0.1143 \cdot \frac{220}{63.13} = 0.4 \text{ (Ом)}, R_1 = R_1' \frac{-U_n}{I_n} = 0.0408 \cdot \frac{220}{63.13} = 0.14 \text{ (Ом)} \quad (2.32)$$

$$x_2' = x_2 \frac{-U_n}{I_n} = 0.162 \cdot \frac{220}{63.13} = 0.57 \text{ (Ом)}, R_2' = R_2 \frac{-U_n}{I_n} = 0.02 \cdot \frac{220}{63.13} = 0.07 \text{ (Ом)} \quad (2.33)$$

$$x_\mu = x_\mu' \frac{-U_n}{I_n} = 2.3 \cdot \frac{220}{63.13} = 8.02 \text{ (Ом)}. \quad (2.34)$$

Індуктивності розсіювання статора і ротора:

$$L_{1\sigma} = \frac{x_1}{\omega_0} = \frac{0.4}{314} = 0.0013 \text{ (Гн)}, L_{2\sigma} = \frac{x_2'}{\omega_0} = \frac{0.57}{314} = 0.0018 \text{ (Гн)} \quad (2.35)$$

Індуктивність намагнічуючого контуру:

$$L_m = \frac{x_\mu}{\omega_0} = \frac{8.02}{314} = 0.026 \text{ (Гн)}. \quad (2.36)$$

Індуктивності статора і ротора:

$$L_1 = L_m + L_{1\sigma} = 0.0013 + 0.0255 = 0.0268 \text{ (Гн)}. \quad (2.37)$$

$$L_2 = L_m + L_{2\sigma} = 0.0018 + 0.0255 = 0.0273 \text{ (Гн)}. \quad (2.38)$$

На основі проведених розрахунків обчислюємо значення параметрів $\alpha, \alpha_1, \beta, \gamma, \sigma, \mu_1$:

$$\alpha = \frac{R_2}{L_2} = \frac{0.07}{0.0273} = 2.55 \left(\frac{\text{Ом}}{\text{Гн}} \right). \quad (2.39)$$

$$\alpha_1 = \frac{R_1}{L_1} = \frac{0.14}{0.0268} = 5.31 \left(\frac{\text{Ом}}{\text{Гн}} \right). \quad (2.40)$$

$$\sigma = L_1 \left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 \cdot L_2} \right) = 0.0273 \left(1 - \frac{(0.0255)^2}{0.0268 \cdot 0.0273} \right) = 0.003 \text{ (Гн)}. \quad (2.41)$$

$$\beta = \frac{L_m}{L_2 \sigma} = \frac{0.0255}{0.0273 \cdot 0.003} = 316.92 \left(\frac{1}{\text{Гн}} \right). \quad (2.42)$$

$$\gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha \cdot L_m \cdot \beta = \frac{0.14}{0.003} + 2.55 \cdot 0.0255 \cdot 316.92 = 68.88 \left(\frac{\text{Ом}}{\text{Гн}} \right). \quad (2.43)$$

$$\mu_1 = \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_2} = \frac{3}{2} \cdot \frac{0.026}{0.0278} = 1.4. \quad (2.44)$$

Дані двигуна зведено в табл. 2.3.

Таблиця 2.3 – Розрахункові параметри двигуна 4A225M8У3

$P_{2n}, (\text{кВт})$	30	$R_1, (\text{Ом})$	0,1423
$\omega_{xx}, (\text{рад} / \text{с})$	78,5	$R_2', (\text{Ом})$	0,0696
$\omega_n, (\text{рад} / \text{с})$	77,09	$L_1, (\text{Гн})$	0,0268
$M_n, (\text{Н} \cdot \text{м})$	389,17	$L_2, (\text{Гн})$	0,0273
$M_k, (\text{Н} \cdot \text{м})$	778,34	$L_m, (\text{Гн})$	0,0255
λ	2	$\alpha, (\text{Ом} / \text{Гн})$	2,5465
$I_{na}, (\text{А})$	89,28	$\alpha_1, (\text{Ом} / \text{Гн})$	5,3115
$\psi_{1xx}, (\text{Вб})$	0,99	$\sigma, (\text{Гн})$	0,0029
η	0,9	$\beta, (1 / \text{Гн})$	316,9184
$\cos \varphi$	0,8	$\gamma, (\text{Ом} / \text{Гн})$	68,8786
$J_d, (\text{кг} \cdot \text{м}^2)$	0,74	μ_1	1,4013

Висновки до розділу 2

У даному розділі магістерської дисертації був виконаний комплекс заходів, спрямованих на аналіз та розрахунок електромеханічної системи для мостового крана. Проведений аналіз кінематичної схеми та її вихідних даних надав необхідну базу для подальших розрахунків, що дозволило визначити основні параметри та характеристики, критичні для забезпечення коректних результатів. Представлення вихідних даних для розрахунку забезпечило ясність і точність подальших розрахунків, що є критично важливим для досягнення високої якості результатів.

На основі попереднього аналізу наукової літератури та наближених розрахунків було обрано циліндричний триступінчастий крановий редуктор В-250 з передаточним числом 63 та допустимим діапазоном навантаження на тихохідному валу 2750...10000. Вибір цього редуктора забезпечує необхідну передачу крутного моменту, що є критичним для стабільної роботи механізму в

умовах великих навантажень і високої інтенсивності експлуатації, характерних для мостових кранів, особливо тих, що використовуються у ядерних реакторах.

Детально розраховано навантаження електроприводу механізму переміщення мостового крана. Це дозволило точно оцінити потреби у потужності та динамічні навантаження, які виникають під час роботи. Побудовані тахограма та навантажувальна діаграма двигуна надали візуалізацію робочих процесів, що є важливим інструментом для оцінки ефективності та стабільності роботи електроприводу у різних режимах експлуатації. Ці діаграми допомагають виявити потенційні проблеми та налаштувати систему для досягнення оптимальних робочих характеристик.

Проведений розрахунок потужності двигуна та його вибір є ключовими етапами, оскільки вони гарантують, що обраний двигун зможе задовольнити всі експлуатаційні вимоги механізму. Врахування всіх можливих навантажень і режимів роботи забезпечує стабільну та безперебійну роботу крана, що є критично важливим для безпеки і надійності в умовах інтенсивної експлуатації.

Розраховані номінальні дані двигуна є фундаментальними для подальшого математичного моделювання, що дозволяє точно прогнозувати поведінку системи в реальних умовах експлуатації. Математичне моделювання надає можливість виявити потенційні проблеми ще на етапі проектування, що значно знижує ризик їх виникнення в реальних умовах, а також дозволяє оптимізувати роботу системи для досягнення максимальної ефективності.

Отже, виконані завдання у даному розділі мають важливе практичне значення для загальної роботи. Вони забезпечують основи для точного моделювання та аналізу роботи електроприводу, що сприяє підвищенню ефективності та надійності мостового крана. Ці результати можуть бути використані для подальшого вдосконалення та оптимізації подібних систем у промисловості, що забезпечує більш високий рівень безпеки, продуктивності та економічної ефективності.

3 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС ДВИГУНА І АЛГОРИТМУ КЕРУВАННЯ

3.1 Запис математичної моделі асинхронного двигуна

Побудова математичної моделі асинхронного двигуна є складним і багатостороннім процесом, що включає кілька важливих аспектів. Основні особливості процедури охоплюють різні елементи конструкції та робочі параметри двигуна, які необхідно враховувати для забезпечення точної і адекватної моделі.

Перш за все, важливим етапом є визначення електричних параметрів двигуна, таких як опір статора і ротора, індуктивність статора і ротора, та взаємна індуктивність. Ці параметри є ключовими для моделювання електромагнітних процесів, які відбуваються всередині двигуна під час його роботи. Точне визначення цих параметрів забезпечує коректність моделі і дозволяє достовірно відображати електромагнітні явища.

Другим важливим аспектом є врахування механічних характеристик двигуна, таких як момент інерції ротора, кутова швидкість, і момент опору на валу. Ці параметри визначають динамічну поведінку двигуна і є необхідними для моделювання механічних процесів, включаючи розгін і гальмування.

Особливо важливим є питання точності вимірювання параметрів і побудови схеми заміщення двигуна. Важливо, щоб схеми заміщення, такі як T-подібна або Г-подібна, були вибрані правильно і відповідали реальним умовам експлуатації. Це дозволяє уникнути спотворень у моделі та забезпечити точність розрахунків.

Крім того, моделювання потребує врахування зовнішніх умов експлуатації двигуна, таких як навантаження, температура, та вологість. Ці фактори можуть значно впливати на роботу двигуна і повинні бути інтегровані в модель для забезпечення її адекватності і точності.

Ще одним важливим питанням є інтеграція моделей керування, таких як векторне керування або керування за потокозчепленням ротора. Ці методи керування вимагають точних даних про параметри двигуна і дозволяють досягти високої точності та ефективності керування. Важливо забезпечити, щоб математична модель відображала всі особливості обраного методу керування.

Нарешті, важливою особливістю є використання програмних засобів для моделювання, таких як MatLab Simulink, що дозволяють автоматизувати процес побудови моделі і проводити чисельні експерименти. Це забезпечує можливість швидкого тестування різних сценаріїв і оптимізації роботи двигуна.

В даній роботі математична модель асинхронного двигуна буде записана на основі інформації із джерел [8], [50], [51].

При побудові математичної моделі двигуна необхідно зробити ряд припущень, щоб спростити складні фізичні процеси та забезпечити можливість аналізу і розрахунків. Ці припущення дозволяють створити модель, яка є достатньо точною для практичних цілей, але при цьому не потребує надмірно складних обчислень.

Перше важливе припущення стосується лінійності магнітних властивостей матеріалів. Припускається, що магнітна проникність сердечників є постійною, що дозволяє уникнути нелінійних рівнянь і спростити розрахунки. Це припущення є прийнятним, оскільки в нормальних умовах експлуатації магнітні матеріали працюють в області лінійних характеристик.

Друге припущення стосується однорідності ідеального розподілу струму в обмотках двигуна. Припускається, що струми в обмотках розподіляються рівномірно, що дозволяє уникнути складних розрахунків, пов'язаних з неоднорідним розподілом струму. Це спрощує модель і робить її більш доступною для аналізу.

Третє припущення полягає у врахуванні втрат на тертя та вентиляцію як постійних величин. Це дозволяє спростити модель, включаючи ці втрати у вигляді постійних коефіцієнтів, що не залежать від режиму роботи двигуна. Такий підхід забезпечує достатню точність для більшості практичних застосувань.

Четверте припущення стосується ідеалізації механічних процесів. Зокрема, припускається, що механічна система двигуна є ідеально жорсткою, тобто відсутні деформації і коливання. Це дозволяє зосередитися на аналізі електромагнітних процесів і уникнути складних механічних моделей.

Розглянемо припущення які є актуальними безпосередньо для досліджуваної моделі АД:

A.1. Магнітне коло машини не насичується та має безкінечну магнітну проникність, втрати на гістерезис й вихрові струми малі, тому їх можна не враховувати.

A.2. Електрична машина не може накопичувати потенціальну енергію.

A.3. Матриця індуктивностей $L(\theta)$ розміром $(n+m) \times (n+m)$ симетрична та визначена позитивно, тобто $L(\theta) = L^T(\theta) > 0$, де T – знак транспонування.

A.4. Індуктивності розсіювання не залежать від кутового положення ротора.

Ці припущення є необхідними для побудови математичної моделі двигуна з метою спрощення розрахунків і забезпечення можливості аналізу в реальних умовах. Вони дозволяють зосередитися на ключових аспектах роботи двигуна і уникнути надмірної складності, що важливо для практичних застосувань. Модель, побудована на основі цих припущень, забезпечує достатню точність для більшості інженерних розрахунків і дозволяє виявити основні закономірності і характеристики роботи двигуна.

При розгляді математичної моделі електричної машини змінного струму її зазвичай переводять у перераховану двофазну систему координат замість трифазної системи з кількох важливих причин. Цей підхід значно спрощує аналіз та обчислення, що робить його широко застосовуваним у практиці.

Однією з основних причин є те, що трифазна система координат включає три вектори, розташовані під кутом 120 градусів один до одного, що ускладнює математичні розрахунки. Перехід до двофазної системи координат знімає цю складність шляхом перетворення трьох векторів у два, які розташовані під прямим кутом один до одного. Це дозволяє застосовувати більш прості методи математичного аналізу, такі як перетворення Кларка і парка.

Застосування двофазної системи координат має важливі переваги для аналізу машин змінного струму. По-перше, це дозволяє спростити рівняння, що описують поведінку машини, зокрема рівняння потоку і напруги. У двофазній

системі координат ці рівняння мають більш просту форму, що значно полегшує їх розв'язання. Це особливо важливо при розробці систем керування, оскільки дозволяє створювати більш ефективні алгоритми регулювання.

По-друге, використання двофазної системи координат покращує розуміння фізичних процесів, що відбуваються в машині. Перетворення трифазних сигналів на двофазні дозволяє більш наочно відобразити електромагнітні процеси, такі як потік, потужність і момент обертання. Це сприяє більш точному аналізу і діагностиці роботи машини.

Перехід до двофазної системи координат можливий завдяки властивостям трифазних систем. Трифазна система є симетричною і дозволяє проводити перетворення координат без втрати загальної інформації про електричні процеси. Це забезпечується завдяки використанню перетворення Кларка, яке перетворює трифазну систему у двофазну (a-b), та перетворення Парка, яке приводить двофазну систему до синхронно обертової системи координат (d-q). Ці перетворення дозволяють зберегти всі характеристики машини, необхідні для точного аналізу та керування.

Завдяки застосуванню двофазної системи координат ми можемо значно спростити математичні моделі електричних машин, зберігаючи при цьому всі важливі фізичні характеристики. Це дає можливість покращити точність моделювання, зменшити обчислювальну складність і підвищити ефективність систем керування. Використання двофазної системи координат є потужним інструментом для інженерів та дослідників, які займаються розробкою і аналізом електричних машин.

Еквівалентна двофазна математична модель асинхронного двигуна виражена через струми статора та потокозчеплення ротора у стаціонарній системі координат запишеться таким чином:

$$\begin{aligned}
\dot{\theta} &= \omega \\
\dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c) - v\omega, \quad M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p_n (\psi_{2a} i_{1b} - \psi_{2b} i_{1a}) \\
\dot{i}_{1a} &= -\gamma i_{1a} + \alpha \beta \psi_{2a} + \beta p_n \omega \psi_{2b} + \frac{1}{\sigma} u_{1a} \\
\dot{i}_{1b} &= -\gamma i_{1b} + \alpha \beta \psi_{2b} - \beta p_n \omega \psi_{2a} + \frac{1}{\sigma} u_{1b} \\
\dot{\psi}_{2a} &= -\alpha \psi_{2a} - p_n \omega \psi_{2b} + \alpha L_m i_{1a} \\
\dot{\psi}_{2b} &= -\alpha \psi_{2b} + p_n \omega \psi_{2a} + \alpha L_m i_{1b}
\end{aligned} \tag{3.1}$$

де ω – кутова швидкість ротора, $(i_{1a}, i_{1b})^T$ – компоненти вектора струму статора в системі координат (a-b), $(\psi_{2a}, \psi_{2b})^T$ – компоненти вектора потокозчеплень ротора, $(u_{1a}, u_{1b})^T$ – компоненти вектора напруги статора, M – електромагнітний момент двигуна, M_c – момент навантаження, v – коефіцієнт в'язкого тертя, p_n – кількість пар полюсів, θ – кутове положення.

Додатні константи, що відносяться до електричних і механічних параметрів АД, записуються наступним чином

$$\alpha = \frac{R_2}{L_2}, \quad \sigma = L_1 - \frac{L_m^2}{L_2}, \quad \beta = \frac{L_m}{\sigma L_2}, \quad \mu = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{J L_2}, \quad \gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha L_m \beta \tag{3.2}$$

де L_1, L_2 – власні індуктивності статорної і роторної обмоток, L_m – індуктивність намагнічуючого контуру, R_1, R_2 – опори статора й ротора, J – повний момент інерції ротора.

Перерахуємо змінні до синхронної системи координат ротора. Для цього буде використано перетворення Парка. Перетворення Парка є потужним математичним інструментом, який дозволяє значно спростити аналіз та керування асинхронними двигунами, переводячи їх параметри в систему координат потокозчеплення ротора (d-q). Це перетворення здійснює перехід від двофазної системи координат (a-b) до синхронно обертової системи координат, яка обертається зі швидкістю синхронної частоти.

Процес перетворення Парка починається з перетворення Кларк, яке перетворює трифазну систему струмів і напруг (a-b-c координати) в двофазну

систему (a-b). В результаті цього перетворення ми отримуємо два вектори, які представляють струми та напруги у площині, розташованій під прямим кутом.

Далі застосовується перетворення Парка, яке полягає в обертанні двофазної системи координат (a-b) на кут, що відповідає поточному кутовому положенню ротора асинхронного двигуна. Це перетворення дозволяє перейти до нової системи координат (d-q), яка обертається синхронно з потоком ротора. У цій системі координат вектор потокозчеплення ротора завжди спрямований вздовж осі d, а вектор струму має дві складові - вздовж осей d і q.

Основна перевага використання перетворення Парка полягає в тому, що воно дозволяє спростити рівняння, що описують електромагнітні процеси в асинхронному двигуні. У системі координат d-q струм і напруга поділяються на складові вздовж осей d і q, що дозволяє розглядати ці компоненти окремо. Наприклад, компонент струму вздовж осі d відповідає за створення потокозчеплення, тоді як компонент вздовж осі q відповідає за створення моменту обертання. Це значно спрощує розуміння та керування процесами в двигуні. Перетворення Парка також дозволяє реалізувати ефективні алгоритми векторного керування, такі як керування струмом або моментом. У системі координат d-q можна легко налаштувати струми та напруги для досягнення бажаних параметрів роботи двигуна. Це забезпечує високий рівень точності та швидкості регулювання, що є критичним для динамічних систем керування.

Крім того, перетворення Парка дозволяє враховувати нелінійності та складні взаємодії в системі, які важко аналізувати в трифазній системі координат. Зокрема, це стосується змінних параметрів, таких як індуктивність та опір, які можуть змінюватися під час роботи двигуна. В системі координат d-q ці параметри стають більш керованими і піддаються точному регулюванню.

Таким чином, перетворення Парка дозволяє перейти до розгляду параметрів асинхронного двигуна в системі координат потокозчеплення ротора, що значно спрощує аналіз, моделювання та керування цим типом електричних машин.

Перетворення цих рівнянь задається наступними виразами

$$\begin{aligned} \mathbf{x}^{(d-q)} &= e^{-\mathbf{J}\theta_0} \mathbf{x}^{(a-b)} \\ \mathbf{x}^{(a-b)} &= e^{\mathbf{J}\theta_0} \mathbf{x}^{(d-q)} \end{aligned} \quad (3.3)$$

$$e^{-\mathbf{J}\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0 & \sin \varepsilon_0 \\ -\sin \varepsilon_0 & \cos \varepsilon_0 \end{bmatrix}, \quad e^{\mathbf{J}\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0 & -\sin \varepsilon_0 \\ \sin \varepsilon_0 & \cos \varepsilon_0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix},$$

де $\mathbf{x}^{(y-z)}$ – відповідає за двомірні вектори струму, потокозчеплення та напруги.

Внаслідок перетворення (3.3) математична модель (3.1) стає такого вигляду

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} (M - M_c), \quad M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p_n (\psi_{2d} i_{1q} - \psi_{2q} i_{1d}) \\ \dot{i}_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \alpha \beta \psi_{2d} + \beta p_n \omega \psi_{2q} + \frac{1}{\sigma} u_{1d} + \omega_0 i_{1q} \\ \dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} + \alpha \beta \psi_{2q} - \beta p_n \omega \psi_{2d} + \frac{1}{\sigma} u_{1q} - \omega_0 i_{1d} \\ \dot{\psi}_{2d} &= -\alpha \psi_{2d} + \omega_2 \psi_{2q} + \alpha L_m i_{1d} \\ \dot{\psi}_{2q} &= -\alpha \psi_{2q} - \omega_2 \psi_{2d} + \alpha L_m i_{1q} \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0, \quad \varepsilon_0(0) = 0, \end{aligned} \quad (3.4)$$

де $\omega_2 = \omega_0 - p_n \omega$ – частота ковзання, ω_0 – кутова швидкість довільної системи координат $(d - q)$, ε_0 – кут повороту рухомої системи координат $(d - q)$ відносно стаціонарної системи координат статора $(a - b)$.

У подальшому аналізі всі компоненти струмів будуть розглядатися як струми статора, а всі потокозчеплення - як потокозчеплення ротора. Враховуючи це, індекси 1 і 2, що позначають компоненти струмів та потокозчеплень, будуть опущені, оскільки вони не матимуть значення для подальших розрахунків і аналізу. Варто зазначити, що спрощення позначень є важливим кроком для підвищення зручності і читабельності математичних моделей та розрахунків. При розгляді струмів статора і потокозчеплень ротора, які є ключовими параметрами в дослідженні роботи електричних машин, використання індексів 1 і 2 може бути зайвим і ускладнювати сприйняття. Тому спрощення позначень допомагає уникнути непотрібної деталізації та робить математичні вирази більш компактними і зрозумілими.

3.2 Постановка задачі векторного керування

Встановимо основні особливості виконання орієнтації за вектором потокозчеплення асинхронного двигуна при реалізації векторного керування. Коли вектор потокозчеплення ротора вважається відомим ε_ψ (ідеальний випадок), тоді умова $\varepsilon_0 = \varepsilon_\psi$ у (3.4) гарантує те, що вісь d системи координат потокозчеплення ротора ($d - q$) збігається із напрямом вектора потокозчеплення ротора (рис. 3.1), тобто виконується наступна умова

$$\begin{aligned}\psi_{2d} &= |\Psi_2|, \\ \psi_{2q} &\equiv 0.\end{aligned}\tag{3.5}$$

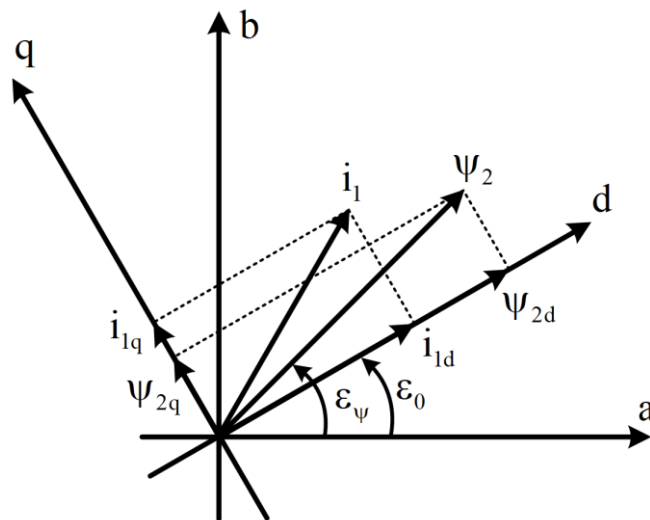


Рисунок 3.1 – Розташування векторів АД

Умова (3.5) виконується при $\varepsilon_0 = \varepsilon_\psi$ у (3.4) та визначає ідеальну орієнтацію за вектором потоку ротора, а система координат ($d - q$), що у цьому випадку є ідеально-орієнтованою за вектором потокозчеплення ротора.

Проте для виконання умови $\varepsilon_0 = \varepsilon_\psi$ в реальному електроприводі з асинхронним двигуном слід або вимірювати потокозчеплення, або його якось оцінювати. На практиці вектор потокозчеплення в асинхронному двигуні не вимірюється безпосередньо, оскільки це ускладнює конструкцію системи. Найчастіше для визначення вектора потокозчеплення застосовуються два основних методи: пряма і непряма орієнтація по полю.

Пряма орієнтація, або Direct Field-Oriented Control (DFOC), ґрунтується на використанні у алгоритмі керування спостерігача потокозчеплення, який для

найпростішого випадку може бути у вигляді рівнянь роторного кола асинхронного двигуна. Непряма орієнтація, або Indirect Field-Oriented Control (IFOC), використовує розімкнений регулятор поточкозчеплення. У цьому методі вважається, що вісь d у системі координат $(d - q)$ збігається з напрямом заданого вектора поточкозчеплення. Тобто передбачається, що створене в двигуні поточкозчеплення відповідає заданому, і його приймають за фактичне.

Перевага непрямої орієнтації полягає в її простоті впровадження, що робить алгоритм керування легшим для реалізації. Проте, цей метод має суттєвий недолік, зумовлений нелінійністю магнітної системи асинхронного двигуна, через яку майже неможливо ефективно працювати в режимі ослаблення поля. Це обмеження може вплинути на здатність системи до точного регулювання швидкості і потужності в умовах змінного навантаження, що знижує її загальну ефективність і гнучкість.

Крім цього, інша проблема, пов'язана з непрямою орієнтацією, полягає в тому, що вона може бути менш точна в оцінці реального стану потоку через залежність від моделей і припущень. Це може призвести до погіршення продуктивності системи в динамічних режимах роботи, де висока точність є критично важливою. Отже, хоча непряма орієнтація спрощує реалізацію алгоритму керування, її використання потребує ретельного обґрунтування і може бути обмежене у випадках, коли потрібна висока точність і можливість роботи в режимі ослаблення поля.

Розгляд системи таким способом дає можливість виконати декомпозицію початкової моделі (3.4) на електромеханічну та електромагнітну підсистеми, які між собою не є пов'язаними. На основі цього, сформуємо задачу відпрацювання моменту та модуля поточкозчеплення у наступний спосіб. Для моделі АД, яка задана в довільній системі координат $(d - q)$ рівняннями (3.4), знайти вирази для керуючих напруг $u_1^{(d-q)} = (u_{1d}, u_{1q})^T$ на основі вимірюваного вектора змінних стану $y = (\theta, \omega, i_{1d}, i_{1q})^T$, які гарантуватимуть асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту M^* та модулю вектора поточкозчеплення ротора $\psi^*(t) > 0$, тобто задовольняючи наступні умови

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0, \quad (3.6)$$

де $\tilde{M} = M - M^*$, $\tilde{\psi} = |\psi_2| - \psi^*$, при виконанні додатної умови асимптотичної орієнтації за вектором потокозчеплення ротора

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_{2q} = 0. \quad (3.7)$$

Важливою умовою при формуванні завдання є те, що перша і друга похідні траєкторій заданого моменту та потокозчеплення обмежені й відомі.

3.3 Алгоритм прямого векторного керування моментом

Алгоритм векторного керування моментом асинхронного двигуна при прямій орієнтації за вектором потокозчеплення ротора (DFOC) є одним із найефективніших методів керування асинхронними двигунами. Цей підхід дозволяє досягти високої точності та швидкості регулювання моменту і швидкості обертання, що робить його особливо важливим для застосувань, які потребують динамічного керування.

Основна ідея алгоритму DFOC полягає в тому, що система координат d-q (дві взаємно перпендикулярні осі) обертається синхронно з вектором потокозчеплення ротора. Таким чином, вісь d завжди спрямована вздовж вектора потокозчеплення, а вісь q - перпендикулярно до неї. Це спрощує математичний опис і керування двигуном, оскільки компоненти потокозчеплення і моменту обертання можна розділити і контролювати окремо.

На першому етапі алгоритму вимірюються струми статора, які за допомогою перетворення Кларка переводяться з трифазної системи координат у двофазну (a-b). Далі застосовується перетворення Парка, щоб отримати компоненти струму в (d-q). Це дозволяє розділити струм на дві складові: i_d , яка відповідає за створення потокозчеплення, та i_q , яка відповідає за створення крутного моменту.

Алгоритм DFOC використовує регулятори пропорційно-інтегрального (PI) типу для регулювання цих складових струму. Регулятори порівнюють поточні значення i_d і i_q з їхніми заданими значеннями та коригують напруги статора u_d і u_q таким чином, щоб підтримувати потрібні рівні струму. Це

забезпечує точний контроль над потокозчепленням і моментом обертання двигуна.

Потім напруги u_d і u_q знову переводяться з системи координат (d-q) у (a-b) за допомогою зворотного перетворення Парка. Після цього виконується зворотне перетворення Кларка, щоб отримати трифазні напруги, які подаються на інвертор, що керує двигуном.

Однією з основних переваг DFOC є те, що цей метод дозволяє незалежно керувати потокозчепленням і моментом обертання, що значно підвищує ефективність і динамічні характеристики двигуна. Крім того, алгоритм забезпечує високу точність керування при змінних навантаженнях і швидкостях, що є критично важливим для багатьох промислових застосувань.

Векторне керування моментом асинхронного двигуна (DFOC) часто використовує спостерігачі вектора потокозчеплення ротора для забезпечення точного контролю і покращення динамічних характеристик системи. Спостерігачі потокозчеплення ротора – це алгоритми, які оцінюють потокозчеплення на основі вимірюваних параметрів, таких як струм і напруга статора, а також швидкості обертання ротора. Використання спостерігачів дозволяє уникнути необхідності безпосереднього вимірювання потокозчеплення, що значно спрощує конструкцію системи.

Однією з основних причин використання спостерігачів є те, що безпосереднє вимірювання потокозчеплення в реальному часі є складним та дорогим завданням. Спостерігачі, з іншого боку, використовують математичні моделі та алгоритми для обчислення потокозчеплення на основі доступних даних, що зменшує вартість і складність системи.

Головна ідея спостерігача вектора потокозчеплення полягає в тому, щоб моделювати динаміку ротора і визначати поточне значення потокозчеплення на основі вимірюваних струмів і напруг статора, а також відомої швидкості обертання ротора. Для цього використовується модель асинхронного двигуна, яка включає рівняння роторного кола і диференціальні рівняння, що описують електромагнітні процеси в двигуні.

Спостерігачі можуть бути різного типу, наприклад, спостерігачі Лоера, спостерігачі Калмана або адаптивні спостерігачі. Кожен з цих типів має свої переваги і може бути використаний залежно від конкретних вимог до точності і швидкості розрахунків.

Використання спостерігачів вектору потокозчеплення ротора в DFOC має кілька ключових переваг. По-перше, це дозволяє досягти високої точності визначення потокозчеплення, що є критично важливим для точного керування моментом і швидкістю обертання. По-друге, спостерігачі забезпечують швидкий відгук на зміни в режимах роботи двигуна, що дозволяє адаптуватися до змінних навантажень і умов експлуатації.

Отже, спостерігачі вектора потокозчеплення ротора є важливим компонентом алгоритму DFOC, які забезпечують точний і надійний контроль над асинхронним двигуном, сприяючи підвищенню його ефективності та продуктивності.

Запишемо рівняння алгоритму векторного керування моментом АД при прямій орієнтації за вектором потокозчеплення ротора при застосуванні спостерігача потокозчеплення зниженого порядку у формі рівнянь роторного кола АД.

Алгоритм відпрацювання модуля потокозчеплення

$$\begin{aligned} i_{1d}^* &= \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^* - k_\psi \tilde{\psi} - x_\psi), \\ x_\psi &= k_{\psi i} \tilde{\psi}, \end{aligned} \quad (3.8)$$

де $\tilde{\psi} = |\hat{\psi}_2| - \psi^*$.

Алгоритм відпрацювання моменту

$$i_{1q}^* = \frac{1}{\mu_1 \psi^*} M^*, \quad \mu_1 = \frac{3L_m}{2L_2} p_n. \quad (3.9)$$

Регулятор струму по осі d

$$\begin{aligned}
v_d &= -k_{id1} \tilde{i}_{1d} - x_d + \gamma i_{1d}^* - \alpha \beta |\hat{\psi}_2| + \dot{i}_{1d}^*, \\
\dot{x}_d &= k_{iid} \tilde{i}_{1d}, \\
\dot{i}_{1d}^* &= \frac{1}{\alpha L_m} \left\{ \alpha \dot{\psi}^* + \ddot{\psi}^* - \alpha L_m k_\psi \tilde{i}_{1d} + \left[k_\psi (\alpha + k_\psi) - k_{\psi i} \right] \tilde{\psi} - k_\psi x_\psi \right\}.
\end{aligned} \tag{3.10}$$

Регулятор струму по осі q

$$\begin{aligned}
v_q &= -k_{iq1} \tilde{i}_{1q} - x_q + \gamma i_{1q}^* + \beta p_n \omega |\hat{\psi}_2| + \dot{i}_{1q}^*, \\
\dot{x}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_{1q}, \\
\dot{i}_{1q}^* &= \frac{1}{\mu_1} \left(\frac{\dot{M}^*}{\psi^*} - \frac{M^* \dot{\psi}^*}{\psi^{*2}} \right),
\end{aligned} \tag{3.11}$$

де $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$, $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$ – похибки відпрацювання польової та моментної складових струму статора, i_d^* – задане значення польової компоненти струму статора, i_q^* – задане значення моментної складової струму статора, (k_{iq1}, k_{ii1}) – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складової регулятора струму, (x_d, x_q) – інтегральні компоненти регуляторів струму.

Асимптотично лінеаризуючий регулятор запишеться у такій формі

$$\begin{pmatrix} \mathbf{u}_{1a} \\ \mathbf{u}_{1b} \end{pmatrix} = e^{J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} \mathbf{u}_{1d} \\ \mathbf{u}_{1q} \end{pmatrix}; \quad \begin{pmatrix} \dot{\mathbf{i}}_{1d} \\ \dot{\mathbf{i}}_{1q} \end{pmatrix} = e^{-J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} \dot{\mathbf{i}}_{1a} \\ \dot{\mathbf{i}}_{1b} \end{pmatrix}, \tag{3.12}$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{u}_{1d} \\ \mathbf{u}_{1q} \end{pmatrix} = \sigma \begin{pmatrix} -\omega_0 \dot{\mathbf{i}}_{1q} + v_d \\ \omega_0 \dot{\mathbf{i}}_{1d} + v_q \end{pmatrix}, \tag{3.13}$$

$$\begin{pmatrix} \cos \varepsilon_0 \\ \sin \varepsilon_0 \end{pmatrix} = \frac{1}{|\hat{\psi}_2|} \begin{pmatrix} \hat{\psi}_{2a} \\ \hat{\psi}_{2b} \end{pmatrix}, \tag{3.14}$$

$$\begin{aligned}
\dot{\hat{\psi}}_{2a} &= -\alpha \hat{\psi}_{2a} - p_n \omega \hat{\psi}_{2b} + \alpha L_m \dot{\mathbf{i}}_{1a}, \\
\dot{\hat{\psi}}_{2b} &= -\alpha \hat{\psi}_{2b} + p_n \omega \hat{\psi}_{2a} + \alpha L_m \dot{\mathbf{i}}_{1b}, \\
|\hat{\psi}_2| &= \sqrt{\hat{\psi}_{2a}^2 + \hat{\psi}_{2b}^2}
\end{aligned} \tag{3.15}$$

Рівняння спостерігача модуля вектора потокозчеплення ротора (3.14), (3.15) в системі координат $(d - q)$

$$\left| \dot{\hat{\psi}}_2 \right| = -\alpha |\hat{\psi}_2| + \alpha L_m \dot{\mathbf{i}}_d, \tag{3.16}$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = p_n \omega + \frac{\alpha L_m \dot{i}_{1q}}{|\hat{\psi}_2|}. \quad (3.17)$$

Структурна схема алгоритму векторного керування моментом АД при непрямій орієнтації за вектором потокозчеплення ротора представлено на рис. 3.2.

3.4 Алгоритм прямого векторного керування швидкістю

Керування кутової швидкості електричних машин є ключовим завданням у більшості технологічних застосувань електромеханічних систем. У системах векторного керування електричними машинами ця задача вирішується на основі розглянутих раніше алгоритмів регулювання моменту і потокозчеплення. З загальної форми рівнянь руху механічної частини електричної машини видно, що ці рівняння відносно електромагнітного моменту однакові для всіх типів електричних машин. Алгоритми регулювання моменту і потокозчеплення для різних типів електричних машин були розроблені таким чином, що динамічна поведінка електромагнітної підсистеми (підсистеми потокозчеплення) є асимптотично пов'язаною стосовно електромеханічної підсистеми. Також було продемонстровано, що умови глобальної експоненційної стійкості електромагнітної підсистеми вимагають лише обмеженості координат електромеханічної підсистеми. Крім того, підсистеми регулювання моменту були розроблені таким чином, що їх структура є ідентичною. Це дозволяє створити уніфікований підхід до розробки алгоритмів контролю кутової швидкості для електричних машин різних типів.

Загалом задача контролю кутової швидкості формулюється наступним чином.

Припустимо, задано траєкторію зміни кутової швидкості, яка є функцією з обмеженими першою та другою похідними за часом. Зовнішній момент навантаження невідомий, проте є постійним і змінюється повільно в порівнянні зі змінами кутової швидкості, таким чином $\dot{M}_c = 0$.

За таких умов необхідно сконструювати алгоритм керування в електромеханічній підсистемі, який забезпечує виконання наступних цілей:

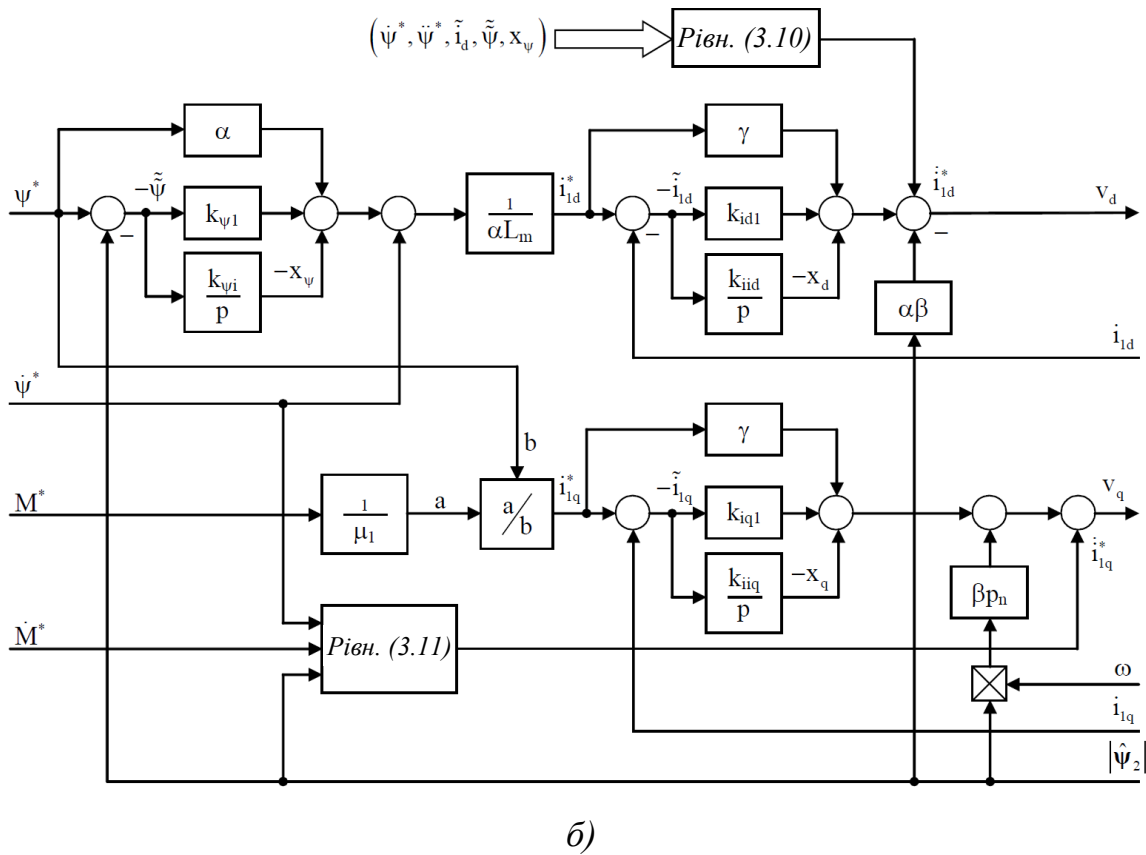
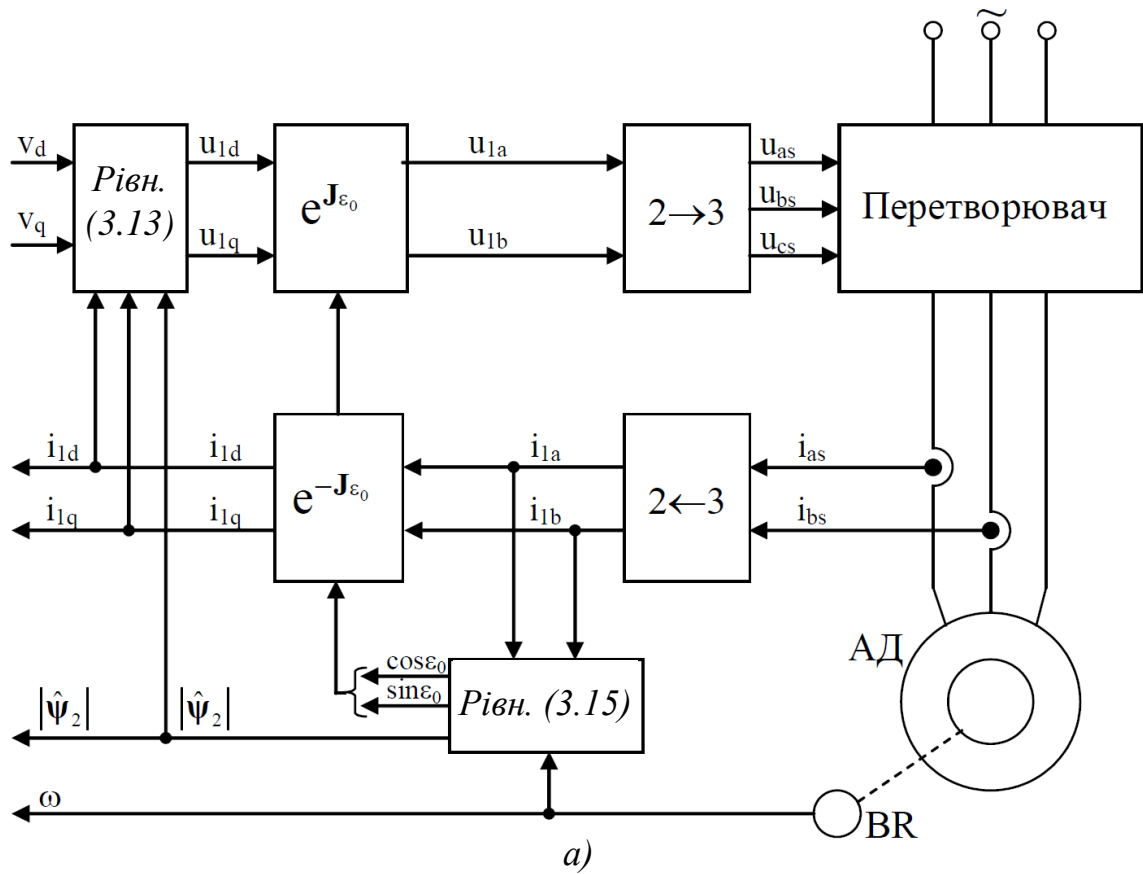


Рисунок 3.2 – Структурна схема системи відпрацювання моменту та потокозчеплення при прямому векторному керуванні: а) асимптотичні лінеаризуючий регулятор; б) регулятори струму, моменту і потокозчеплення

СО.1. Асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0, \quad (3.18)$$

де похибка відпрацювання кутової швидкості визначена як

$$\tilde{\omega} = \omega - \omega^*. \quad (3.19)$$

СО.2. Лінійну номінальну динаміку (коли електромагнітна система знаходиться у стані рівноваги) підсистеми відпрацювання кутової швидкості з вільно формованими показниками якості.

Ц.3. Обмеженість координат електромеханічної підсистеми.

Алгоритми векторного керування на основі вимірних вихідних параметрів розробляються у два етапи: спочатку розробляється підсистема керування поточозчепленням, а потім підсистема керування швидкістю. Обидві підсистеми створюються за допомогою зворотної покрокової процедури проектування.

На першому етапі розробляється алгоритм керування поточозчепленням, який забезпечує оптимальний розподіл магнітного потоку в системі. Це важливо для досягнення стабільної роботи двигуна і зменшення втрат енергії. Алгоритм керування поточозчепленням використовує вимірні параметри, такі як струм і напруга статора, для точного налаштування поточозчеплення відповідно до заданих умов експлуатації.

На другому етапі розробляється підсистема керування швидкістю, яка відповідає за підтримання потрібної кутової швидкості двигуна. Вона використовує результати, отримані на першому етапі, для забезпечення точного регулювання моменту обертання і швидкості обертання. Процедура зворотного проектування дозволяє ітеративно налаштовувати параметри керування, враховуючи взаємозв'язки між поточозчепленням і швидкістю.

Таким чином, розробка алгоритмів векторного керування забезпечує комплексний підхід до керування електричними машинами, що дозволяє досягти високої точності і стабільності в роботі системи.

Структура алгоритму непрямого векторного керування складається із таких елементів.

- розімкнутий регулятор модуля вектора потокозчеплення визначається:

$$\begin{aligned} i_{1d}^* &= \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^*), \\ i_{1d}^* &= \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \dot{\psi}^* + \ddot{\psi}^*) \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = p_n \omega + \frac{\alpha L_m i_{1q}}{|\hat{\psi}_2|}, \\ |\dot{\hat{\psi}}_2| &= -\alpha |\hat{\psi}_2| + \alpha L_m i_d \end{aligned} \quad (3.20)$$

де $|\hat{\psi}_2|$ - оцінене значення модуля вектора потокозчеплення ротора, який визначено за рівнянням (3.15).

- регулятор струму по осі d (польової складової струму статора) визначається:

$$\begin{aligned} u_{1d} &= \sigma (\gamma i_{1d}^* - \omega_0 i_{1q} - \alpha \beta \psi^* + \dot{i}_d - k_i \tilde{i}_d - x_d) \\ \dot{x}_d &= k_{ii} \tilde{i}_d \end{aligned} \quad (3.21)$$

де $\tilde{i}_d = i_{1d} - i_{1d}^*$ - похибка відпрацювання струму по осі d, u_{1d} компонента вектора напруги статора по осі d, $(k_i, k_{ii}) > 0$ - коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регуляторів струму.

- регулятор кутової швидкості визначається

$$\begin{aligned} i_{1q}^* &= \frac{1}{\mu \psi^*} (-k_\omega \tilde{\omega} + \hat{M}_c + \nu \omega^* + \dot{\omega}^*), \\ \hat{M}_c &= -k_{oi} \tilde{\omega} \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$\dot{i}_q^* = \frac{1}{\mu \psi^*} \left[-k_\omega (k_\omega \tilde{\omega} + \mu \psi^* \tilde{i}_q) + \hat{M}_c + \nu \dot{\omega}^* + \ddot{\omega}^* \right] - \frac{\dot{\psi}^*}{\psi^*} i_{1q}^*$$

де $\omega^*, \dot{\omega}^*, \ddot{\omega}^*$ - задана кутова швидкість, перша і друга похідні відповідно, $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$ - похибка відпрацювання кутової швидкості, $(k_\omega, k_{oi}) > 0$ -

коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора кутової швидкості;

- регулятор струму по осі q (моментної складової струму статора) визначається:

$$\begin{aligned} u_{1q} &= \sigma(\gamma i_{1q}^* - \omega_0 i_{1d} - \omega p_n \beta \psi^* + \dot{i}_q^* - k_{iq} \tilde{i}_q - x_q) \\ \dot{x}_q &= k_{ii} \tilde{i}_q \end{aligned} \quad (3.23)$$

де $\tilde{i}_d = i_{1d} - i_{1d}^*$ - похибка відпрацювання струму по осі q, u_q - компонента вектору напруги статора по осі q.

Реальні напруги, що прикладаються до обмоток статора, дорівнюють:

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0 & -\sin \varepsilon_0 \\ \sin \varepsilon_0 & \cos \varepsilon_0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix}. \quad (3.24)$$

Структурна схема узагальненого алгоритму відпрацювання кутової швидкості для постійного потокозчеплення представлена на рис. 3.3.

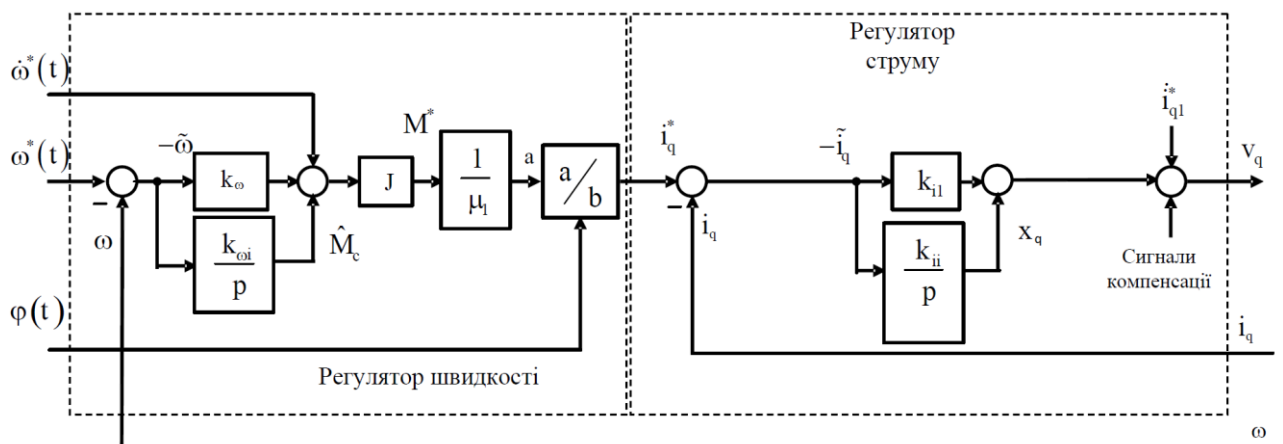


Рисунок 3.3 – Структурна схема узагальненого алгоритму відпрацювання кутової швидкості для постійного потокозчеплення

Загальні рівняння динаміки похибок відпрацювання координат електромеханічної підсистеми електричної машини [50]

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i} \tilde{\omega}; \\ \dot{\tilde{\omega}} &= \mu \psi^* \tilde{i}_q + \mu (\tilde{\psi}_d i_{1q} - \tilde{\psi}_q i_{1d}) - k_{\omega} \tilde{\omega} - \tilde{M}_c; \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -(\gamma + k_{iq}) \tilde{i}_q + \alpha \beta \tilde{\psi}_q - \beta \omega \tilde{\psi} + \frac{k_{\omega}}{\mu \psi^*} [-\tilde{M}_c + \mu (\tilde{\psi}_d i_{1q} - \tilde{\psi}_q i_{1d})] + v_q. \end{aligned} \quad (3.25)$$

В випадку коли $\tilde{\psi}_q = \tilde{\psi}_d = 0$ динаміка системи відпрацювання швидкості є нелінійною по причині нелінійного члена $\mu\psi^* \tilde{i}_q$ в рівнянні динаміки швидкості. Для лінеаризації цієї системи введемо таке нелінійне перетворення координат

$$\eta = \psi^* \tilde{i}_q. \quad (3.26)$$

В нових координатах останнє рівняння (3.25) запишеться як

$$\dot{\eta} = \dot{\psi}^* \tilde{i}_q - (\gamma + k_{iq})\eta + \alpha\beta\psi^* \tilde{\psi}_d - \psi^{**} \tilde{i}_{q2} + \psi^* v_q. \quad (3.27)$$

Визначаємо коригувальний член v_q з (3.27) як

$$v_q = -\frac{1}{\psi^*} (\dot{\psi}^* \tilde{i}_q + \zeta); \quad (3.28)$$

$$\dot{\zeta} = k_{\eta i} \eta.$$

Система керування (3.25) приймає вигляд

$$\dot{\tilde{M}}_c = k_{\omega i} \tilde{\omega}; \quad (3.29)$$

$$\dot{\tilde{\omega}} = -\tilde{M}_c - k_{\omega} \tilde{\omega} + \mu (\tilde{\psi} i_q^* - \tilde{\psi}_q i_d^*) + \frac{\mu}{\psi^*} \tilde{\psi} \eta - \mu \tilde{\psi}_q \tilde{i}_d + \mu \eta;$$

$$\dot{\zeta} = k_{\eta i} \eta;$$

$$\dot{\eta} = -\zeta - k_{\eta} \eta + \alpha\beta \tilde{\psi}_q \psi^* - \beta (\omega^* + \tilde{\omega}) \psi^* \tilde{\psi} + \quad (3.30)$$

$$+ \frac{k_{\omega}}{\mu} \left[-\tilde{M}_c + \mu (\tilde{\psi} i_q^* + \tilde{\psi}_q i_d^*) + \frac{\mu}{\psi^*} \tilde{\psi} \eta - \mu \tilde{\psi}_q \tilde{i}_d \right],$$

де $k_{\eta} = k_{iq} + \gamma > 0$, $k_{\eta i} > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складової модифікованого регулятора струму в нових координатах.

Підсистема (3.29), (3.30) задана вектором \mathbf{x}_1 , є асимптотично лінеаризованою, її асимптотична поведінка при $\mathbf{x}_2 = 0$ задається наступним лінійним номінальним рівнянням, при цьому вектор змінних стану визначається як:

$$\dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{A}_{11} \mathbf{x}_1. \quad (3.31)$$

$$\mathbf{x}_1 = (\tilde{M}_c, \tilde{\omega}, \zeta, \eta)^T, \quad (3.32)$$

узагальнені рівняння відпрацювання кутового положення можуть бути записані в стандартній формі $\dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{A}_{11}\mathbf{x}_1$ як

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{M}}_c \\ \dot{\tilde{\omega}} \\ \dot{\zeta} \\ \dot{\eta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & k_{\omega i} & 0 & 0 \\ -1 & -k_{\omega} & 0 & \mu \\ 0 & 0 & 0 & k_{\eta i} \\ -\frac{k_{\omega}}{\mu} & 0 & -1 & -k_{\eta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{M}_c \\ \tilde{\omega} \\ \zeta \\ \eta \end{pmatrix} \triangleq \mathbf{A}_{11}\mathbf{x}_1. \quad (3.33)$$

Вибором коефіцієнтів регуляторів $k_{\omega}, k_{\omega i}, k_{\eta}, k_{\eta i}$ матриця \mathbf{A}_{11} може бути спроектована як Гурвіцева, яка задовольняє умові I теореми.

З урахуванням визначення (3.31), (3.32) та

$$\mathbf{x}_2 = (\tilde{\Psi}_d, \tilde{\Psi}_q, \tilde{i}_d)^T \quad (3.34)$$

система керування приймає вигляд

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_1 &= \mathbf{A}_{11}\mathbf{x}_1 + \mathbf{A}_{12}(\mathbf{x}_2, t)\mathbf{x}_1 + \mathbf{B}_1(t)\mathbf{x}_2 + \mathbf{B}_2(\mathbf{x}_2)\mathbf{x}_2, \\ \dot{\mathbf{x}}_2 &= \mathbf{A}_{21}\mathbf{x}_2 + \mathbf{A}_{22}(\mathbf{x}_1, t)\mathbf{x}_2. \end{aligned} \quad (3.35)$$

де $\mathbf{x}_1 \in \mathbb{R}^{n_1}$ – вектор стану підсистеми похибок відпрацювання швидкості, $\mathbf{x}_2 \in \mathbb{R}^{n_2}$ – розширений вектор підсистеми похибок відпрацювання потоку, $\mathbf{A}_{11}, \mathbf{A}_{12}, \mathbf{B}_1, \mathbf{B}_2, \mathbf{A}_{21}, \mathbf{A}_{22}$ – вектори та матриці відповідних розмірів, $\mathbf{A}_{12}, \mathbf{B}_1, \mathbf{B}_2, \mathbf{A}_{22}$ – неперервні відносно t та \mathbf{x} , $\mathbf{x} = (\mathbf{x}_1^T, \mathbf{x}_2^T)^T$ з

$$\mathbf{A}_{12}(\mathbf{x}_2, t) = \frac{\tilde{\Psi}_d}{\Psi^*} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -k_{\omega} & 0 & \mu \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{k_{\omega}}{\mu} & a_{42} & 0 & k_{\omega} \end{bmatrix}; \quad (3.36)$$

$$\mathbf{B}_1(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ b_{21} & b_{22} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ b_{41} & b_{42} & 0 \end{bmatrix}; \quad (3.37)$$

$$\mathbf{B}_2(\mathbf{x}_2) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\mu \tilde{i}_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & -k_{\omega 1} \tilde{i}_d & 0 \end{bmatrix}; \quad (3.38)$$

$$\mathbf{A}_2(t, \mathbf{x}_1) = \begin{bmatrix} -\alpha & \omega_2 & \alpha L_m \\ -\omega_2 & -\alpha & -\gamma_1 \beta \omega \\ \alpha \beta & \beta \omega & -k_{id} \end{bmatrix}, \quad (3.39)$$

$$\text{де } a_{42} = -\left(\beta \psi^{*2} + \frac{k_{\omega 1}^2}{\mu} \right), \quad b_{21} = \frac{1}{\psi^*} \left(\frac{M_c}{J} + \dot{\omega}^* \right),$$

$$b_{22} = -\mu i_{1d}^*, \quad b_{41} = \left(-\beta \omega^* \psi^* + \frac{k_{\omega 1}}{\mu} b_{21} \right), \quad b_{42} = \left(\alpha \beta \psi^* - k_{\omega 1} i_{1d}^* \right).$$

3.5 Уніфікований алгоритм керування кутовим положенням

Алгоритм уніфікованого регулювання положення [50] ґрунтується на векторному керуванні та цифрових методах регулювання, які дозволяють забезпечити точне позиціонування ротора навіть за умов змінних навантажень та збурень. Основною задачею алгоритму є підтримка моменту і потоку в заданих значеннях. Для цього використано метод керування керуванням, який дозволяє розділити ці параметри, як було розглянуто вище. Уніфікація алгоритму забезпечує його масштабованість: параметри регулятора можуть бути використані для машини різної потужності, завдяки чому той самий алгоритм придатний для широкого спектру застосування.

Для регуляторного положення електричних машин змінного струму часто достатньо використовувати пропорційний регулятор (П-регулятор), а не пропорційно-інтегральний (ПІ-регулятор). Це пов'язано з характером задачі та особливостями системи керування положенням.

Основна функція П-регулятора полягає у забезпеченні безпосереднього співвідношення між помилкою положення і керуючим сигналом. Тобто, чим більша помилка, тим більший коригуючий вплив здійснюється. Це дозволяє швидко реагувати на зміни у положенні та забезпечувати необхідну корекцію для досягнення заданого положення. Простота реалізації П-регулятора є однією

з його ключових переваг, що знижує складність і вартість системи керування. Для задач керування положенням часто достатньо такої прямої пропорційної дії, оскільки основна вимога полягає в швидкому і точному реагуванні на зміни помилки. У таких системах інтегральна складова, яка накопичує помилку з часом і використовується в ПІ-регуляторі, може виявитися зайвою або навіть шкідливою. Наприклад, інтегральний регулятор може спричинити переналаштування системи (інтегральну перенастроєність), що може призвести до коливань і нестабільності у позиціонуванні, особливо в динамічних системах з швидкими змінами.

Крім того, у системах керування положенням часто використовуються зворотні зв'язки з датчиків положення, які забезпечують додаткову точність і швидкість реакції. Це також знижує потребу в інтегральному регулюванні, оскільки зворотні зв'язки дозволяють швидко і точно коригувати положення без необхідності накопичення помилки.

Отже, застосування П-регулятора для регуляторного положення забезпечує достатню точність і швидкість реагування, спрощує реалізацію системи і знижує ризик нестабільності. Це робить його оптимальним вибором для багатьох задач керування положенням у електричних машинах змінного струму.

Враховуючи визначення похибки відпрацювання кутового положення запишемо перше рівняння з у вигляді похибок відпрацювання. У вигляді

$$\dot{\tilde{\theta}} = \omega^* + \tilde{\omega} - \dot{\theta}^* . \quad (3.40)$$

Визначимо в (3.40) задане значення кутової швидкості ω^* як

$$\omega^* = \dot{\theta}^* - k_{\theta} \tilde{\theta} , \quad (3.41)$$

де $k_{\theta} > 0$ пропорційний коефіцієнт регулятора положення.

Поєднуючи (3.41) з (3.40), отримуємо рівняння динаміки контуру відпрацювання кутового положення

$$\dot{\tilde{\theta}} = -k_{\theta} \tilde{\theta} + \tilde{\omega} . \quad (3.42)$$

Рішення рівняння (3.42) таке, що умова $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0$ дає асимптотичне відпрацювання кутового положення $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\theta} = 0$.

Алгоритм керування потокозчепленням, розглянутий раніше, гарантує підсистемі керування потоком властивість глобальної асимптотичної стійкості для всіх траєкторій кутової швидкості. Рівняння динаміки електричних систем запишуться у вигляді

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= \mu \left(\psi_{2d} i_{1q} - \psi_{2q} i_{1d} \right) - \frac{1}{J} M_c; \\ \dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} - \omega_0 i_{1d} + \alpha \beta \psi_{2q} - \beta p_n \omega \psi_{2d} + \frac{1}{\sigma} u_{1q},\end{aligned}\tag{3.43}$$

$$\text{де } \mu = \frac{3 L_m}{2 L_2} \frac{1}{J} p_n.$$

Представимо (3.43) наступним чином

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= \mu \left((\psi^* + \tilde{\psi}_d) i_q - \tilde{\psi}_q i_d \right) - \frac{1}{J} M_c; \\ \dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} - \omega_0 i_{1d} + \alpha \beta \psi_{2q} - \beta p_n \omega (\psi^* + \tilde{\psi}_d) + \frac{1}{\sigma} u_{1q}.\end{aligned}\tag{3.44}$$

Введемо заміну

$$\frac{M_c}{J} = \tilde{M}_c + \hat{M}_c,\tag{3.45}$$

де \hat{M}_c – оцінка складової моменту навантаження $\frac{M_c}{J}$, \tilde{M}_c – похибка оцінювання невідомої компоненти моменту навантаження.

Запишемо рівняння (3.44) у формі похибок відпрацювання

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\omega}} &= \mu \psi^* \dot{i}_q + \mu \left(\psi^* \tilde{i}_q + \tilde{\psi}_d i_q - \tilde{\psi}_q i_d \right) - \tilde{M}_c - \hat{M}_c - \ddot{\theta}^* - k_\theta (k_\theta \tilde{\theta} - \tilde{\omega}); \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\gamma \tilde{i}_{1q} - \gamma i_{1q}^* - \omega_0 i_{1d} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2q} - \beta \omega \psi^* - \beta \omega \tilde{\psi}_d + \frac{1}{\sigma} u_{1q} - \dot{i}_{1q}^*.\end{aligned}\tag{3.46}$$

де $k_\theta > 0$ – коефіцієнт пропорціональної складової П-регулятора положення.

З рівняння (3.46) визначимо регулятор швидкості. При цьому розглядаємо \dot{i}_{1q} , як керуючу дію

$$\begin{aligned} i_{1q}^* &= \frac{1}{\mu\psi^*} \left(\ddot{\theta}^* + k_\theta (k_\theta \tilde{\theta} - \tilde{\omega}) + \dot{M}_c - k_\omega \tilde{\omega} \right); \\ \dot{M}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega}, \end{aligned} \quad (3.47)$$

де $k_\omega, k_{\omega i} > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної частин ПІ-регулятора швидкості.

Підставивши (3.47) в (3.46) рівняння динаміки похибок відпрацювання кутової швидкості та оцінки моменту навантаження набувають вигляду

$$\begin{aligned} \dot{M}_c &= k_{\omega i} \tilde{\omega}; \\ \dot{\tilde{\omega}} &= \mu\psi^* \tilde{i}_q + \mu (\tilde{\psi}_d \dot{i}_{1q} - \tilde{\psi}_q \dot{i}_{1d}) - k_\omega \tilde{\omega} - \tilde{M}_c. \end{aligned} \quad (3.48)$$

При $\tilde{\psi}_d = \tilde{\psi}_q = 0$ (3.48) є лінійною системою другого порядку, яка стійка для будь-яких коефіцієнтів $k_{\omega i}, k_\omega > 0$. Оскільки похибки потокозчеплень затухають до нуля, то $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\omega}, \tilde{M}_c, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = \mathbf{0}$.

Сформуємо керуючу дію з похибки відпрацювання струму (3.46)

$$u_q = \sigma \left(\gamma i_q^* + \omega_0 i_d + \beta \omega \psi^* + \dot{i}_q^* - k_{iq} \tilde{i}_q + v_q \right), \quad (3.49)$$

де $k_{iq} > 0$ – пропорційний коефіцієнт регулятора струму, v_q – коригуючий коефіцієнт, який буду розглянутий далі.

Похідні від заданого струму i_q^* (3.47) з урахуванням (3.48) мають вигляд

$$\begin{aligned} \dot{i}_q^* &= \frac{1}{\mu\psi^*} \left[\dot{M}_c + \ddot{\theta}^* + k_\theta^2 (-k_\theta \tilde{\theta} + \tilde{\omega}) - (k_\theta + k_\omega) (-k_\omega \tilde{\omega} + \mu\psi^* \tilde{i}_q) \right] - \frac{\dot{\psi}}{\psi} i_q^* - \\ &\quad - \frac{(k_\theta + k_\omega)}{\mu\psi^*} \left[-\tilde{M}_c + \mu (\tilde{\psi}_d \dot{i}_q - \tilde{\psi}_q \dot{i}_d) \right]. \end{aligned} \quad (3.50)$$

Поділимо (3.50) на відому i_{q1}^* та невідому i_{q2}^* частину

$$\begin{aligned} \dot{i}_{q1}^* &= \frac{1}{\mu\psi^*} \left[\dot{M}_c + \ddot{\theta}^* + k_\theta^2 (-k_\theta \tilde{\theta} + \tilde{\omega}) - (k_\theta + k_\omega) (-k_\omega \tilde{\omega} + \mu\psi^* \tilde{i}_q) \right] - \frac{\dot{\psi}}{\psi} i_q^*; \\ \dot{i}_{q2}^* &= -\frac{(k_\theta + k_\omega)}{\mu\psi^*} \left[-\tilde{M}_c + \mu (\tilde{\psi}_d \dot{i}_q - \tilde{\psi}_q \dot{i}_d) \right]. \end{aligned} \quad (3.51)$$

В системі регулювання положення задане значення моменту формується регулятором швидкості згідно (3.47) і тому частина похідної заданого значення струму i_{q2}^* (3.51), в склад якої входить \tilde{M}_c , є невідомою і компенсуватися. Повна похідна струму в (3.50) замінюється на її відоме значення i_{q1}^* .

Підставивши (3.49), (3.51) в друге рівняння (3.46) отримуємо рівняння динаміки відпрацювання похибки струму

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_q &= -(\gamma + k_{iq})\tilde{i}_q + \alpha\beta\tilde{\psi}_q - \beta\omega\tilde{\psi}_d - \dot{i}_{q2}^* + v_q = \\ &= -(\gamma + k_{iq})\tilde{i}_q + \alpha\beta\tilde{\psi}_q - \beta\omega\tilde{\psi} + \frac{(k_\theta + k_\omega)}{\mu\psi^*} \left[-\tilde{M}_c + \mu(\tilde{\psi}i_q - \tilde{\psi}_q i_d) \right] + v_q. \end{aligned} \quad (3.52)$$

Поєднуючи (3.52) та (3.48) одержимо загальні рівняння динаміки похибок відпрацювання координат електромеханічної підсистеми електричної машини

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i} \tilde{\omega}; \\ \dot{\tilde{\omega}} &= \mu\psi^* \tilde{i}_q + \mu(\tilde{\psi}_d i_{1q} - \tilde{\psi}_q i_{1d}) - k_\omega \tilde{\omega} - \tilde{M}_c; \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -(\gamma + k_{iq})\tilde{i}_q + \alpha\beta\tilde{\psi}_q - \beta\omega\tilde{\psi} + \frac{(k_\theta + k_\omega)}{\mu\psi^*} \cdot \left[-\tilde{M}_c + \mu(\tilde{\psi}i_q - \tilde{\psi}_q i_d) \right] + v_q. \end{aligned} \quad (3.53)$$

В випадку коли $\tilde{\psi}_q = \tilde{\psi}_d = 0$, динаміка системи відпрацювання швидкості є нелінійною по причині нелінійного члена $\mu\psi^* \tilde{i}_q$ в другому рівнянні (3.53). Для лінеаризації цієї системи введемо таке нелінійне перетворення координат

$$\eta = \psi^* \tilde{i}_q. \quad (3.54)$$

В нових координатах рівняння (3.52) запишеться як

$$\dot{\eta} = \dot{\psi}^* \tilde{i}_q - (\gamma + k_{iq})\eta + \alpha\beta\psi^* \tilde{\psi}_d - \psi^* \dot{i}_{q2}^* + \psi^* v_q. \quad (3.55)$$

Визначивши коригувальний член v_q з (3.55) як

$$\begin{aligned} v_q &= -\frac{1}{\psi^*} (\dot{\psi}^* \tilde{i}_q + \zeta); \\ \dot{\zeta} &= k_{\eta i} \eta. \end{aligned} \quad (3.56)$$

Система керування (3.53) приймає вигляд

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\theta}} &= -k_{\theta}\tilde{\theta} + \tilde{\omega}; \\ \dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i}\tilde{\omega};\end{aligned}\tag{3.57}$$

$$\dot{\tilde{\omega}} = -\tilde{M}_c - k_{\omega}\tilde{\omega} + \mu(\tilde{\psi}i_q^* - \tilde{\psi}_q i_d^*) + \frac{\mu}{\psi^*}\tilde{\psi}\eta - \mu\tilde{\psi}_q\tilde{i}_d + \mu\eta;$$

$$\dot{\zeta} = k_{\eta i}\eta;$$

$$\begin{aligned}\dot{\eta} &= -\zeta - k_{\eta}\eta + \alpha\beta\tilde{\psi}_q\psi^* - \beta(\omega^* + \tilde{\omega})\psi^*\tilde{\psi} + \\ &+ \frac{(k_{\theta} + k_{\omega})}{\mu}\left[-\tilde{M}_c + \mu(\tilde{\psi}i_q^* + \tilde{\psi}_q i_d^*) + \frac{\mu}{\psi^*}\tilde{\psi}\eta - \mu\tilde{\psi}_q\tilde{i}_d\right],\end{aligned}\tag{3.58}$$

де $k_{\eta} = k_{i_q} + \gamma > 0$, $k_{\eta i} > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складової модифікованого регулятора струму в нових координатах.

Підсистема (3.57), (3.58) задана вектором \mathbf{x}_1 , є асимптотично лінеаризованою, її асимптотична поведінка при $\mathbf{x}_2 = 0$ задається лінійним номінальним рівнянням

$$\dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{A}_{11}\mathbf{x}_1.\tag{3.59}$$

Визначивши вектор змінних стану як

$$\mathbf{x}_1 = (\tilde{\theta}, \tilde{M}_c, \tilde{\omega}, \zeta, \eta)^T,\tag{3.60}$$

узагальнені рівняння відпрацювання кутового положення можуть бути записані в стандартній формі $\dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{A}_{11}\mathbf{x}_1$ як

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{\theta}} \\ \dot{\tilde{M}}_c \\ \dot{\tilde{\omega}} \\ \dot{\zeta} \\ \dot{\eta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -k_{\theta} & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_{\omega i} & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -k_{\omega} & 0 & \mu \\ 0 & 0 & 0 & 0 & k_{\eta i} \\ 0 & -\frac{k_{\theta} + k_{\omega}}{\mu} & 0 & -1 & -k_{\eta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{\theta} \\ \tilde{M}_c \\ \tilde{\omega} \\ \zeta \\ \eta \end{pmatrix} \triangleq \mathbf{A}_{11}\mathbf{x}_1.\tag{3.61}$$

Вибором коефіцієнтів регуляторів $k_{\theta}, k_{\omega}, k_{\omega i}, k_{\eta}, k_{\eta i}$ матриця \mathbf{A}_{11} може бути спроектована як Гурвіцева, яка задовольняє умові I теореми.

З урахуванням визначення (3.57), (3.58) та

$$\mathbf{x}_2 = (\tilde{\Psi}_d, \tilde{\Psi}_q, \tilde{i}_d)^T. \quad (3.62)$$

система керування приймає вигляд (3.35):

$$\mathbf{A}_{12}(\mathbf{x}_2, t) = \frac{\tilde{\Psi}_d}{\Psi^*} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -k_\omega & 0 & \mu \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{k_\theta + k_\omega}{\mu} & a_{42} & 0 & k_\omega \end{bmatrix}; \quad (3.63)$$

$$\mathbf{B}_1(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ b_{21} & b_{22} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ b_{41} & b_{42} & 0 \end{bmatrix}; \quad (3.64)$$

$$\mathbf{B}_2(\mathbf{x}_2) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\mu \tilde{i}_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & -k_{\omega l} \tilde{i}_d & 0 \end{bmatrix}; \quad (3.65)$$

$$\mathbf{A}_2(t, \mathbf{x}_1) = \begin{bmatrix} -\alpha & \omega_2 & \alpha L_m \\ -\omega_2 & -\alpha & -\gamma_1 \beta \omega \\ \alpha \beta & \beta \omega & -k_{id} \end{bmatrix}, \quad (3.66)$$

$$\text{де } a_{42} = -\left(\beta \Psi^{*2} + \frac{k_{\omega l}^2}{\mu} \right), \quad b_{21} = \frac{1}{\Psi^*} \left(\frac{M_c}{J} + \ddot{\theta}^* + k_\theta (k_\theta \tilde{\theta} - \tilde{\omega}) \right),$$

$$b_{22} = -\mu \dot{i}_{1d}^*, \quad b_{41} = \left(-\beta \omega^* \Psi^* + \frac{k_{\omega l}}{\mu} b_{21} \right), \quad b_{42} = (\alpha \beta \Psi^* - k_{\omega l} \dot{i}_{1d}^*).$$

Об'єднані рівняння алгоритму векторного керування з непрямою орієнтацією за вектором потокозчеплення ротора складається з:

лінеаризуючого регулятора за вимірюваним виходом

$$\begin{pmatrix} \mathbf{u}_{1a} \\ \mathbf{u}_{1b} \end{pmatrix} = e^{\mathbf{J}\varepsilon_0} \begin{pmatrix} \mathbf{u}_{1d} \\ \mathbf{u}_{1q} \end{pmatrix}; \quad \begin{pmatrix} \dot{\mathbf{i}}_{1d} \\ \dot{\mathbf{i}}_{1q} \end{pmatrix} = e^{-\mathbf{J}\varepsilon_0} \begin{pmatrix} \dot{\mathbf{i}}_{1a} \\ \dot{\mathbf{i}}_{1b} \end{pmatrix}; \quad (3.67)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{u}_{1d} \\ \mathbf{u}_{1q} \end{pmatrix} = \sigma \begin{pmatrix} -\omega_0 \dot{\mathbf{i}}_{1q} + v_{1d} \\ \omega_0 \dot{\mathbf{i}}_{1q} + v_{1q} \end{pmatrix}; \quad (3.68)$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = p_n \omega + \frac{\alpha L_m \dot{i}_{1q}}{\psi^*}, \quad (3.69)$$

регулятора потоку

$$i_{1d}^* = \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^*), \quad (3.70)$$

регулятора струму по осі (d)

$$\begin{aligned} \dot{x}_d &= k_{iid} \tilde{i}_{1d}; \\ v_{1d} &= -k_{id1} \tilde{i}_{1d} - x_d + \gamma i_{1d}^* - \alpha \beta \psi^* + \dot{i}_{1d}^*, \end{aligned} \quad (3.71)$$

де $i_{1d}^* = \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \dot{\psi}^* + \ddot{\psi}^*),$

регулятора швидкості

$$\begin{aligned} i_q^* &= \frac{1}{\mu \psi^*} (\ddot{\theta}^* + k_\theta (k_\theta \tilde{\theta} - \tilde{\omega}) + \hat{M}_c - k_\omega \tilde{\omega}); \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega}, \end{aligned} \quad (3.72)$$

модифікованого регулятора струму по осі (q)

$$v_{1q} = \gamma i_q^* + \omega_0 i_d + \beta \omega \psi^* + \dot{i}_{q1}^* - k_{iq} \tilde{i}_q - \frac{1}{\psi^*} (\dot{\psi}^* \tilde{i}_q + \zeta); \quad (3.73)$$

$$\dot{\zeta} = k_{\eta i} (\psi^* \tilde{i}_q); \quad (3.74)$$

$$\begin{aligned} i_{q1}^* &= \frac{1}{\mu \psi^*} \left[\dot{\hat{M}}_c + \ddot{\theta}^* + k_\theta^2 (-k_\theta \tilde{\theta} + \tilde{\omega}) - (k_\theta + k_\omega) (-k_\omega \tilde{\omega} + \mu \psi^* \tilde{i}_q) \right] - \\ &\quad - \frac{\dot{\psi}^*}{\psi^*} i_q^*, \end{aligned} \quad (3.75)$$

Реальні напруги живлення двигуна мають вигляд

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0 & -\sin \varepsilon_0 \\ \sin \varepsilon_0 & \cos \varepsilon_0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{pmatrix}. \quad (3.76)$$

Структурну схему узагальненого алгоритму відпрацювання кутового положення представлено на рис. 3.4.

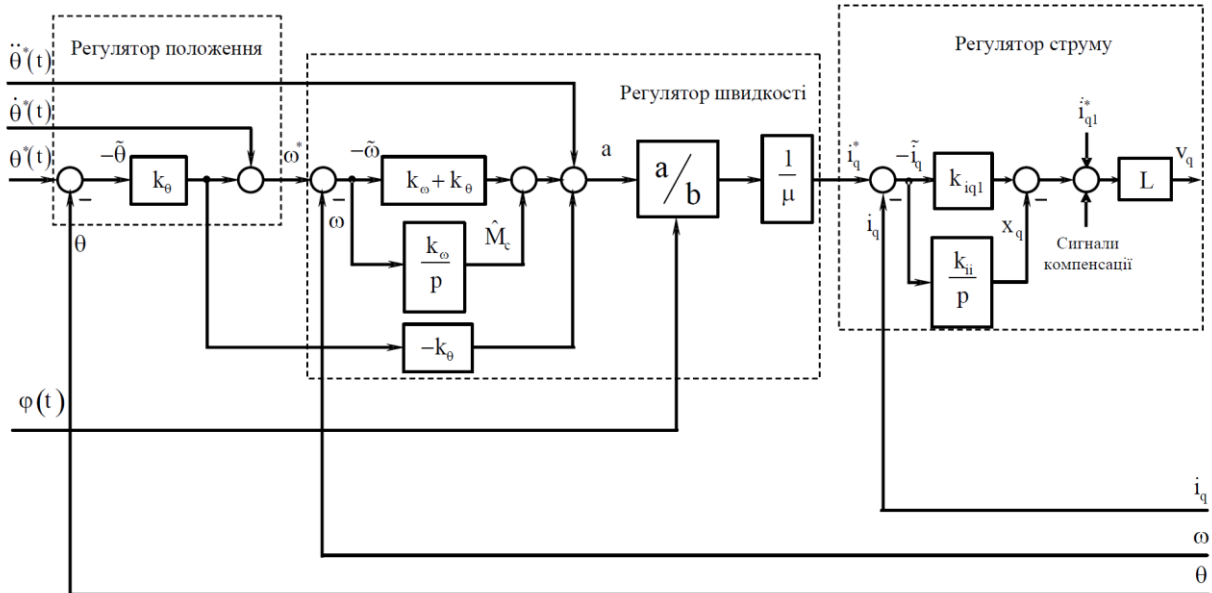


Рисунок 3.4 – Структурна схема уніфікованого регулятора відпрацювання кутового положення

Висновки до розділу 3

1. Розроблені алгоритми прямого векторного керування потокозчепленням, моментом, швидкістю і положенням АД. Алгоритм забезпечує асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій.

2. Розглянуті алгоритми керування положенням потребують формування заданої траєкторії 3-го порядку. Така траєкторія повинна мати наступні обмежені похідні: ривку, прискорення, швидкості та положення. Так досягається асимптотичне відпрацювання кутового положення.

Однією з основних особливостей уніфікованого алгоритму є використання П-регулятора для регулювання кутового положення. П-регулятор забезпечує прямий пропорційний зв'язок між помилкою положення і керуючим сигналом, що дозволяє швидко і точно реагувати на зміни у положенні ротора. Простота реалізації П-регулятора знижує складність і вартість системи керування, роблячи її більш доступною і надійною.

Отримані результати даного розділу показують, що запис математичної моделі асинхронного двигуна та розробка алгоритмів векторного керування дозволяють досягти високої ефективності і точності керування електромеханічною системою мостового крану, що детально досліджено на основі математичного моделювання у наступному розділі роботи.

4 ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ І ПОЛОЖЕННЯ

4.1 Дослідження динаміки системи в режимі регулювання швидкості

При виконанні досліджень необхідно врахувати момент інерції двигуна та момент інерції механізму наступним чином

$$J_{\Sigma} = 2 \cdot J_{\delta} = 2 \cdot 0,74 = 1,48 \text{ кг} \cdot \text{м}^2. \quad (4.1)$$

Виконаємо розрахунок траєкторії заданої швидкості. Для того щоб модуль напруги не перевищував 311 В розгін буде відбуватись до швидкості $\omega_{\max} = 65$ рад/с. Максимальний ривок обмежимо на рівні $\rho_{\max} = 10000$ рад/с³. Розрахуємо максимальне прискорення

$$a_{\max} = \frac{2 \cdot M_n}{J_{\Sigma}} = \frac{2 \cdot 389,17}{1,48} = 525,9 \text{ рад} / \text{с}^2. \quad (4.2)$$

Час руху з постійним ривком дорівнює

$$t_{\rho} = \frac{a_{\max}}{\rho_{\max}} = \frac{525,9}{10000} = 0,053 \text{ с}. \quad (4.3)$$

Час руху із постійним прискоренням визначається так

$$t_a = \frac{\omega_{\max}}{a_{\max}} - t_{\rho} = \frac{65}{525,9} - 0,053 = 0,071 \text{ с}. \quad (4.4)$$

Розрахована траєкторія заданої швидкості, момент навантаження та поточозчеплення двигуна показані графіках рис. 4.1.

При моделюванні роботи електропривода використано коефіцієнт в'язкого тертя 1 та наступні значення коефіцієнтів ПІ-регуляторів:

- для регулятора швидкості – $k_{\omega} = 100$; $k_{i\omega} = \frac{k_{\omega}^2}{2}$;
- для регуляторів струму – $k_i = 700$; $k_{ii} = \frac{k_i^2}{2}$;
- для регулятора поточозчеплення – $k_{\psi} = 100$; $k_{\psi i} = \frac{k_{\psi}^2}{4}$.

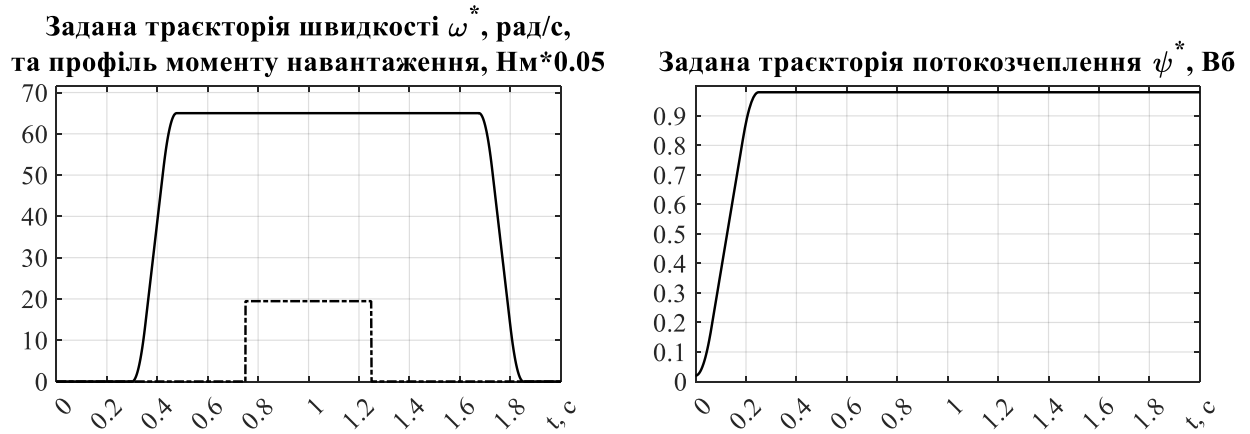


Рисунок 4.1 – Задані траєкторії швидкості, потоку та моменту навантаження

На рис. 4.2 та 4.3 показані графіки перехідних процесів досліджуваного двигуна для номінального режиму.

За отриманими графіками бачимо, що задана траєкторія швидкості асимптотично відпрацьовується. В моменти часу прикладання і зняття статичного моменту навантаження наявні динамічні похибки, які швидко затухають. Ці похибки можливо усунути двома способами: шляхом вимірювання моменту навантаження та компенсацією його у алгоритмі керування або збільшивши на декілька порядків коефіцієнти регулятора швидкості, що є технічно неможливо.

На графіку похибки регулювання потоку бачимо, що похибка відпрацювання потокозчеплення рівна нулю. Це забезпечується роботою регулятора модуля потокозчеплення ротора та відсутністю збурень в підсистемі регулювання потоку завдяки зв'язці процесів керування в електромагнітні та в електромеханічній підсистемах.

Заданий моментоутворюючий струм i_q^* повністю співпадає із формою графіка моменту двигуна. Із графіків струму i_q^* та моменту бачимо, що при розгоні і гальмуванні динамічний момент і струм двох трьох кратному номінальному значенню, як і було розраховано. При розгоні величина струму й моменту лінійно збільшується через те, що зі збільшення швидкості зростає момент навантаження, створений в'язким тертям. Також на холостому ході двигуна присутній деякий невеликий момент, необхідний для компенсації моменту навантаження від в'язкого тертя.

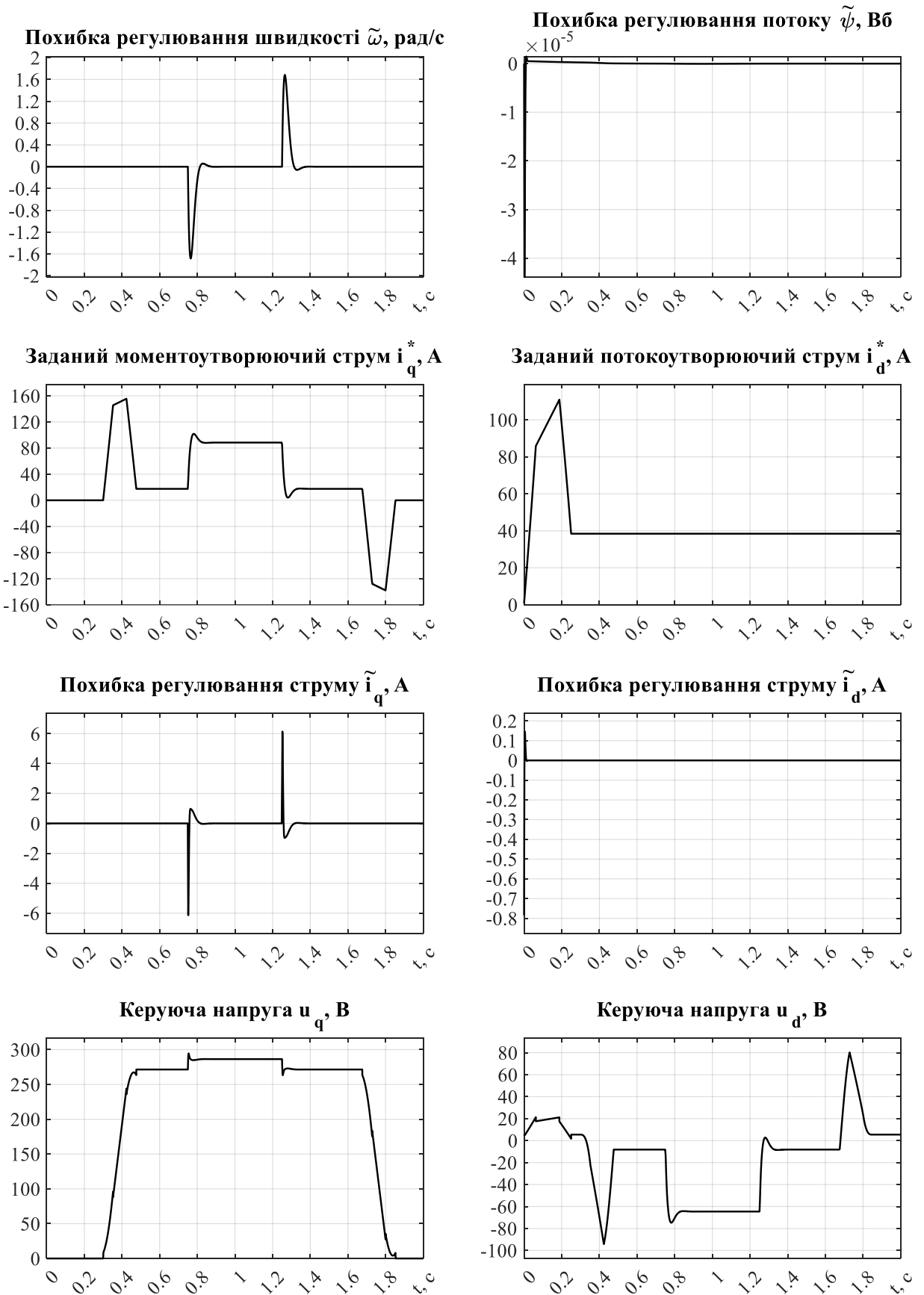


Рисунок 4.2 – Графіки перехідних процесів для дослідження динаміки електропривода при номінальному режимі

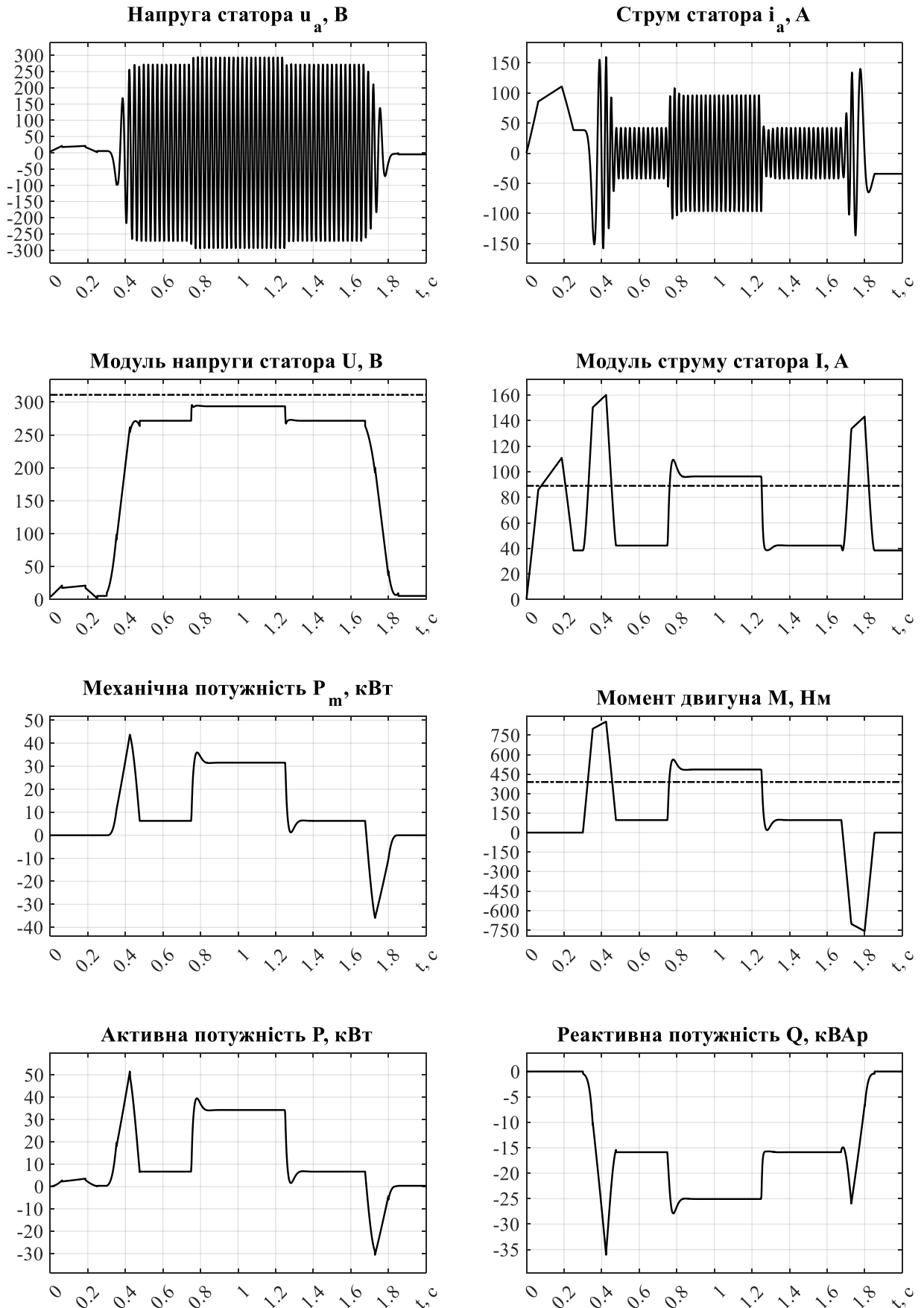


Рисунок 4.3 – Графіки перехідних процесів для дослідження динаміки електропривода при номінальному режимі

При накиданні й скиданні моменту навантаження виникає динамічна похибка відпрацювання струму i_q . Через наявність в контурі регулювання струму ПІ-регулятора, статична похибка відпрацювання струму i_q рівна нулю.

Керуючі напруги u_d , u_q формуються такими, щоб забезпечити необхідні форми струмів по осям (d) і (q).

На графіках напруги та струму по осі a відображені напруга і струм, що відповідають реальним фізичним значенням напруги і струму у фазі А, до якої під'єднано двигун.

На графіку модуля напруги пунктирною лінією позначено фізичне обмеження за напругою, а саме, на рівні 311 В, більшу напругу перетворювач не може видати через обмеження мережі живлення.

На графіку модуля струму пунктирною лінією позначений рівень номінального амплітудного значення струму. Так само на графіку моменту пунктирною лінією позначений номінальний момент, який через в'язке тертя в номінальному режимі перевищує своє номінальне значення. Під номінальним навантаженням момент перевищує своє номінальне значення, це зумовлено наявністю в'язкого тертя.

За графіками механічної і активної потужностей можемо бачити, що при дії номінального моменту навантаження активна потужність перевищує механічну приблизно на 17 %, що свідчить про відносно невисокий ККД двигуна (в даному випадку ККД < 85 %).

4.2 Дослідження впливу траєкторії другого та третього порядку на динаміку системи в режимі регулювання положення

Для управління положенням двигуна необхідно створити певну траєкторію руху, яка буде використовуватися у векторному алгоритмі керування. Алгоритм керування (3.66) – (3.75) дозволяє забезпечити точне виконання кутового положення без помилок, якщо відома траєкторія руху включає три похідні: кутову швидкість, кутове прискорення та ривок. Таку траєкторію називають траєкторією 3-го порядку. При цьому вона не має третьої

похідної, яка використовується в алгоритмі керування. Відсутність третьої похідної у положенні впливає на точність виконання координат двигуна.

Метою було створити траєкторію 2-го порядку для керування положенням, що враховує технологічні обмеження швидкості та прискорення. У дослідженні розглядаються траєкторії 2-го та 3-го порядку для визначення можливості використання траєкторії 2-го порядку для точного позиціонування робочого органу крана-маніпулятора [52] – [54].

Формування траєкторії другого порядку. Постановка задачі формулюється таким чином: за умов обмеженої швидкості обертання двигуна і обмеженого прискорення слід обчислити траєкторію розгону для точного дотримання заданої траєкторії кутового положення двигуна.

Прискорення розраховується виходячи з номінальних параметрів двигуна.

$$\dot{\omega}_0 = \frac{M_n}{J}, \quad (4.5)$$

де M_n – номінальний момент двигуна, J – момент інерції електроприводу.

Визначимо час за який двигун вийде на задану швидкість

$$t_a = \frac{\omega_0}{\dot{\omega}_0}. \quad (4.6)$$

Кутове переміщення валу двигуна за час розгону (4.6)

$$\theta_{ts} = \omega_0 t_a. \quad (4.7)$$

Кутове переміщення валу двигуна за час роботи з заданою швидкістю ω_0

$$\theta_{const} = \theta^* - 2\theta_{ts}. \quad (4.8)$$

Час роботи двигуна із заданою швидкістю

$$t_{const} = \frac{\theta_{const}}{\omega_0}. \quad (4.9)$$

Якщо задане кутове переміщення менше, ніж переміщення двигуна під час розгону чи гальмування при заданій швидкості і обмеженому прискоренні,

необхідно скоригувати швидкість завдання та час роботи на цій швидкості (4.9)

. В такому випадку, траєкторія швидкості виглядатиме як трикутник.

Переміщення яке при цьому відпрацює двигун буде дорівнювати

$$\theta_{\text{all}} = \frac{1}{2} t_{\text{ss}} \cdot \omega_0, \quad (4.10)$$

де t_{ss} - час розгону та гальмування, який дорівнює

$$t_{\text{ss}} = 2 \frac{\omega_0}{\dot{\omega}_0}. \quad (4.11)$$

Виразимо швидкість ω_0 з (4.10) використовуючи (4.11), тоді

$$\omega_0 = \sqrt{\theta_{\text{all}} \dot{\omega}_0}. \quad (4.12)$$

Дослідження динамічних характеристик системи векторного керування положенням АД при траєкторії 2-го та 3-го порядку. Це дослідження спрямоване на вивчення впливу третьої похідної заданого кутового положення на похибки у відпрацюванні координат двигуна. Для цього було проведено стандартний експеримент розгону та гальмування двигуна з використанням траєкторій кутового положення 2-го та 3-го порядків. Номінальні параметри та характеристики досліджуваного двигуна наведені в таблиці 2.2, а опис моделюючої програми можна знайти у Додатку Б.

Під час дослідження використовувалася така послідовність керування:

– В інтервалі часу $0 - 0,4$ с двигун збуджується, траєкторія магнітного потоку починається з $\psi^*(0) = 0,02$ Вб і досягає номінального значення $0,96$ Вб.

– Починаючи з моменту часу $t = 0,5$ с, двигун розганяється і за $0,5$ с досягає заданої швидкості 65 рад/с.

– У момент часу $0,4$ секунди до двигуна прикладається момент навантаження, рівний $M_c = M_n$.

– У момент часу $2,5$ с швидкість зменшується до 0 .

Сформовані траєкторії положення і потокозчеплення показані на рис. 4.4.

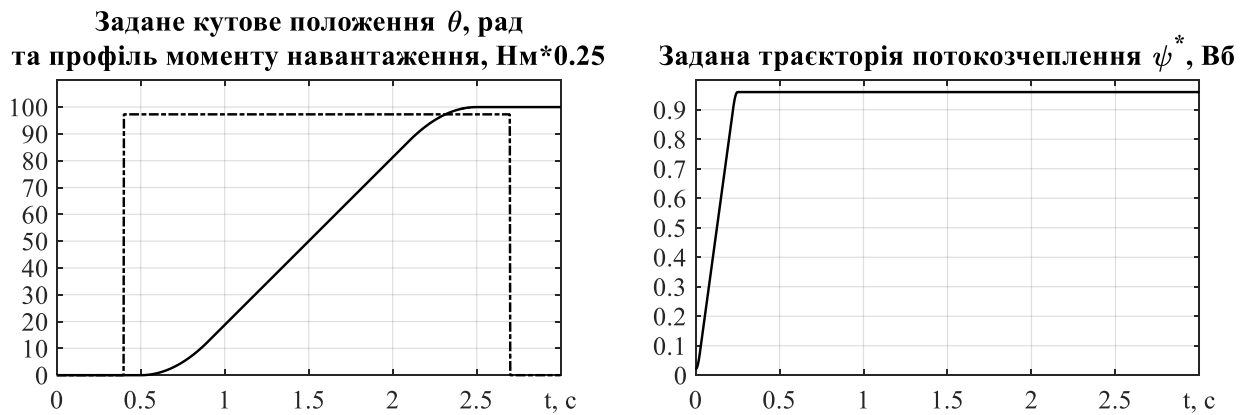


Рисунок 4.4 – Траєкторія завдання положення 2-го порядку, профіль моменту навантаження та задана траєкторія потокозчеплення

Результати даного дослідження представлені на рис. 4.5, рис. 4.6.

Як можемо бачити із отриманих графіків перехідних процесів, присутня динамічна похибка регулювання кутового положення під час прикладання та знімання моменту навантаження, яка складає 0,00015 % від заданого положення. Також можемо спостерігати незначні динамічні похибки під час відпрацювання траєкторії заданого кутового положення. Проте ці значення похибки є дуже малими.

Похибка струму i_q , яка виникає при накиданні та скиданні моменту навантаження на 40 % менша за похибку, яка утворюється при відпрацюванні заданої траєкторії положення. Найбільша динамічна похибка регулювання струму i_q складає близько 21 % від свого максимального усталеного значення. Ця похибка зумовлена відсутністю обмеження ривка.

Такий варіант завдання траєкторії положення 2-го порядку призводить до того, що двигун споживає більше потужності в динамічних режимах й відповідно втрати також збільшуються, що видно із графіків потужності.

Задані траєкторії для досліду системи керування при завданні положення 3-го порядку представлені на рис. 4.7. Результати даного досліду у вигляді графіків перехідних процесів представлені на рис. 4.8, рис. 4.9. Послідовність керування при проведенні даного досліду не змінювалась, змінилась лише траєкторія завдання положення.

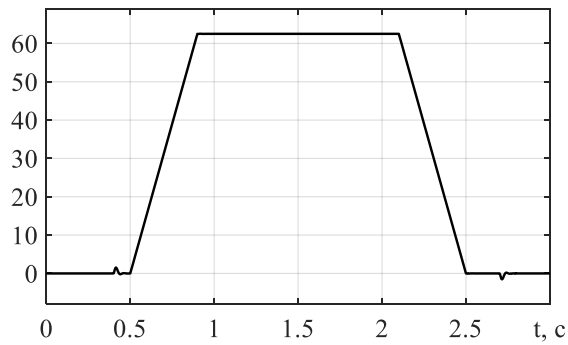
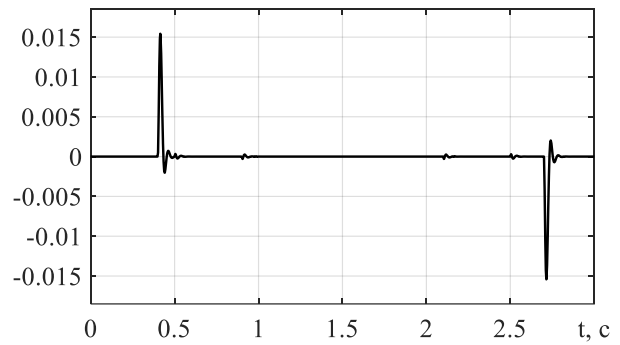
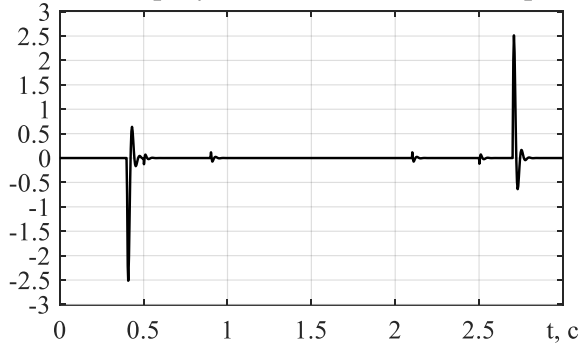
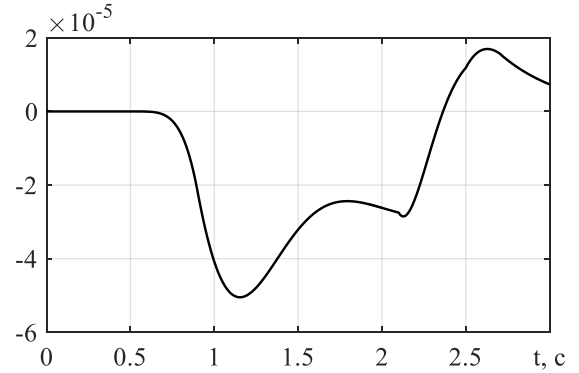
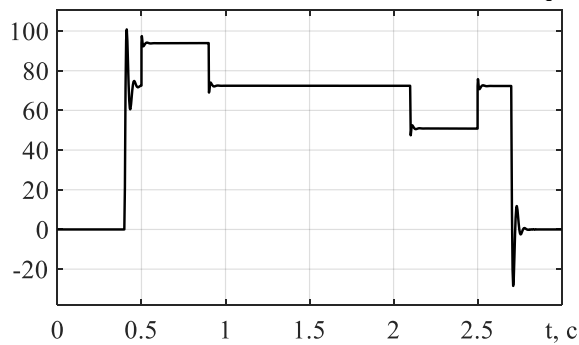
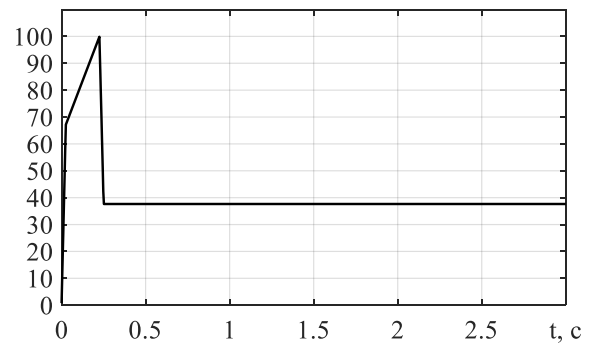
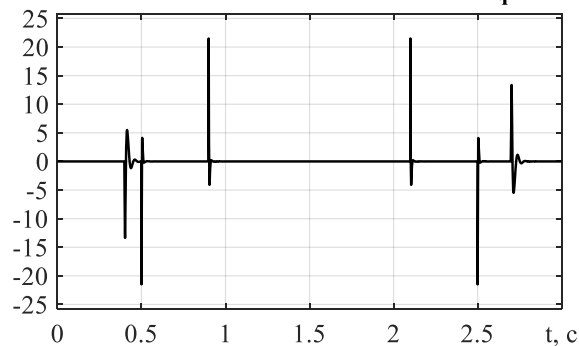
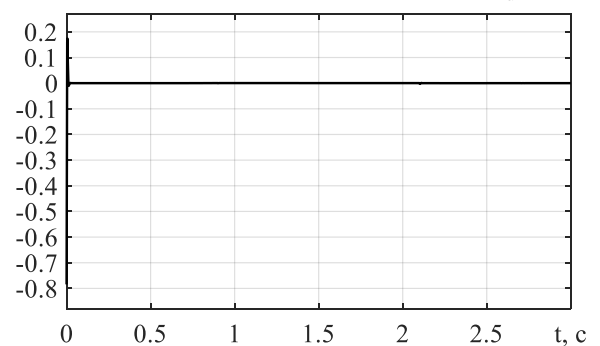
Розраховане завдання швидкості ω^* , рад/с,Похибка кутового положення θ , радПохибка регулювання швидкості ω , рад/сПохибка регулювання потоку ψ , ВбЗаданий моментотворюючий струм i_q^* , АЗаданий потокоутворюючий струм i_d^* , АПохибка регулювання струму i_q , АПохибка регулювання струму i_d , А

Рисунок 4.5 – Графіки перехідних процесів для траєкторії завдання положення

2-го порядку

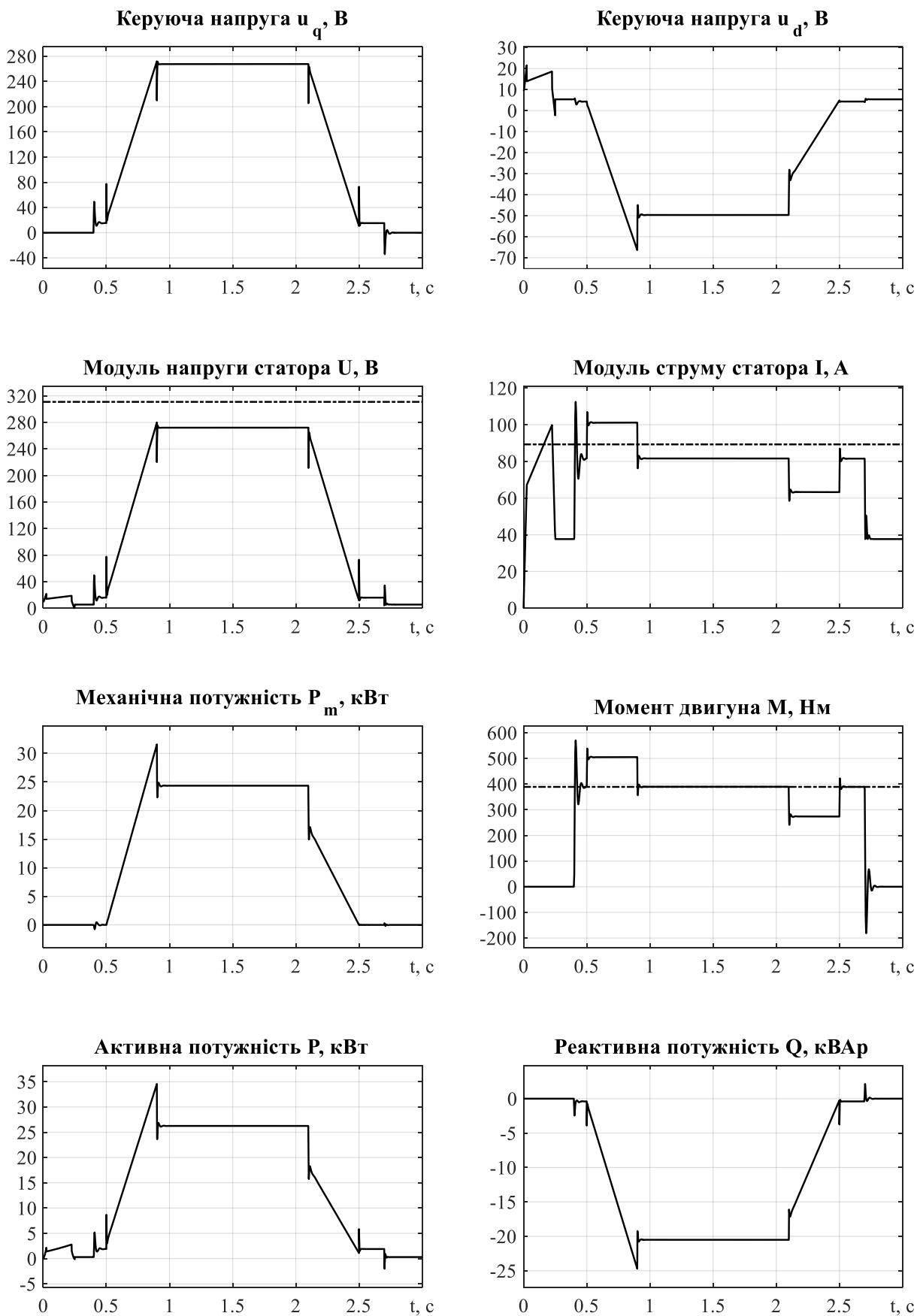


Рисунок 4.6 – Графіки перехідних процесів для траєкторії завдання положення 2-го порядку

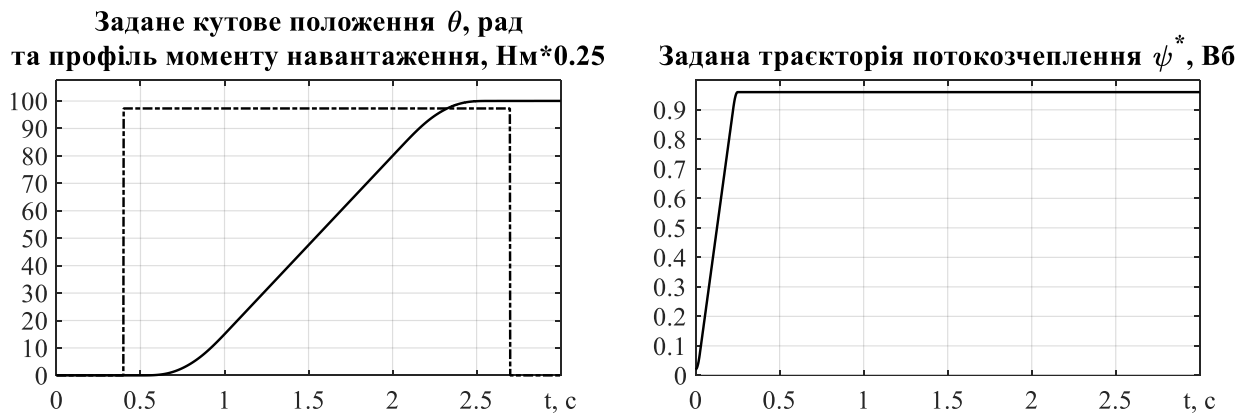


Рисунок 4.7 – Траєкторія завдання положення 3-го порядку, профіль моменту навантаження та задана траєкторія потокозчеплення

За отриманими результатами даного дослідження бачимо, що динамічна похибка кутового положення, яка зумовлена дією моменту навантаження, залишилася незмінною. Динамічні похибки кутового положення, які зумовлені відпрацюванням завдання, стали менш помітними на графіку. Але їх числові значення навіть не приводяться, бо ці зміни лежать у межах 0,0001 %, що цілком задовольняє точність механізму переміщення візка мостового крану.

Похибка регулювання струму i_q , яка виникає при накиданні та скиданні моменту навантаження залишилася незмінною у порівнянні із попереднім тестом. Але похибка струму i_q , що виникає внаслідок відпрацювання траєкторії завдання, зменшилася на 82 %. Таке зменшення похибки є суттєвим покращенням, особливо для електричної частини електроприводу.

Зменшення похибки струмів зумовило зменшення активної потужності в динамічному режимі до значення, яке навіть не перевищує номінальну потужність двигуна.

Висновки до розділу 4

Проведено дослідження динамічних характеристик електроприводу в режимах регулювання швидкості та положення. Виявлено, що при накиданні та скиданні моменту навантаження виникає динамічна похибка відпрацювання координат, які асимптотично затухають до нуля завдяки лінеаризуючим системам керування.

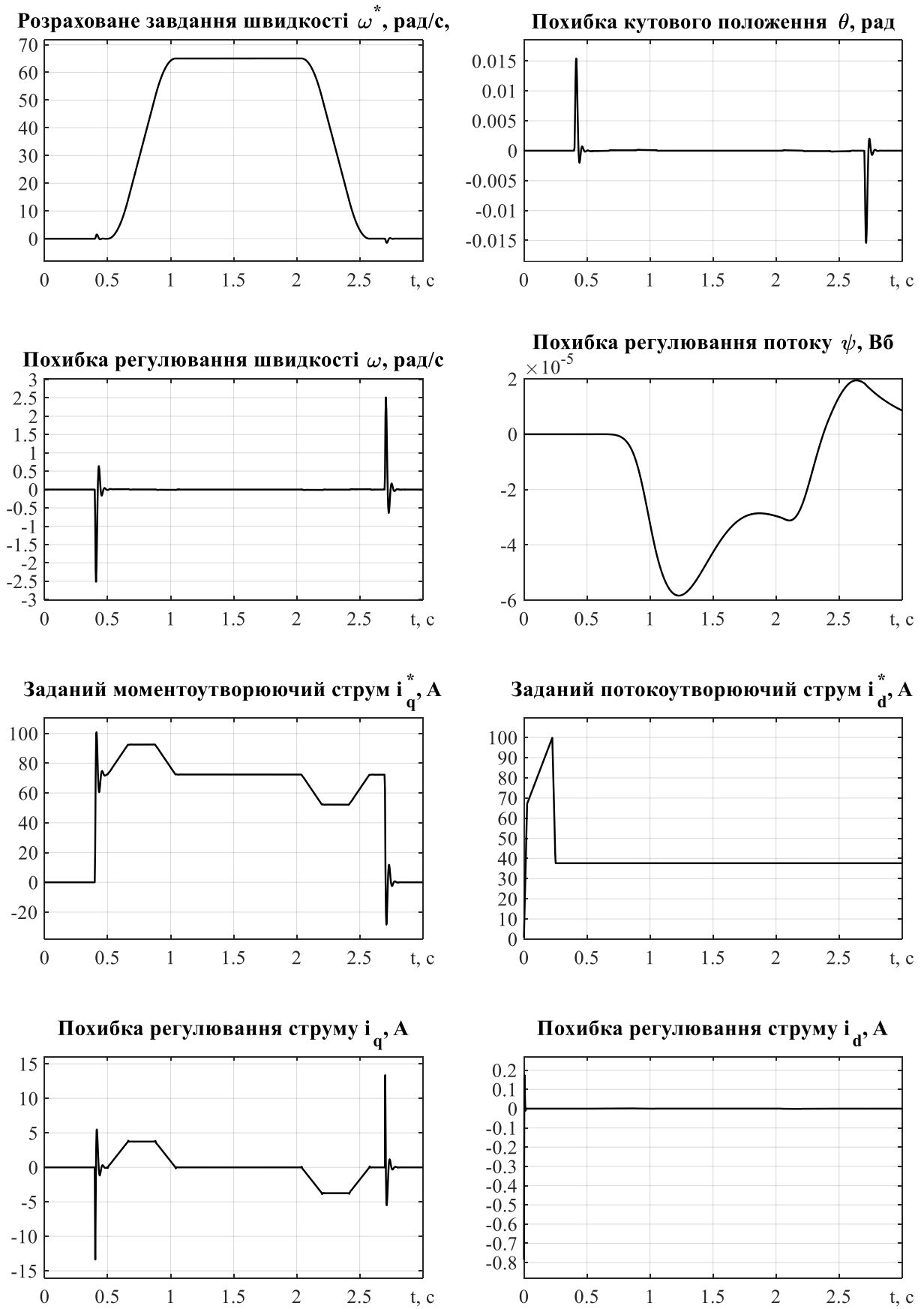


Рисунок 4.8 – Графіки перехідних процесів для траєкторії завдання положення 3-го порядку

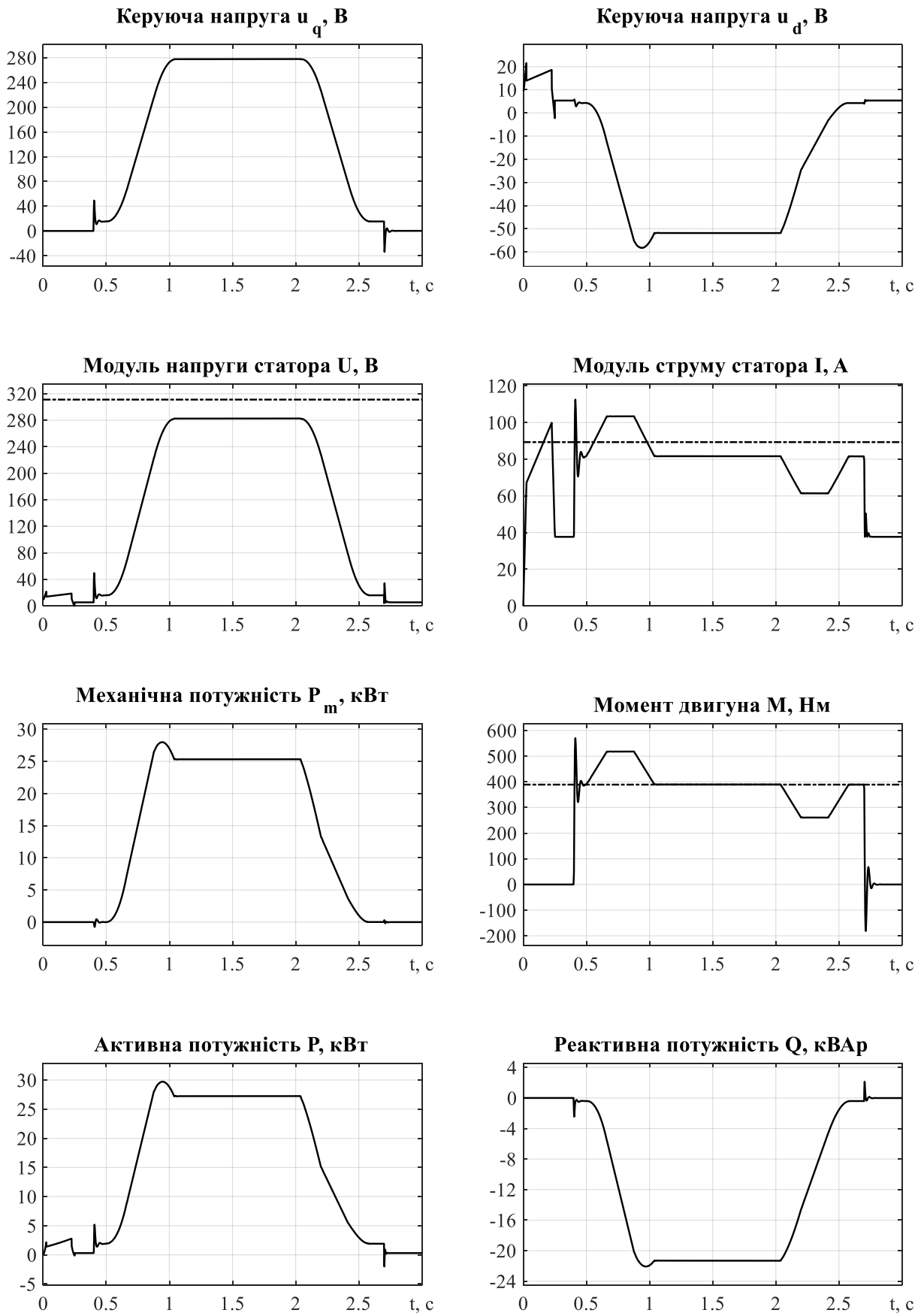


Рисунок 4.9 – Графіки перехідних процесів для траєкторії завдання положення 3-го порядку

Це дозволяє досягти нульової статичної похибки. Заданий моментоутворюючий струм відповідає графіку моменту двигуна, а при розгоні та гальмуванні динамічні параметри досягають двох-трьох кратного номінального значення, що підтверджує правильність розрахунків. Під час розгону величина струму та моменту лінійно зростають через збільшення моменту навантаження, створеного в'язким тертям.

Також було досліджено динамічні характеристики системи векторного керування положенням асинхронного двигуна при траєкторіях 2-го та 3-го порядків. Виявлено, що при використанні траєкторій 3-го порядку спостерігається незначна динамічна похибка регулювання кутового положення під час прикладання та знімання моменту навантаження, яка складає 0,00015% від заданого положення. Похибка струму i_q при накиданні та скиданні моменту навантаження є на 40% меншою за похибку, що утворюється при відпрацюванні заданої траєкторії положення, а її найбільша динамічна похибка складає близько 21% від максимального усталеного значення, що зумовлено відсутністю обмеження ривка. Використання траєкторії положення 2-го порядку призводить до збільшення споживання потужності в динамічних режимах, але зменшує активну потужність до значень, що не перевищують номінальну потужність двигуна.

Результати дослідження свідчать про те, що динамічна похибка кутового положення, викликана дією моменту навантаження, залишилася незмінною. Динамічні похибки кутового положення, зумовлені відпрацюванням завдання, стали менш помітними на графіку, а їх числові значення не перевищують 0,0001%, що цілком задовольняє точність переміщення візка мостового крану. Похибка регулювання струму i_q при накиданні та скиданні моменту навантаження залишилася незмінною, але похибка, що виникає внаслідок відпрацювання траєкторії завдання, зменшилася на 82%. Це зменшення похибки є суттєвим покращенням для електричної частини електроприводу.

Загалом, слідуює, що розроблені методи керування і застосовані підходи дозволяють значно підвищити ефективність та точність роботи електроприводу, знизити динамічні похибки і оптимізувати споживання енергії.

5 НАЛАШТУВАННЯ АЛГОРИТМІВ ВІДПРАЦЮВАННЯ КООРДИНАТ В АСИНХРОННОМУ ЕЛЕКТРОПРИВОДІ

Розглянуті алгоритми керування координатами двигунів, потребують визначення коефіцієнтів налаштування регуляторів. Ці коефіцієнти потрібні для відпрацювання електромеханічних координат відповідно до встановлених показників якості. Тому для рішення поставленої задачі важливо визначити методики знаходження коефіцієнтів налаштувань.

5.1 Налаштування уніфікованого алгоритму відпрацювання швидкості

Блочно-діагональна структура матриці \mathbf{A}_{11} (3.33), отримана в результаті синтезу ЕМС на основі АД в [50], має такі характеристики: верхній лівий блок 2×2 відповідає за поведінку зовнішнього контуру регулювання швидкості, нижній правий блок – модифікованого контуру регулювання струму по осі q , в якому похибка відпрацювання задається змінною η , яка пропорційна похибки відпрацювання моменту. Ця похибка врахована в замкнутому контурі з коефіцієнтом зворотного зв'язку k_ω по змінній \tilde{M}_c .

У відокремленому вигляді кожний контур керування представляє собою динамічну систему другого порядку з характеристичними рівняннями

$$p^2 + 2\xi_s \omega_{os} p + \omega_{os}^2 = 0 \quad (5.1)$$

для контуру регулювання швидкості та

$$p^2 + 2\xi_i \omega_{oi} p + \omega_{oi}^2 = 0 \quad (5.2)$$

для модифікованого контуру регулювання струму, де ω_{os} , ω_{oi} – власні частоти недемпфованих коливань, ξ_s , ξ_i – коефіцієнти демпфування ланок, відповідно до контуру регулювання. З (5.1), (5.2) виведемо вираз для параметрів налаштування регуляторів системи

$$k_\omega = 2\xi_s \omega_{os}, k_\eta = 2\xi_i \omega_{oi}, k_{\omega_i} = \omega_{os}^2, k_{\eta_i} = \omega_{oi}^2. \quad (5.3)$$

Для знаходження параметрів налаштування (5.3) матриці \mathbf{A}_{11} можуть бути використані стандартні методи оптимізації лінійних систем. Каскадна

структура A_{11} дає змогу отримати просту та ефективну процедуру знаходження коефіцієнтів налаштування системи керування, схожу з відомою в системах підпорядкованого регулювання параметрів, відповідно з якою швидкодія внутрішнього контуру удвічі більше швидкодії зовнішнього.

Для розділення за часом цих контурів задамо наступне співвідношення

$$\omega_{oi} = \rho \omega_{os}, \quad \rho > 3, \quad (5.4)$$

якщо коефіцієнти демпфування ξ_s, ξ_i в кожному з контурів дорівнюють 1 чи $\sqrt{2}/2$. При обраних значеннях ξ_s, ξ_i , а також з (5.4) встановимо, що динамічна поведінка системи (3.33) задається вибором ω_{os} для контуру регулювання швидкості та параметром $\rho > 3$, встановлюючого рівень розділення контурів в часі. При $\rho \gg 1$ система (3.33) стає близькою до системи струмового керування.

В загальному випадку, коли розглядається система регулювання швидкості з граничною швидкістю, необхідно встановити вплив параметра ρ на досягнення показників якості керування. Для цього виконаємо нормування (3.33) за допомогою переходу до нормованого часу

$$\bar{t} = \omega_{os} t, \quad (5.5)$$

та нормованих змінних

$$\bar{M}_c = \left(\frac{J}{M_c} \right) \tilde{M}_c, \quad \bar{M} = \left(\frac{J}{M_c} \right) \hat{M}_c, \quad \bar{\omega} = \left(\omega_{os} \frac{J}{M_c} \right) \tilde{\omega}, \quad \bar{\eta} = \left(\mu \frac{J}{M_c} \right) \eta, \quad \bar{\xi} = \left(\frac{1}{\omega_{os}} \mu \frac{J}{M_c} \right) \xi. \quad (5.6)$$

У відносних одиницях рівняння (3.33) набуває вигляду

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{M}_c}{d\bar{t}} &= -\bar{\omega}; \\ \frac{d\bar{\omega}}{d\bar{t}} &= -2\xi_s \bar{\omega} - 1 + \bar{M}_c + \bar{\eta}; \\ \frac{d\bar{\xi}}{d\bar{t}} &= \rho^2 \bar{\eta}; \\ \frac{d\bar{\eta}}{d\bar{t}} &= -2\xi_i \rho \bar{\eta} - \bar{\xi} + 2\xi_s \left(-1 + \bar{M}_c \right). \end{aligned} \quad (5.7)$$

Динамічна поведінка системи (5.7) при зафіксованих значеннях коефіцієнтів демпфування ξ_s, ξ_i в кожному із ізольованих контурів регулювання визначається тільки параметром ρ , який встановлює розділення процесів керування в контурах регулювання швидкості та струму.

5.2 Налаштування уніфікованого алгоритму відпрацювання кутового положення

Як і для керування швидкістю, при відпрацюванні кутового положення системи керування механічними координатами та потокозчепленням розв'язані. Після затухання процесів в системі потокозчеплення, обумовлених початковими умовами при збудженні машини, динамічна поведінка буде задаватися рівняннями динаміки (3.57), (3.58). Якщо $\mathbf{x}_1(0) = 0$, то відпрацювання координат буде здійснюватися без похибок, що є принципово важливим в системах керування рухом. Структура матриці \mathbf{A}_{11} (3.61) забезпечує грубість номінальної динаміки щодо адитивних збурень, створених електромагнітною підсистемою. Перехідні процеси, обумовлені прикладанням моменту навантаження $M_c = \text{const}$, будуть однаковими для всіх типів двигунів. При цьому компенсація M_c в синтезованій структурі має властивість затухання збурень, тому його вплив може бути доволіно зменшений за рахунок збільшення власної частоти недемпфованих коливань ω_{os} контуру регулювання швидкості. Це важливо для синтезування каскадних структур, в яких еквівалентні рівняння динаміки похибок відпрацювання йдуть послідовно. Така конфігурація визначає тип багатоконтурних грубих систем.

З (3.57), (3.58) випливає, що вихідний сигнал контуру регулювання швидкості $\tilde{\omega}$ є входом контуру регулювання положення, тому зменшення $\tilde{\omega}$ призводить до зменшення $\tilde{\theta}$. При обмеженнях параметрів налаштування контуру швидкості, подальше зменшення похибки відпрацювання положення досягається за рахунок зміни налаштувань контуру положення.

В порівнянні з \mathbf{A}_{11} (3.33) при регулюванні кутової швидкості відповідний модуль в (3.63) доповнений коефіцієнтом k_θ . Оскільки при розгляданні

багатоконтурних систем важливо зберегти незалежне налаштування параметрів контуру регулювання, то потрібно встановити для яких значень k_θ можливе використання налаштувань алгоритму керування кутової швидкості при відсутності контуру регулювання положення. Знайдемо власну частоту аперіодичної ланки першого порядку, якою описується поведінка контуру регулювання положення в (3.61):

$$\omega_{оп} = k_\theta. \quad (5.8)$$

Тоді, використовуючи $\omega_{оп} = \rho_1 \omega_{ос}$ та процедуру нормування, отримаємо наступне рівняння для системи з матрицею A_{11} (3.61) при $v_1 = 0$:

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{\theta}}{dt} &= -\rho_1 \bar{\theta} + \bar{\omega}; \\ \frac{d\bar{M}_c}{dt} &= -\bar{\omega}; \\ \frac{d\bar{\omega}}{dt} &= -2\xi_s \bar{\omega} - 1 + \bar{M}_c + \bar{\eta}; \\ \frac{d\bar{\xi}}{dt} &= \rho^2 \bar{\eta}; \\ \frac{d\bar{\eta}}{dt} &= -2\xi_i \rho \bar{\eta} - \bar{\xi} + 2\xi_s (-1 + \bar{M}_c); \\ \frac{d\bar{\eta}}{dt} &= -2\xi_i \rho \bar{\eta} - \bar{\xi} + (2\xi_s + \rho_1) (-1 + \bar{M}_c) - 4\xi_s \bar{\omega}, \end{aligned} \quad (5.9)$$

де ρ_1 - коефіцієнт, який встановлює взаємо зв'язок для власних частот в контурах регулювання положення та швидкості; $\bar{\theta} = \omega_{ос}^2 \frac{J}{M_c} \tilde{\theta}$ - нормоване значення похибки відпрацювання положення.

На рис. 5.1 представлені графіки нормованих перехідних процесів відпрацювання кутового положення при накиданні моменту навантаження для налаштування алгоритму відпрацювання кутової швидкості з параметрами $\xi_s = \xi_i = 1$, $\rho = 4$ і значеннями $\rho_1 = 0.5; 1; 2; 4$. З графіків можливо побачити, що при збільшенні значення k_θ до $2k_\omega$ якість процесів відпрацювання кутової

швидкості мало змінюється, а похибки положення, як і впливає з теоретичного аналізу, зменшуються.

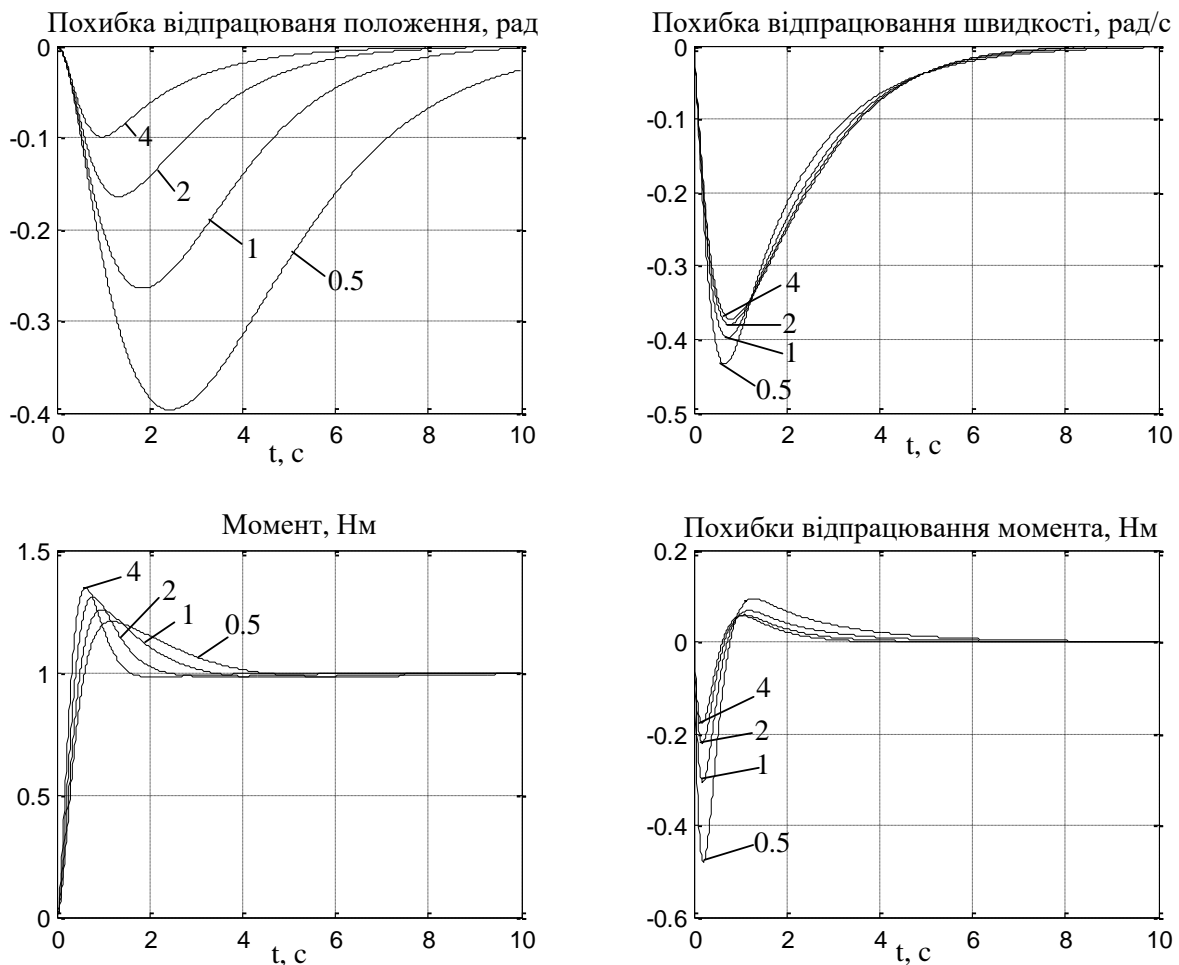


Рисунок 5.1 – Графіки нормованих перехідних процесів при відпрацювання положення для $\rho_1 = 0.5; 1; 2; 4$

5.3 Дослідження динамічних характеристик системи векторного керування положенням АД при варіаціях моменту інерції

Метою цього дослідження є перевірка показників якості відпрацювання заданих траєкторій координат двигуна при варіаціях моменту інерції при наведених раніше налаштуваннях системи. Для цього було проведено стандартний експеримент розгону-гальмування двигуна з завданням траєкторії кутового положення.

Номінальні дані та параметри досліджуваного двигуна наведені в табл. 5.1.

Таблиця 5.1 – Параметри двигуна 4AA56B4У3

P_{2n} , кВт	0.18	R_1 , Ом	55.536	λ	2.2	α_1 , Ом/Гн	38.351
ω_{xx} , рад/с	157	R_2 , Ом	46.352	I_n , А	0.668	α , Ом/Гн	30.566
ω_n , рад/с	143	L_1 , Гн	1.448	ψ_{1xx} , Вб	0.988	β , 1/Гн	3.916
M_n , Н·м	1.258	L_2 , Гн	1.516	σ , Гн	0.229	γ , Ом/Гн	397.548
M_k , Н·м	2.767	L_m , Гн	1.36				

Послідовність операції керування. При дослідженні використовувалась наступна послідовність операцій керування:

– на інтервалі часу $0 - 0.2$ с машина збуджується, траєкторія потокозчеплення починається з $\psi^*(0) = 0.002$ Вб і досягає номінального значення 0.9 Вб;

– з моменту часу $t = 0.8$ с двигун розганяється та за 0.4 с досягає номінальної швидкості 105 рад/с;

– в момент часу 0.25 с прикладається момент навантаження рівний $M_c = M_n = 1.373 \text{ Í} \cdot \dot{i}$;

– в момент часу 1.8 с швидкість двигуна зменшується до 0 рад/с.

Сформовані траєкторії положення та потокозчеплення показані на рис. 5.2.

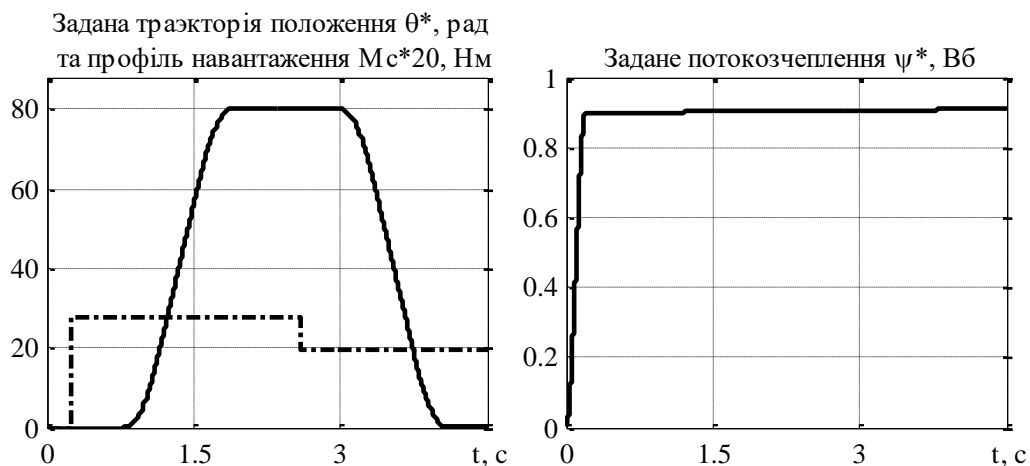


Рисунок 5.2 – Задані траєкторії положення та потокозчепленню

Розгін та гальмування ведеться з обмеженням швидкості, щоб не перевищити напругу живлення 311 В, $\omega_0 = 105$ рад/с по траєкторії 2-го порядку.

Алгоритм векторного керування має наступні коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регуляторів струму та швидкості:

1-й графік: $k_i = 700$, $k_{ii} = 245000$, $k_\omega = 100$, $k_{\omega i} = 5000$, $k_\theta = 50$;

2-й графік: $k_i = 1000$, $k_{ii} = 500000$, $k_\omega = 250$, $k_{\omega i} = 31250$, $k_\theta = 100$;

3-й графік: $k_i = 1000$, $k_{ii} = 500000$, $k_\omega = 250$, $k_{\omega i} = 31250$, $k_\theta = 200$.

Сумарний приведенний момент інерції електроприводу з навантаженням:

$$J_{\text{нл}\Sigma} = 4.057 \cdot 10^{-3} \text{ êã} \cdot \text{ì}^2.$$

Проведемо дослідження для значень сумарного приведенного моменту інерції електроприводу $0.5J_{\text{нл}\Sigma}$, $1.0J_{\text{нл}\Sigma}$, $1.5J_{\text{нл}\Sigma}$.

З аналізу графіків рис. 5.3-5.14 бачимо, що при відпрацюванні заданої траєкторії 2-го порядку похибки відпрацювання положення зменшуються при збільшенні коефіцієнту регулятора положення. Помилки відпрацювання швидкості та положення двигуна при роботі з моментом інерції $0.5J_{\text{нл}\Sigma}$, $1.5J_{\text{нл}\Sigma}$ на порядок вище ніж при $1.0J_{\text{нл}\Sigma}$.

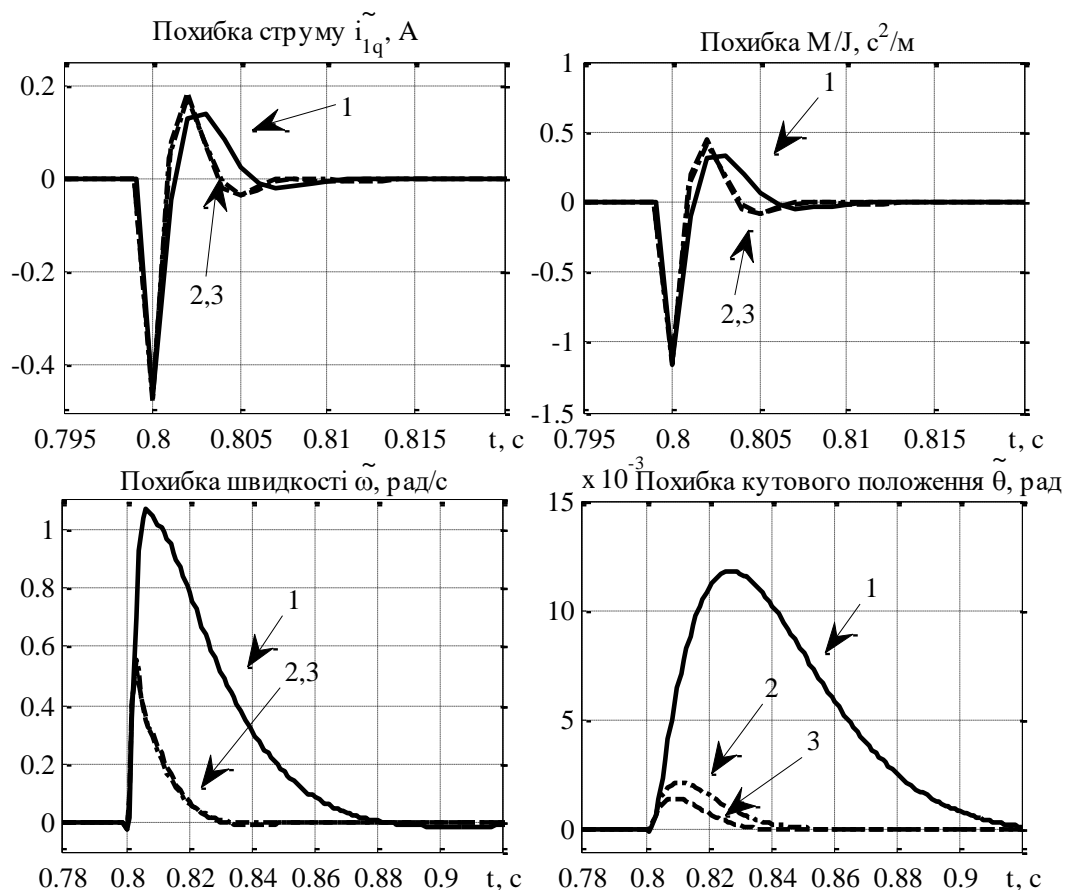


Рисунок 5.3 – Похибки відпрацювання при початку розгону для $0.5J_{\text{нл}\Sigma}$

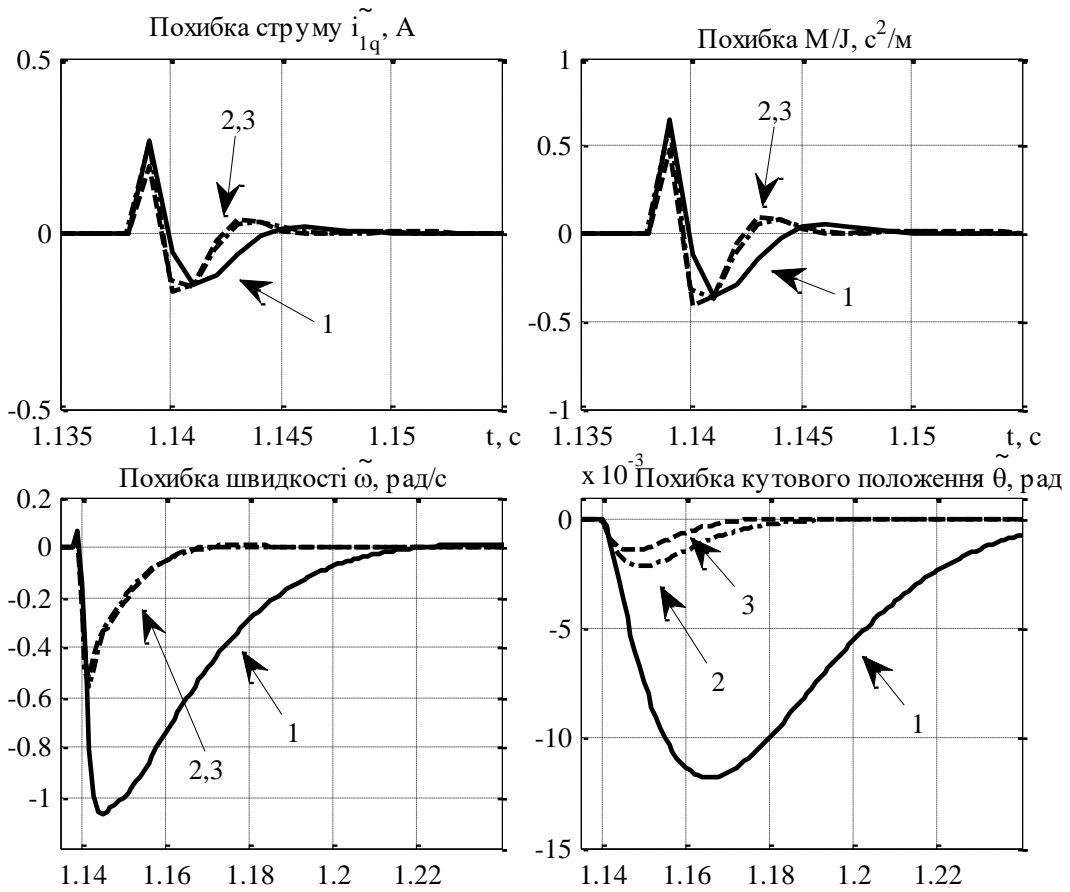


Рисунок 5.4 – Похибки відпрацювання при закінченні розгону для $0.5J_{n1\Sigma}$

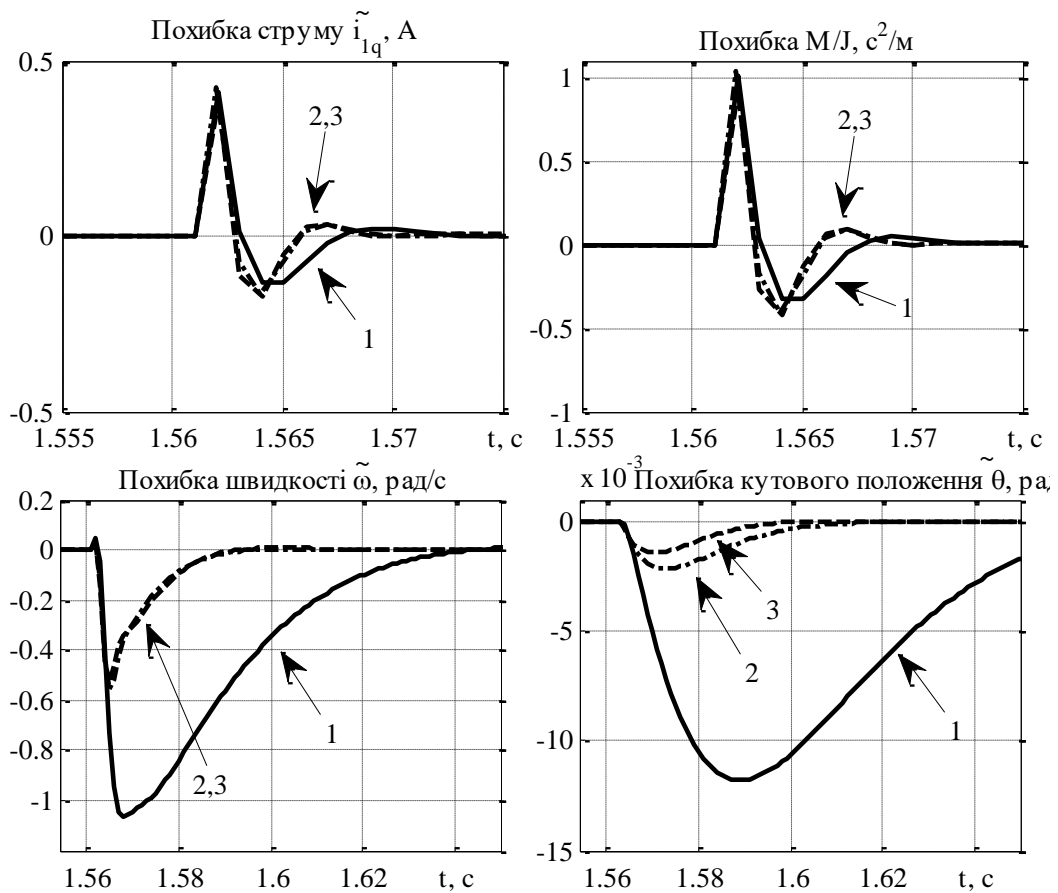


Рисунок 5.5 – Похибки відпрацювання при початку гальмування для $0.5J_{n1\Sigma}$

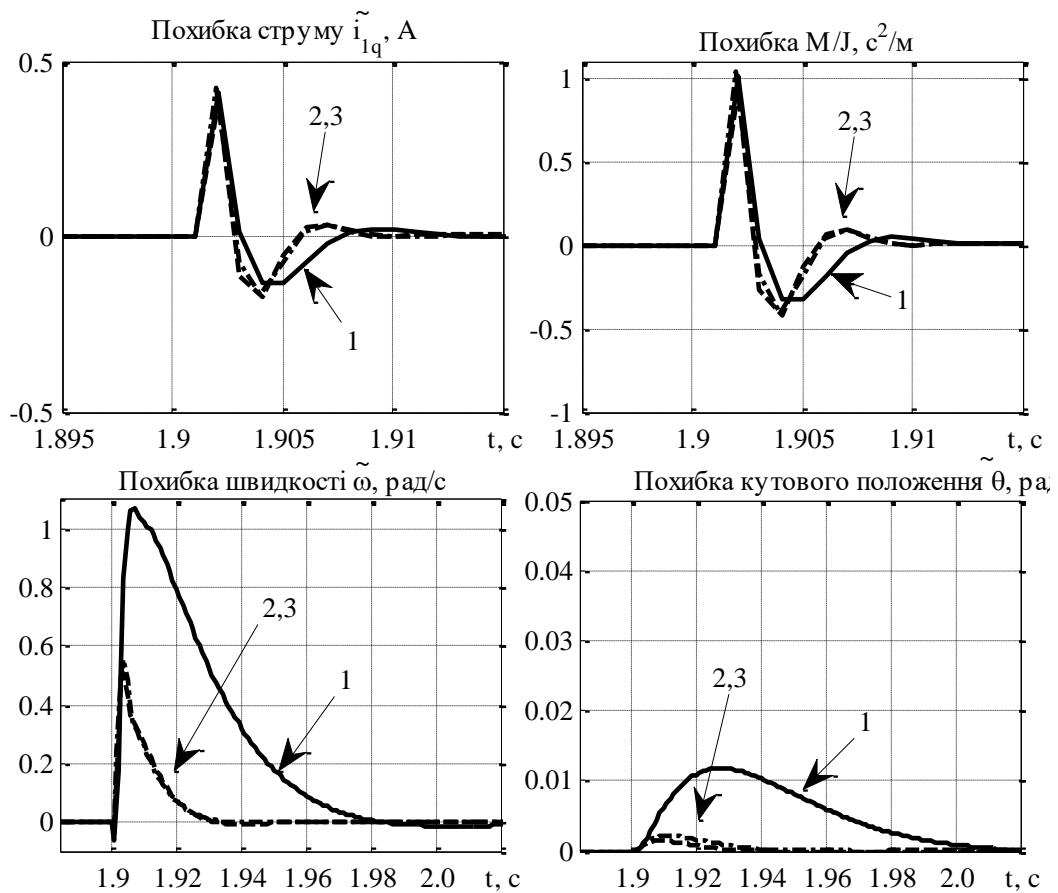


Рисунок 5.6 – Похибки відпрацювання при кінці гальмування для $0.5J_{\text{нi}\Sigma}$

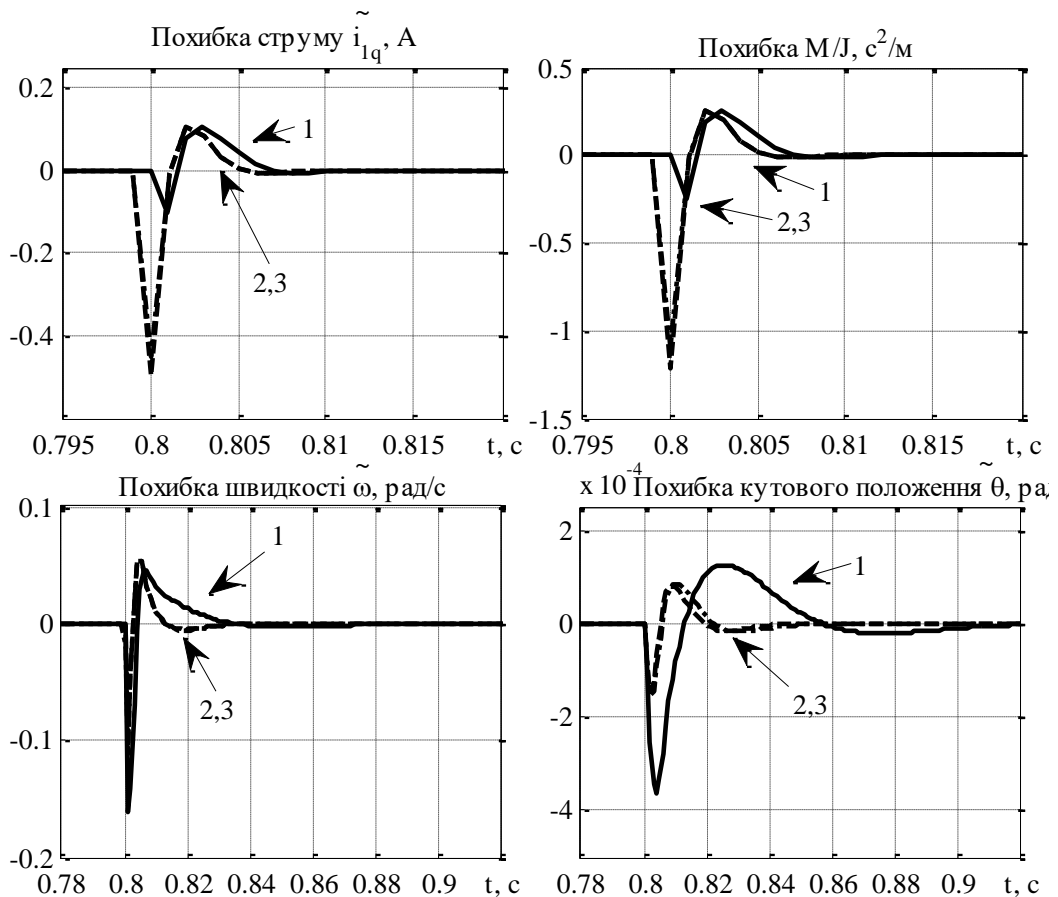


Рисунок 5.7 – Похибки відпрацювання при початку розгону для $1.0J_{\text{нi}\Sigma}$

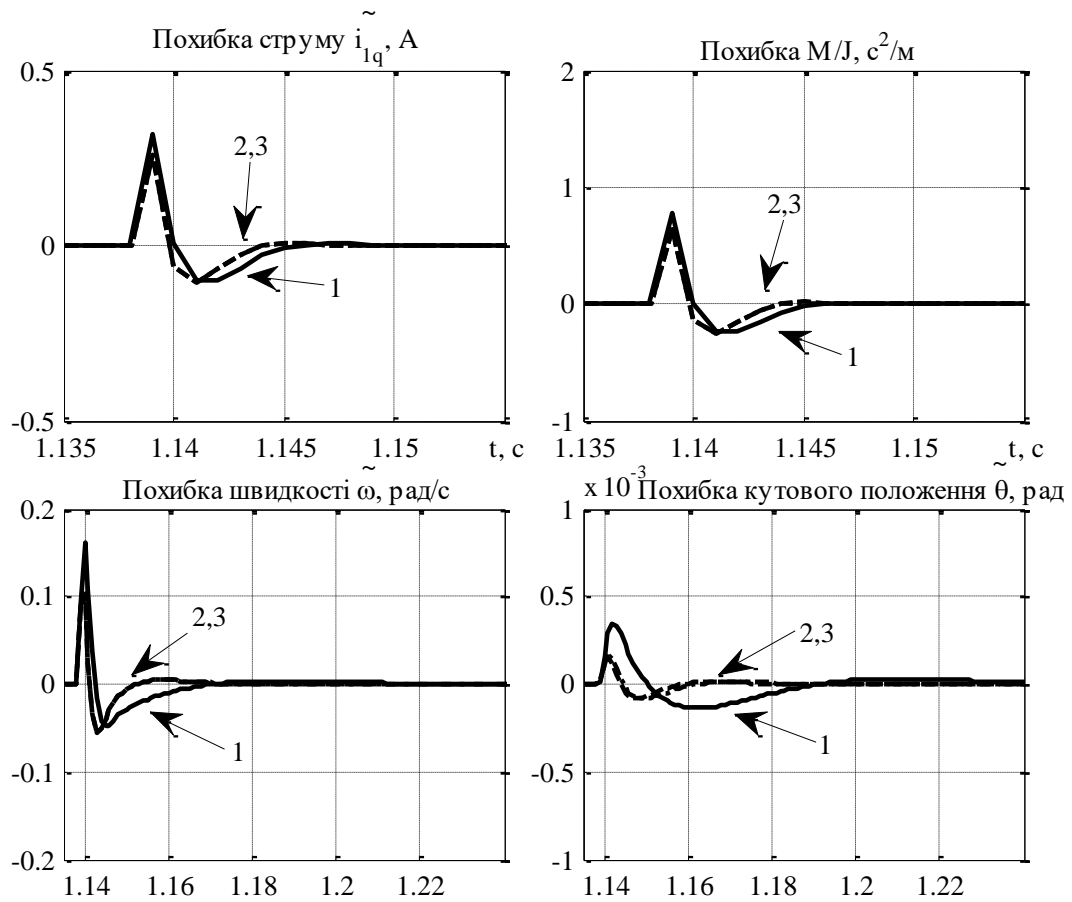


Рисунок 5.8 – Похибки відпрацювання при закінченні розгону для $1.0J_{\text{пл}\Sigma}$

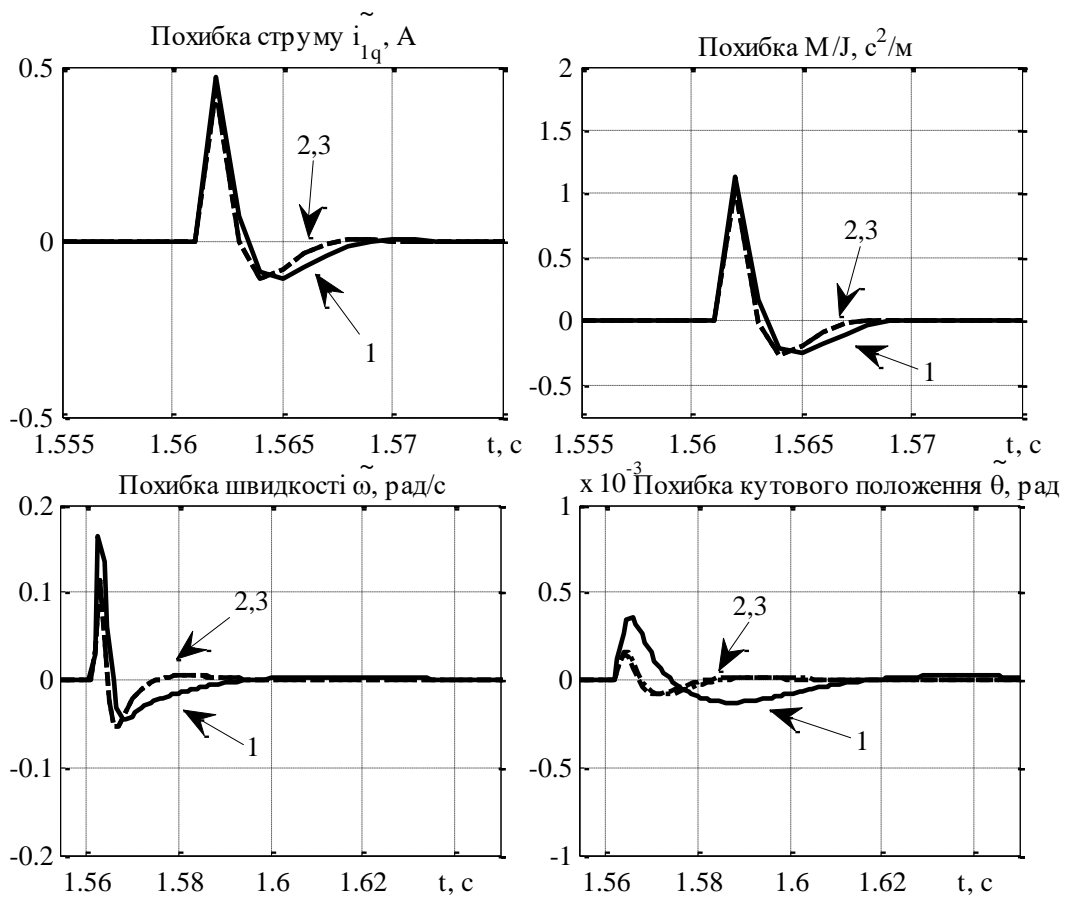


Рисунок 5.9 – Похибки відпрацювання при початку гальмування для $1.0J_{\text{пл}\Sigma}$

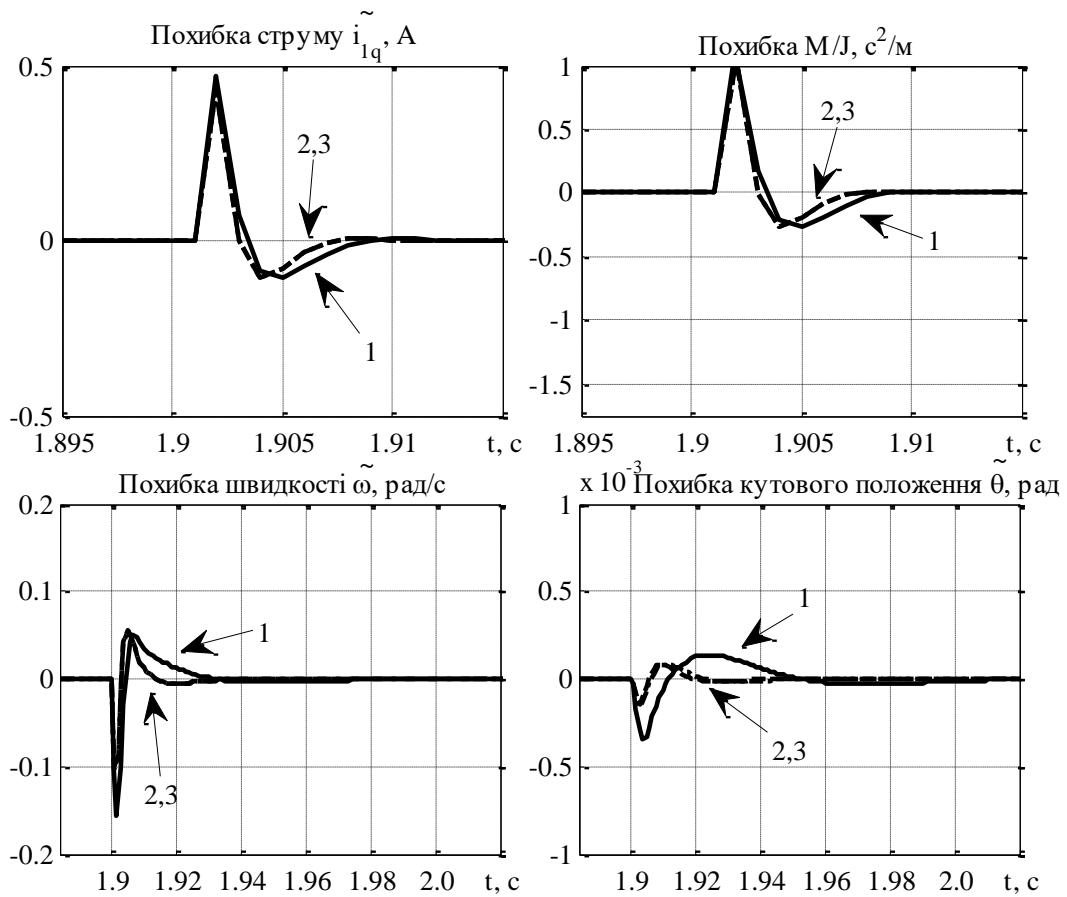


Рисунок 5.10 – Похибки відпрацювання при кінці гальмування для $1.0J_{нл\Sigma}$

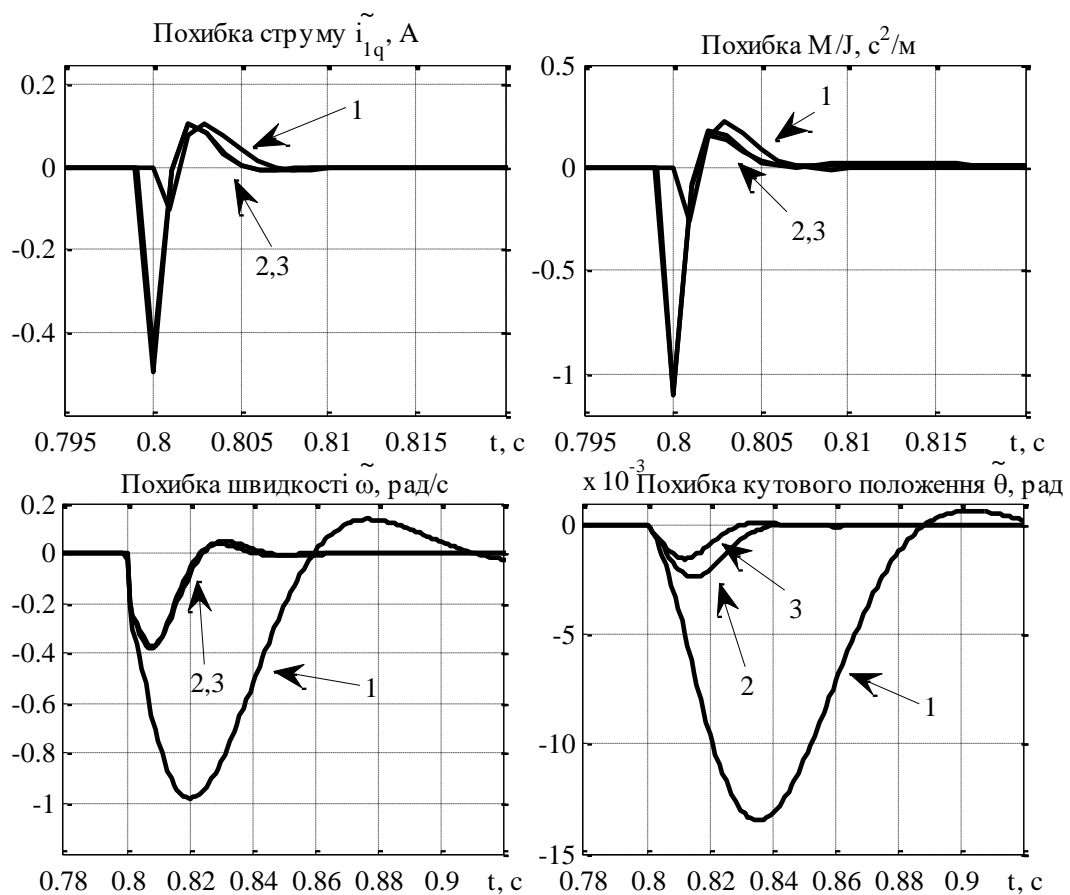


Рисунок 5.11 – Похибки відпрацювання при початку розгону для $1.5J_{нл\Sigma}$

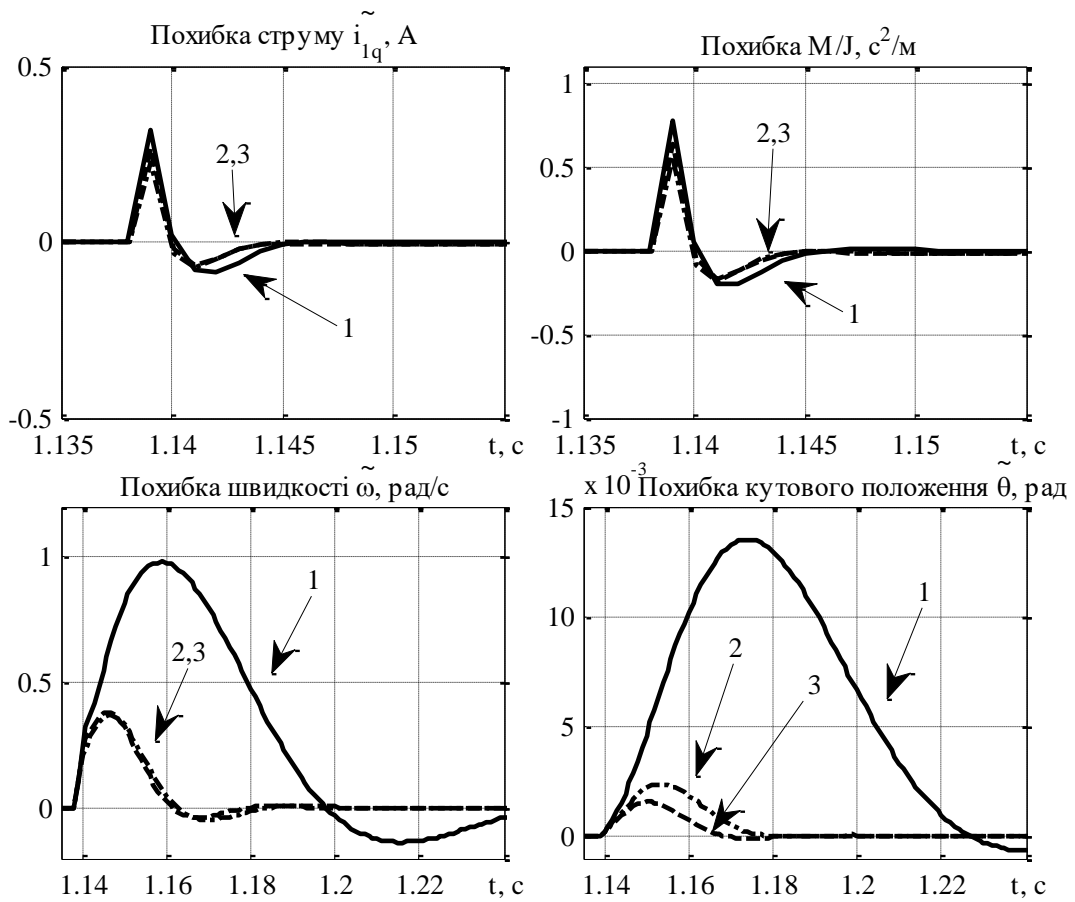


Рисунок 5.12 – Похибки відпрацювання при закінченні розгону для $1.5J_{n\Sigma}$

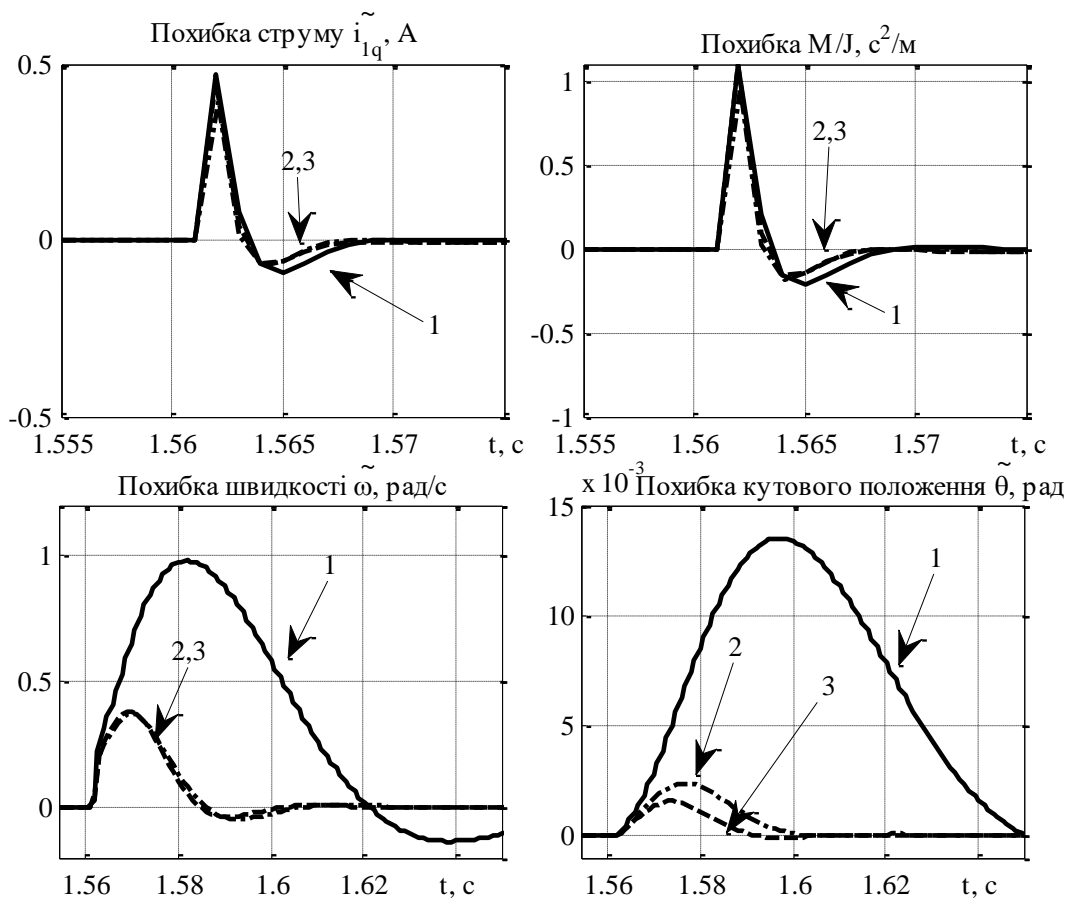


Рисунок 5.13 – Похибки відпрацювання при початку гальмування для $1.5J_{n\Sigma}$

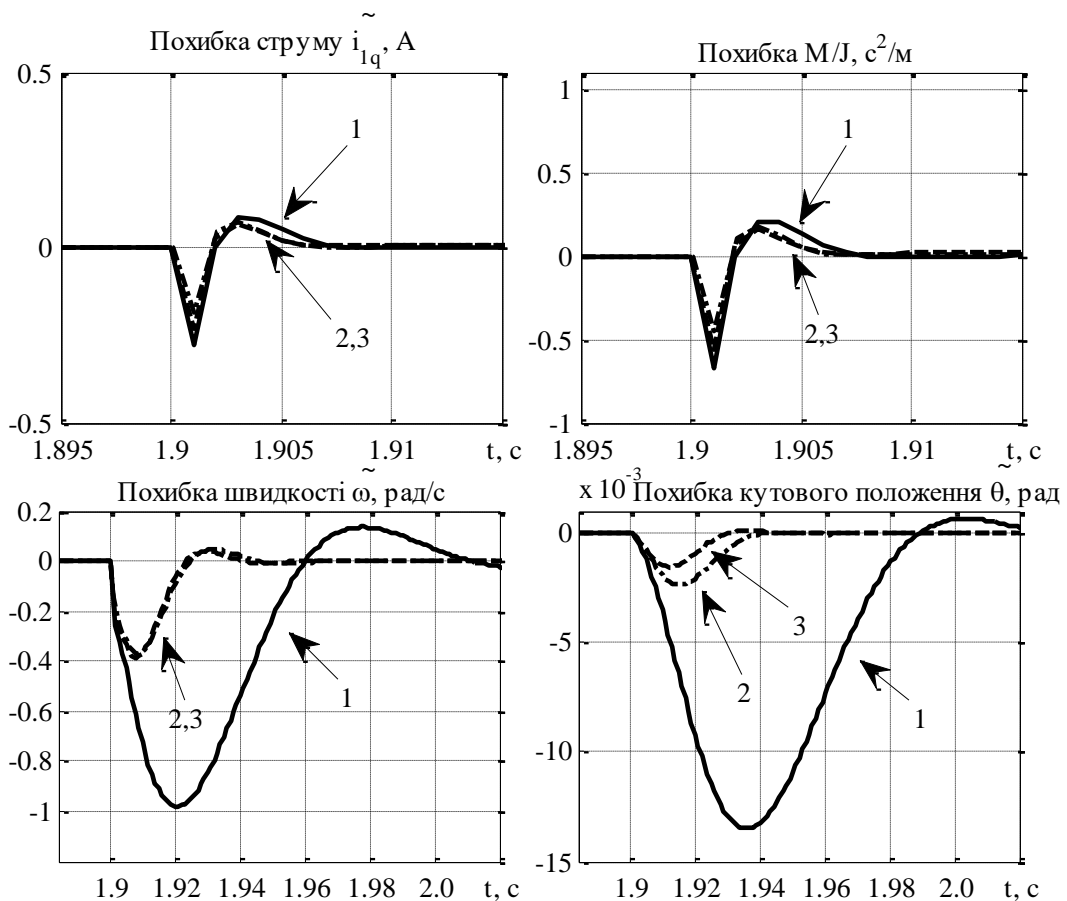


Рисунок 5.14 – Похибки відпрацювання при кінці гальмування для $1.5J_{\text{пл}\Sigma}$

Висновки до розділу 5

В даному розділі були розглянуті методики налаштування коефіцієнтів регуляторів для уніфікованих алгоритмів керування швидкістю та положення. Представлена методика нормування рівнянь динаміки похибок координат електромеханічної підсистеми електричної машини дає змогу досліджувати вплив розділення у часі контурів регулювання на характер перехідних процесів. В цілому це дає можливість обраховувати коефіцієнти налаштування відповідно до обраних показників якості.

З досліджень впливу коефіцієнтів налаштування регуляторів при зміні моменту інерції системи бачимо, що похибки відпрацювання положення зменшуються для всіх випадків варіації моменту інерції. Змінення коефіцієнту налаштування регулятора положення не впливає на підсистеми відпрацювання швидкості та регулювання струму.

6 ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ СИСТЕМ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА

6.1 Типова функціональна схема асинхронного електроприводу

Типову функціональну схему сучасного електроприводу змінного струму побудованого на основі перетворювача частоти з ланкою постійного струму показано на Рис. 6.1. Її основу складає перетворювач частоти, який поєднує в собі перетворювальний і керуючий пристрій з класичного визначення електроприводу.

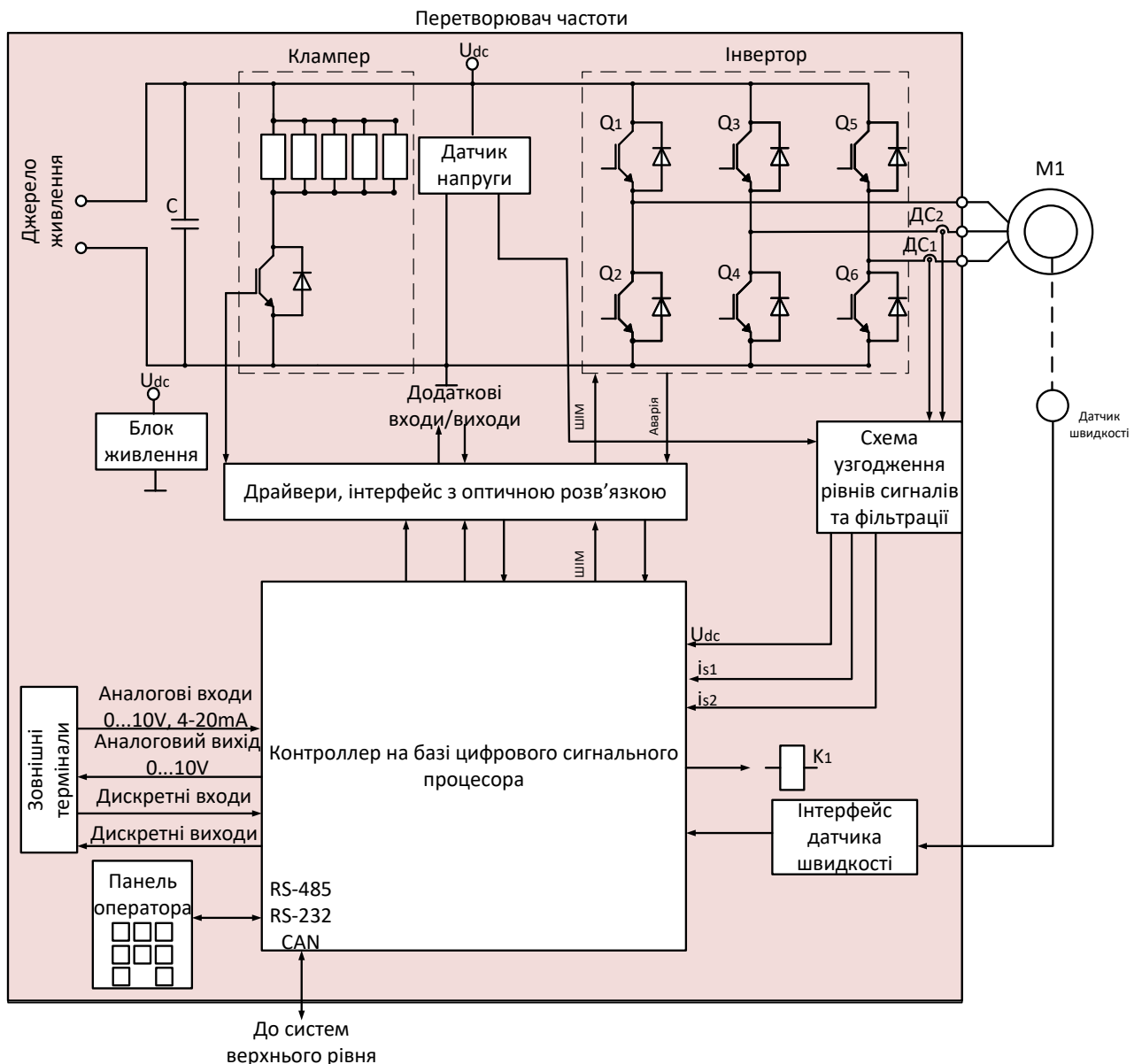


Рисунок 6.1 – Функціональна схема асинхронного електроприводу

6.2 Розрахунок та вибір основних елементів силової частини

Проектування власного перетворювача частоти є надзвичайно важливим аспектом для забезпечення ефективної та стабільної роботи електроприводів і

електромеханічних систем. Перетворювач частоти дозволяє змінювати частоту живлення двигуна, що дає можливість керувати швидкістю обертання двигуна і забезпечувати оптимальні режими його роботи. Це особливо актуально в промислових застосуваннях, де необхідно забезпечити високу продуктивність і точність керування.

Силові ключі, такі як IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) або MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor), є ключовими компонентами інвертора, які здійснюють перетворення постійного струму в змінний. Вони повинні мати високу швидкість перемикання, низькі втрати та здатність витримувати великі струми і напруги. Правильний вибір силових ключів впливає на ефективність і надійність перетворювача. Випрямляч перетворює змінний струм живлення в постійний струм, який потім використовується інвертором для генерації змінної напруги необхідної частоти. Випрямляч може бути однофазним або трифазним, залежно від потужності і вимог системи. Важливою характеристикою випрямляча є його коефіцієнт гармонійних спотворень, який впливає на якість електроенергії в мережі.

Ланка постійного струму містить конденсатори, які згладжують пульсації постійного струму, забезпечуючи стабільну напругу для інвертора. Вибір ємності конденсаторів визначається вимогами до стабільності напруги і зниження рівня пульсацій. Також важливо враховувати теплові характеристики конденсаторів, оскільки вони можуть нагріватися під час роботи. Клампер або захисний елемент використовується для захисту силових ключів від перенапруги, яка може виникнути під час комутаційних процесів. Він обмежує напругу на ключах до безпечного рівня, запобігаючи їх пошкодженню. Гальмівний резистор використовується для розсіювання надлишкової енергії, яка виникає при гальмуванні двигуна. Це дозволяє уникнути перевищення напруги у ланці постійного струму і запобігти пошкодженню компонентів перетворювача. Вибір резистора визначається вимогами до потужності розсіювання і допустимого нагріву.

Проектування власного перетворювача частоти є актуальним з кількох причин. По-перше, створення перетворювача, який точно відповідає вимогам

конкретного застосування, дозволяє досягти максимальної ефективності і продуктивності системи. По-друге, власне проектування може бути більш економічно вигідним у довгостроковій перспективі, оскільки дозволяє використовувати компоненти і технології, які найбільш підходять для конкретних умов експлуатації. По-третє, проектування власних рішень відкриває можливості для впровадження нових технологій і інноваційних рішень, що може підвищити конкурентоспроможність продукції. По-четверте, розробка власних рішень дозволяє зменшити залежність від постачальників і забезпечити кращий контроль якості та надійності.

Отже, проектування силової частини електроприводу та розрахунок його компонентів є важливим і актуальним завданням, що забезпечує оптимальну роботу електроприводів і промислових систем. Правильний вибір і розрахунок елементів, таких як силові ключі, випрямляч, ланка постійного струму, клампер і гальмівний резистор, сприяють підвищенню ефективності, надійності та безпеки системи, що не завжди можуть дати серійні зразки середньої цінової категорії.

Методику розрахунку елементів наведено в [51]. Максимальне значення струму в фазі двигуна визначається перевантажувальною здатністю електроприводу k_{ov1} , яка, в загальному випадку залежить від конкретного типу механізму і дорівнює орієнтовно $k_{ov1} = (1.1 \div 1.3)$ для турбомеханізмів, $k_{ov1} = (1.4 \div 2)$ – для екструдерів, конвеєрів, підйомно-транспортних механізмів, $k_{ov1} = (2 \div 3)$ – для високодинамічних застосувань, таких як роботи, приводи подачі та інші. В даному випадку приймемо значення $k_{ov1} = 2$.

Розрахунок автоматичного інвертора напруги. Приймавши перевантажувальну здатність для привода $k_{ov1} = 2$, максимальний струм на виході перетворювача дорівнює:

$$I_{\max} = k_{ov1} I_{na} = 2 \cdot 89.28 = 178.56 \text{ (A)}. \quad (6.1)$$

Напруга ланки постійного струму дорівнює:

$$U_{dcn} = \sqrt{2} U_{grid} = 1.41 \cdot 220 = 311 \text{ (V)}. \quad (6.2)$$

Вибір IGBT інвертора здійснюється при $U_{dc\max} = (1.1 \div 1.2)U_{br}$:

$$U_{dc\max} = 1.2U_{dcn} = 1.2 \cdot 311 = 373.2 (В). \quad (6.3)$$

При виборі IGBT для автономного інвертора напруги їх максимально допустима напруга «колектор-емітер» має бути щонайменше в 1.5 рази вищою, ніж максимальна напруга ланки постійного струму, тобто

$$U_{ce} = 1.5U_{dc\max} = 1.5 \cdot 373.2 = 560 (В). \quad (6.4)$$

Вибір IGBT здійснюється за критерієм:

$$I_c > 178.56, U_{ce\max} > 559.8 В. \quad (6.5)$$

де I_c та $U_{ce\max}$ – відповідно тривалий струм колектора та напруга колекторемітер, які вказані в паспортних даних IGBT. Обов'язковою є умова наявності антипаралельного діода, який в більшості випадків є вбудованим в один корпус із транзистором і не потребує окремого розрахунку.

Вибираємо по каталогу IGBT модуль типу MG06200S-BN4MM [55] з параметрами $U_{ce\max} = 600 В$, $I_c = 200 А$ (Орієнтуватись на Datasheet). Зобразимо на рис. 6.2. діаграму частини електричного кола IGBT модуля:

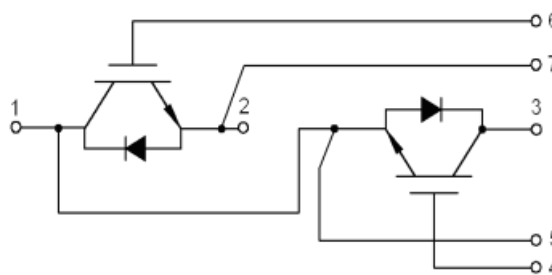


Рисунок 6.2 – IGBT модуль типу MG06200S-BN4MM

Ємнісний фільтр. Розрахунок значення випрямленого струму:

$$I_{dc} = \frac{k_{ov1} P_n}{U_{dcn} \eta \eta_{inv}} = \frac{2 \cdot 30000}{311 \cdot 0,9 \cdot 0,95} = 225.6 А. \quad (6.6)$$

де η_{inv} – коефіцієнт корисної дії перетворювача.

Розрахуємо еквівалентний струм, який споживається з ланки постійного струму з врахуванням коефіцієнту перевантаження:

Знайдемо еквівалентний опір навантаження ланки постійного струму:

$$R_0 = \frac{U_{dcn}}{I_{dc}} = \frac{311}{225.6} = 1.38 \text{ (Ом)}. \quad (6.7)$$

Ємність випрямляча визначається за формулою:

$$C = \frac{1}{2\pi k_p m f R_0} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 0,05 \cdot 1 \cdot 50 \cdot 1.38} = 46131 \text{ мкФ}. \quad (6.8)$$

де k_p – коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги, який для перетворювачів частоти вибирають в діапазоні (0.02 - 0.05), m – число фаз випрямляча, f – частота напруги мережі живлення.

Обрано конденсатор B41458B9479M000 Aluminium Electrolytic Capacitors - Screw Terminal з номінальною напругою 100 В, ємністю 47000 мкФ [56].

Розрахунок резистора і ключа клампера. Клампер складається з резистора, діода та напівпровідникового ключа, який підключає цей резистор паралельно в ланку постійного струму для розсіювання надлишкової енергії, яка має місце в гальмівному режимі привода.

Ключ клампера вибирається по струму ланку постійного струму, який протікає через нього в тривалому режимі (передається вся активна потужність):

$$I_{BR} = \frac{P_{2n}}{U_{dcn}} = \frac{30000}{311} = 94.46 \text{ А}. \quad (6.9)$$

Знайдемо середнє за робочий цикл значення потужності, що необхідно розсівати на резисторі клампера з врахуванням того, що генераторний режим займає 25% – 30% від загального часу циклу:

$$P_{cp} = 0.25P_n = 0.25 \cdot 30000 = 7500 \text{ (Вт)}. \quad (6.10)$$

Необхідний опір резистора клампера буде складати:

$$R_{BR} = \frac{P_{cp}}{I_{BR}^2} = \frac{7500}{94.46^2} = 0.84 \text{ (Ом)}. \quad (6.11)$$

Обрано 5 гальмівних резисторів, з'єднуючи їх паралельно отримано необхідний опір резистора. Обраний гальмівний резистор BR1K0W4P3 [57] з параметрами номінального опору 4.3 Ом та потужністю 1 кВт.

Розрахунок датчиків струму та напруги. Вибір датчиків струму здійснюють за максимальний струмом, який необхідно вимірювати, тобто щоб вимірюваний діапазон датчика був більшим від максимально допустимого струму в системі. Для вимірювання струмів на виході перетворювача для вибору використовують значення максимального струму.

Обираємо 2 датчики струму HAN1DRW 200-S/SP5, відповідно до максимального вихідного струму інвертора $I_{\max}=178.56\text{A}$. [58] з номінальним струмом 200 А, діапазон вимірювання 200 А.

Обираємо датчик напруги DVC 1000 з номінальною напругою 1 кВ, діапазон вимірювання 1.5 кВ [59].

В документації на датчик вказано, що максимальний струм первинного кола $I_{p\max} = 20\text{mA}$, тому значення опору резистора R1 дорівнює:

$$R_1 = \frac{U_{dc\max}}{I_{p\max}} = \frac{373.2}{20 \cdot 10^{-3}} = 18.66(\text{кОм}). \quad (6.12)$$

Зі стандартного ряду резисторів, обираємо резистор на 20 кОм [60].

Вибір датчика швидкості. Для асинхронного електроприводу механізму руху візка мостового крану потрібна велика точність позиціонування. Обрано резольвер із максимальною допустимою швидкістю 10000 об/хв [61]. Резольвер є точним датчиком положення, використовується в промислових системах керування завдяки своїй надійності і здатності працювати в екстремальних умовах, таких як висока температура, вібрації і забруднення.

Резольвер складається зі статора і ротора. Статор містить первинну обмотку, яка збуджується змінною напругою, і дві вторинні обмотки, розташовані під кутом 90 градусів одна до одної. Ротор має одну або кілька обмоток, які індукують змінну напругу у вторинних обмотках статора в залежності від кутового положення ротора. При цьому амплітуди напруг у вторинних обмотках змінюються як синусоїдальні і косинусоїдальні функції від кута повороту ротора.

Принцип роботи резольвера базується на електромагнітній індукції. Змінна напруга, що подається на первинну обмотку статора, створює змінне

магнітне поле, яке індукує змінну напругу в обмотках ротора. Ця напруга, в свою чергу, викликає індукцію змінної напруги у вторинних обмотках статора. Вихідні напруги вторинних обмоток залежить від кута положення ротора, що дозволяє визначити точне кутове положення з високою точністю.

Вони використовуються у широкому спектрі застосувань, включаючи системи керування рухом, робототехніку, аерокосмічну промисловість та автомобільні системи. Їх переваги включають високу точність, надійність та стійкість до зовнішніх впливів, що робить їх незамінними компонентами в системах з високими вимогами до точності і надійності.

Розрахунок вартості елементів. Розрахована вартість елементів ПЧ представлена на табл. 5.1. Як слідує з таблиці, що найдорожчим елементом є гальмівний резистор. Це пов'язано із тим, що гальмівні резистори такої великої потужності мають підвищену вартість, що слід враховувати ще на етапі проектування електроприводу.

Таблиця 6.1 – Розрахована вартість елементів ПЧ

Елемент ПЧ	Ціна, \$, шт.
Модуль MG06200S-BN4MM	106,45
Електролітичний конденсатор B41458B9479M000	111,68
Гальмівний резистор BR1K0W4P3	96,72 × 5
Датчик струму HAN1DRW 200-S/SP5	119,7 × 2
Датчик напруги DVC 1000	81,2
Резистор CCF5520K0FKE36	35,3
Резольвер	90
Сума	1150

Висновки до розділу 6

Побудова функціональної схеми асинхронного електроприводу дозволила визначити основні компоненти і їх взаємодію в системі. Ця схема стала основою для подальшого вибору і розрахунку елементів, що забезпечують перетворення енергії і керування швидкістю обертання двигуна.

7 РОЗРОБКА СТАРТАП-ПРОЕКТУ

7.1 Постановка задачі стартап-проекту

Опис проблеми: У сучасних промислових умовах мостові крани відіграють ключову роль у вантажопереміщенні. Однак точність їх роботи значно залежить від якості керування електроприводом. Існуючі рішення не завжди забезпечують необхідний рівень точності, що призводить до:

- Зниження продуктивності;
- Підвищення витрат на обслуговування;
- Ризиків для безпеки працівників.

Мета проекту та очікувані результати. Мета проекту полягає в тому щоб розробити, протестувати та організувати серійне виробництво інноваційного регулятора положення для електроприводу мостового крану, що забезпечить підвищену точність і ефективність його роботи.

- Очікувані результати наступні:
- Вихід на ринок високотехнологічного продукту;
- Підвищення ефективності роботи мостових кранів на 20-30%;
- Зниження витрат на обслуговування електроприводу на 15%;
- Забезпечення безпечних умов експлуатації обладнання.

7.2. Дослідження та розробка

Аналіз ринку. Проведення SWOT-аналізу існуючих рішень: Першим кроком у цьому підпункті є проведення SWOT-аналізу (сильні сторони, слабкі сторони, можливості та загрози) для оцінки існуючих рішень на ринку регуляторів положення. Це дозволить визначити конкурентні переваги та недоліки поточних продуктів, а також потенційні можливості для поліпшення нашого регулятора.

Визначення ключових гравців на ринку регуляторів положення: Після аналізу ринку необхідно ідентифікувати ключових гравців, які вже пропонують регулятори положення. Це можуть бути великі компанії та стартапи, які вже мають свою частку ринку та клієнтську базу. Аналіз їхніх продуктів, цінової політики та маркетингових стратегій дозволить зрозуміти, як позиціонувати наш продукт.

Оцінка обсягу ринку (в Україні та глобально): На основі зібраних даних про ринок потрібно оцінити його обсяг в Україні та глобально. Це включає аналіз розміру ринку, темпів його зростання, потенційної кількості споживачів та обсягу продажів. Оцінка обсягу ринку дозволить спрогнозувати можливі доходи від продажів регулятора положення.

Виявлення потреб клієнтів: Збір інформації про потреби клієнтів, зокрема надійність продукту, доступну ціну, простоту інтеграції з існуючими системами. Це може бути здійснено через опитування, інтерв'ю з потенційними клієнтами та вивчення відгуків на існуючі продукти. Виявлення потреб клієнтів допоможе налаштувати технічні характеристики регулятора для задоволення цих вимог.

Концептуальний дизайн. Розробка технічних вимог: Визначення ключових технічних вимог для регулятора положення, таких як точність ($\pm 0,5\%$) та швидкість реагування. Ці вимоги мають відповідати потребам клієнтів і ринковим стандартам, забезпечуючи конкурентоспроможність продукту.

Створення концептуальних схем продукту: Розробка концептуальних схем регулятора, що включають блок живлення, плату керування та сенсори положення. Це дозволить створити загальну архітектуру продукту та визначити його основні функціональні компоненти.

Побудова 3D-моделі корпусу та механізмів кріплення: Створення 3D-моделі корпусу регулятора і механізмів кріплення для оптимізації конструкції та забезпечення зручності монтажу. Це дозволить оцінити ергономіку продукту та забезпечити його сумісність з різними типами мостових кранів.

Технічна розробка. Розробка технічної документації: Підготовка детальної технічної документації, що включає електричні схеми, специфікації компонентів та інструкції з монтажу. Це забезпечить чітке розуміння конструкції регулятора та спростить його виробництво.

Вибір мікроконтролера: Вибір відповідного мікроконтролера для керування регулятором, що забезпечить необхідну обчислювальну потужність та енергоефективність. Програмування програмного забезпечення для

керування регулятором, що включає алгоритми обробки даних від сенсорів та генерацію керуючих сигналів.

Інтеграція функції аварійного блокування: Розробка та впровадження функції аварійного блокування для забезпечення безпеки роботи регулятора у випадку несправностей чи критичних ситуацій. Це підвищить надійність та безпеку системи.

Тестування сенсорів на точність і довговічність: Проведення тестових випробувань сенсорів положення для оцінки їх точності та довговічності. Це дозволить переконатися у відповідності сенсорів вимогам і забезпечити стабільну роботу регулятора.

Випробування та оптимізація. Проведення лабораторних випробувань: Проведення комплексних лабораторних випробувань регулятора для оцінки його роботи в різних умовах, таких як вплив температури та вібрації. Це дозволить виявити потенційні недоліки та оптимізувати конструкцію.

Випробування на реальному мостовому крані: Тестування регулятора на реальному мостовому крані для перевірки його ефективності та надійності в реальних умовах експлуатації. Це дозволить оцінити роботу регулятора в динамічних режимах та його сумісність з існуючими системами керування.

Аналіз та усунення недоліків: Аналіз результатів випробувань для виявлення та усунення недоліків, таких як шум у сигналі чи перевантаження. Це забезпечить високу якість продукту та його надійну роботу.

Підготовка регулятора до сертифікації: Завершальним етапом є підготовка регулятора до сертифікації, що включає складання необхідної документації та проведення сертифікаційних випробувань. Це дозволить отримати необхідні дозволи на продаж продукту та забезпечити його відповідність міжнародним стандартам якості та безпеки.

7.3. Виробництво

Планування виробництва. Вибір приміщення для виробництва (мінімум 500 м²): Першим кроком у плануванні виробництва є вибір відповідного приміщення. Площа приміщення повинна бути достатньою для розміщення всього необхідного обладнання, забезпечення зручності роботи персоналу та

організації логістичних процесів. Приміщення повинно відповідати всім вимогам щодо електропостачання, вентиляції та безпеки. Окрім цього, важливо забезпечити можливість розширення виробництва в майбутньому.

Закупівля необхідного обладнання: паяльні станції, тестові стенди: Наступним кроком є закупівля обладнання, необхідного для виробництва регуляторів положення. Це включає паяльні станції для монтажу електронних компонентів, тестові стенди для перевірки функціональності та надійності регуляторів, а також інше виробниче обладнання. Важливо забезпечити високу якість обладнання для досягнення стабільних результатів виробництва.

Підготовка виробничого персоналу (інженери, оператори): Підготовка кваліфікованого виробничого персоналу є ключовим фактором успіху. Необхідно найняти інженерів, операторів та інших спеціалістів, які мають необхідні знання і досвід. Для нового персоналу варто організувати тренінги та навчання, щоб ознайомити їх з технологічними процесами та стандартами якості. Це забезпечить ефективність та продуктивність роботи на всіх етапах виробництва.

Пілотне виробництво.

Випуск тестової партії (100 одиниць): На етапі пілотного виробництва необхідно виготовити тестову партію регуляторів положення. Випуск приблизно 100 одиниць дозволить перевірити всі виробничі процеси, виявити можливі проблеми та внести необхідні корективи. Це також дозволить оцінити готовність виробництва до масового виготовлення продукції.

Проведення перевірки якості (випробування кожного регулятора): Кожен регулятор, виготовлений у рамках тестової партії, повинен пройти комплексну перевірку якості. Це включає випробування на функціональність, надійність та відповідність технічним вимогам. Перевірки мають проводитися на спеціально обладнаних стендах, що дозволить виявити та усунути будь-які недоліки.

Оцінка ефективності виробничих процесів: Після випуску тестової партії необхідно оцінити ефективність виробничих процесів. Це включає аналіз продуктивності, рівня відходів, часу на виконання кожного етапу та загальної

якості продукції. Отримані дані дозволять оптимізувати виробничі процеси та підготуватися до масового виробництва.

Масове виробництво. Налагодження автоматизованих ліній складання: Для масового виробництва необхідно налаштувати автоматизовані лінії складання регуляторів положення. Це дозволить значно підвищити продуктивність та зменшити витрати на виготовлення продукції. Автоматизація процесів також забезпечить стабільну якість продукції та зменшить вплив людського фактору.

Впровадження контролю якості на кожному етапі: Важливо впровадити систему контролю якості на кожному етапі виробничого процесу. Це включає вхідний контроль якості сировини та компонентів, перевірку якості на проміжних етапах виробництва та фінальну перевірку готової продукції. Система контролю якості дозволить вчасно виявляти та усувати будь-які дефекти, забезпечуючи високу надійність регуляторів.

Випуск серійної партії (до 5000 одиниць на місяць): Після налагодження виробничих процесів та впровадження контролю якості можна переходити до серійного виробництва. Планується випуск до 5000 одиниць регуляторів положення на місяць. Це забезпечить необхідний обсяг продукції для задоволення потреб ринку та дозволить швидко реагувати на змінення попиту.

7.4. Маркетинг та просування

Маркетингова стратегія. Визначення цільової аудиторії: Першим кроком у розробці маркетингової стратегії є визначення цільової аудиторії. Регулятор положення для електроприводу мостового крану найбільшою мірою зацікавить підприємства з галузі машинобудування, металургії та логістики. Ці підприємства широко використовують мостові крани і потребують точного та надійного керування для підвищення продуктивності та безпеки.

Створення бренду продукту: Розробка бренду продукту є важливою складовою маркетингової стратегії. Бренд повинен відображати основні цінності продукту, такі як надійність, точність, іноваційність та висока якість. Створення впізнаваного логотипу, слогану та візуального стилю допоможе відрізнити продукт на ринку та привернути увагу потенційних клієнтів.

Вивчення каналів продажу (онлайн, дилери, прямі контракти): Важливо визначити найбільш ефективні канали продажу продукту. Це можуть бути онлайн-продажі через власний веб-сайт або маркетплейси, співпраця з дилерами, які вже мають встановлені контакти з промисловими підприємствами, та укладання прямих контрактів з великими компаніями. Ретельне вивчення кожного з цих каналів дозволить оптимізувати стратегію продажів і забезпечити максимальне охоплення ринку.

Рекламна кампанія. Лендінг-сторінка з описом переваг продукту: Створення лендінг-сторінки (цільової веб-сторінки) з детальним описом переваг продукту є важливим елементом рекламної кампанії. Лендінг-сторінка повинна містити інформацію про основні характеристики регулятора, його технічні переваги, приклади застосування та відгуки клієнтів. Використання візуальних матеріалів, таких як фотографії та відео, допоможе краще демонструвати продукт і привернути увагу потенційних покупців.

Участь у галузевих виставках (наприклад, Hannover Messe): Участь у галузевих виставках є ефективним способом представити продукт широкій аудиторії. Наприклад, Hannover Messe – одна з найбільших виставок у галузі промислової технології, де можна зустріти потенційних клієнтів і партнерів, провести демонстрації продукту та отримати зворотний зв'язок. Участь у таких заходах підвищує впізнаваність бренду та сприяє встановленню нових бізнес-контактів.

Запуск рекламної кампанії в соцмережах і профільних ЗМІ: Рекламна кампанія в соцмережах, таких як LinkedIn, Facebook та Instagram, дозволить ефективно досягати цільової аудиторії. Використання таргетованої реклами забезпечить точне налаштування показів для користувачів, зацікавлених у промислових рішеннях. Крім того, публікації в профільних ЗМІ та галузевих виданнях допоможуть привернути увагу фахівців і експертів до нового продукту.

Продаж та дистрибуція. Налагодження партнерства з великими виробниками кранів: Партнерство з великими виробниками кранів є важливим елементом стратегії продажів. Співпраця з такими компаніями дозволить

інтегрувати регулятор положення безпосередньо в нові моделі кранів та пропонувати комплексні рішення. Це забезпечить додаткову підтримку і рекламу продукту з боку відомих брендів.

Використання моделей дропшипінгу для регіональних ринків: Модель дропшипінгу дозволяє знижувати витрати на логістику та зберігання, що є особливо актуальним для регіональних ринків. Партнери-дроппіпері беруть на себе відповідальність за доставку продукції кінцевим споживачам, що спрощує процес продажу та дозволяє зосередитися на розвитку бізнесу.

Укладання договорів із дистриб'юторами: Для забезпечення широкого охоплення ринку необхідно укласти договори з дистриб'юторами, які мають досвід роботи в галузі та розгалужену мережу клієнтів. Це дозволить швидко вивести продукт на ринок, забезпечити стабільні продажі та підвищити впізнаваність бренду. Дистриб'ютори також можуть надавати зворотний зв'язок щодо продукту, що допоможе в його подальшому вдосконаленні.

Ця детальна маркетингова стратегія забезпечить успішне виведення регулятора положення для електроприводу мостового крану на ринок, привернення уваги цільової аудиторії та збільшення продажів.

7.5. Фінансовий план

Оцінка витрат. Дослідження та розробка: \$150,000 Основна частина коштів буде спрямована на дослідження та розробку, що включає всі етапи від аналізу ринку до створення прототипів і тестування. Ці витрати охоплюють оплату праці інженерів, розробників, лабораторні випробування, закупівлю необхідних матеріалів та обладнання. Інвестиції в дослідження та розробку є критично важливими для створення високоякісного продукту, який відповідатиме потребам ринку і клієнтів.

Виробництво пілотної партії: \$50,000 Випуск тестової партії регуляторів потребує значних фінансових вкладень для закупівлі матеріалів, обладнання і забезпечення процесів контролю якості. Важливо виготовити достатню кількість одиниць для проведення всебічних випробувань, що дозволить виявити та усунути можливі недоліки перед запуском масового виробництва.

Масове виробництво: \$300,000 Після успішного випробування тестової партії, необхідно налагодити масове виробництво, що потребує значних капіталовкладень. Ці кошти будуть спрямовані на закупівлю виробничого обладнання, автоматизацію процесів, найм додаткового персоналу і забезпечення всіх етапів виробництва. Масове виробництво дозволить забезпечити високі обсяги випуску продукції для задоволення попиту на ринку.

Маркетинг та просування: \$100,000 Для успішного виведення продукту на ринок необхідні значні інвестиції в маркетинг та просування. Це включає розробку рекламної кампанії, участь у виставках, створення лендінг-сторінки, проведення рекламних заходів у соціальних мережах та профільних ЗМІ. Маркетингові заходи допоможуть привернути увагу цільової аудиторії та забезпечити стабільний попит на продукт.

Бізнес-модель. Продаж регуляторів за ціною \$500 за одиницю. Встановлення ціни на рівні \$500 за одиницю дозволить забезпечити конкурентоспроможність продукту на ринку та забезпечити покриття всіх виробничих і операційних витрат. Важливо визначити оптимальну цінову політику, яка б враховувала економічну доцільність і забезпечувала привабливість для клієнтів.

Передбачуваний обсяг продажів: 10,000 одиниць у перший рік
Планується, що в перший рік продажу буде реалізовано до 10,000 одиниць регуляторів. Цей прогноз базується на дослідженні ринку та аналізі потреб потенційних клієнтів. Високий обсяг продажів дозволить забезпечити достатній рівень прибутковості та швидке повернення інвестицій.

Чистий прибуток: \$2,000,000 На основі передбачуваного обсягу продажів і встановленої ціни, очікуваний чистий прибуток у перший рік становитиме близько \$2,000,000. Це враховує всі витрати на дослідження, розробку, виробництво та маркетинг. Високий рівень прибутковості забезпечить фінансову стабільність стартапу та створить можливості для подальшого розвитку.

Залучення інвестицій. Підготовка бізнес-плану для венчурних інвесторів
Для залучення венчурних інвестицій необхідно підготувати детальний бізнес-

план, що міститиме всю інформацію про проект, його потенціал, фінансові прогнози та стратегії розвитку. Бізнес-план повинен переконливо демонструвати переваги проекту, його економічну доцільність і можливості для зростання.

Залучення грантів від міжнародних організацій Залучення грантів від міжнародних організацій, що підтримують інноваційні проекти, може стати додатковим джерелом фінансування. Необхідно підготувати грантові заявки, що описують значущість проекту, його інноваційність і потенційний вплив на ринок. Гранти можуть допомогти покрити частину витрат на дослідження та розробку, а також маркетинг.

Краудфандинг на спеціалізованих платформах Краудфандинг є ще одним ефективним способом залучення фінансування. Запуск кампанії на спеціалізованих платформах, таких як Kickstarter або Indiegogo, дозволить залучити підтримку від широкого кола інвесторів і клієнтів. Кампанія повинна включати детальний опис проекту, його переваг та цілей, а також привабливі винагороди для підтримки.

Управління проектом. Організаційна структура. Керівник проекту: Керівник проекту відповідає за загальне управління, координацію та контроль всіх етапів проекту. Основні обов'язки включають стратегічне планування, розподіл ресурсів, управління ризиками, взаємодію з інвесторами та зацікавленими сторонами. Керівник проекту також проводить регулярні зустрічі з командою, оцінює прогрес і забезпечує виконання проекту в рамках бюджету і встановлених термінів.

Відділ розробки (5 інженерів): Відділ розробки складається з висококваліфікованих інженерів, які займаються проектуванням, розробкою та тестуванням регулятора положення. Інженери відповідають за розробку електронних схем, програмування мікроконтролерів, інтеграцію компонентів та проведення тестових випробувань. Вони також тісно співпрацюють з відділом виробництва для забезпечення можливості масового виробництва продукту.

Виробничий відділ (10 працівників): Виробничий відділ відповідає за організацію та контроль всіх процесів, пов'язаних з виготовленням регулятора

положення. В обов'язки працівників входять монтаж компонентів, налаштування обладнання, контроль якості продукції та вирішення виробничих проблем. Виробничий відділ також займається підготовкою та запуском автоматизованих ліній складання для забезпечення високої продуктивності.

Маркетингова команда (3 спеціалісти): Маркетингова команда відповідає за розробку і реалізацію маркетингової стратегії для просування регулятора положення на ринку. Спеціалісти займаються аналізом ринку, створенням рекламних кампаній, організацією участі у виставках, розробкою маркетингових матеріалів та управлінням брендом. Вони також співпрацюють з відділом продажів для забезпечення ефективної стратегії збуту.

Планування ресурсів. Технічні ресурси: обладнання для тестування: Для забезпечення високої якості регулятора положення необхідно забезпечити наявність сучасного обладнання для тестування. Це включає паяльні станції, тестові стенди, вимірювальні прилади та інші необхідні інструменти. Правильний вибір і закупівля обладнання забезпечать точність і надійність тестування, що є критично важливим для виявлення та усунення можливих дефектів.

Людські ресурси: залучення висококваліфікованих фахівців: Залучення компетентних і досвідчених фахівців є ключовим фактором успіху проекту. Потрібно провести ретельний підбір персоналу, який включає інженерів, виробничих працівників, маркетингологів та інших спеціалістів. Варто також організувати навчання та підвищення кваліфікації для вже найнятих працівників, щоб забезпечити їх високу продуктивність і відповідність сучасним вимогам.

Фінансові ресурси: пошук зовнішніх інвестицій: Для реалізації проекту необхідно забезпечити достатнє фінансування. Це може бути досягнуто через залучення зовнішніх інвестицій від венчурних фондів, приватних інвесторів або міжнародних грантів. Підготовка якісного бізнес-плану і фінансових прогнозів дозволить переконати інвесторів у перспективності проекту і забезпечити необхідні фінансові ресурси.

Контроль та звітність. Щомісячна звітність команди: Регулярна звітність є важливою складовою ефективного управління проектом. Кожен відділ готує щомісячні звіти про виконану роботу, досягнуті результати, проблеми та пропозиції щодо їх вирішення. Це дозволяє керівнику проекту мати актуальну інформацію про стан справ і приймати обґрунтовані управлінські рішення.

Моніторинг ключових показників ефективності (KPI): Моніторинг ключових показників ефективності дозволяє оцінити прогрес проекту за різними критеріями, такими як продуктивність, якість, дотримання термінів і бюджету. Регулярний аналіз KPI допомагає виявляти відхилення від плану та вживати коригуючих заходів. Це забезпечує прозорість процесів і сприяє досягненню поставлених цілей.

Проведення стратегічних сесій із залученням усіх зацікавлених сторін: Регулярні стратегічні сесії за участю всіх зацікавлених сторін, включаючи керівництво, інвесторів, ключових клієнтів і партнерів, дозволяють обговорювати ключові питання, оцінювати досягнення та коригувати стратегії розвитку. Це забезпечує узгодженість дій, покращує комунікацію та сприяє успішній реалізації проекту.

Цей детальний підхід до управління проектом забезпечить ефективне використання ресурсів, своєчасне вирішення проблем та досягнення високих результатів у реалізації стартапу з серійного виробництва регулятора положення для електроприводу мостового крану.

7.6. Підсумки та перспективи

Оцінка результатів. Аналіз відповідності поставленим цілям: На завершальному етапі проекту необхідно провести ретельний аналіз досягнутих результатів щодо поставлених цілей. Це включає оцінку ефективності регулятора положення, його відповідність технічним вимогам і очікуванням клієнтів. Аналіз включатиме порівняння прогнозованих і реальних показників продажів, оцінку фінансових результатів та визначення ступеня задоволення ринку новим продуктом. Важливо також виявити аспекти, які потребують подальшого вдосконалення.

Відгуки клієнтів після впровадження продукту: Отримання зворотного зв'язку від клієнтів є критично важливим для оцінки успіху проекту. Це може бути здійснено через опитування, інтерв'ю або аналіз відгуків клієнтів після впровадження продукту. Відгуки дозволять визначити сильні сторони продукту та виявити можливі недоліки, що потребують усунення. Крім того, позитивні відгуки можуть бути використані в маркетингових матеріалах для зміцнення репутації продукту.

Розробка подальших кроків. Розширення лінійки продуктів (додаткові модулі): На основі отриманих результатів і відгуків клієнтів можна розробити план розширення лінійки продуктів. Це може включати розробку додаткових модулів або функцій, які підвищують цінність регулятора положення. Наприклад, можуть бути розроблені модулі для інтеграції з іншими типами кранів або систем автоматизації. Розширення асортименту дозволить задовольнити потреби ширшого кола клієнтів і зміцнити позиції на ринку.

Вихід на міжнародні ринки (ЄС, США): Наступним кроком є вихід на міжнародні ринки, такі як ЄС і США. Це потребує підготовки продукту до відповідності міжнародним стандартам якості та безпеки, а також розробки маркетингової стратегії для просування на нових ринках. Важливо також налагодити партнерства з місцевими дистриб'юторами та виробниками, що полегшить процес виходу на міжнародний ринок і забезпечить успішні продажі.

Пошук нових галузей застосування: Для подальшого зростання компанії варто дослідити можливість застосування регулятора положення у нових галузях. Це може включати використання в інших типах промислового обладнання, транспортних системах або автоматизації виробничих процесів. Розширення галузей застосування дозволить диверсифікувати бізнес та знизити ризики, пов'язані з залежністю від одного ринку.

Висновки до розділу 7

Проведений проект досягнув поставлених цілей і продемонстрував високу ефективність регулятора положення для електроприводу мостового крану. Точність керування досягла $\pm 0,5\%$, що забезпечує високу надійність і

безпеку операцій. Розроблений продукт повністю відповідає технічним вимогам і задовольняє потреби клієнтів. Під час пілотного виробництва було виготовлено та перевірено 100 одиниць регулятора, що дозволило виявити та усунути всі можливі недоліки. Відгуки клієнтів після впровадження продукту свідчать про високу задоволеність і підтверджують ефективність та зручність використання.

Успіх проекту відкриває широкі можливості для подальшого розвитку. Перш за все, планується розширення лінійки продуктів шляхом додавання додаткових модулів та функцій. Наприклад, розробка модулів для інтеграції з іншими типами кранів або для автоматизації виробничих процесів дозволить збільшити ринкову частку. Очікується, що нові модулі зможуть підвищити функціональність продукту на 30% та збільшити його продажі на 20%.

Наступним важливим кроком є вихід на міжнародні ринки, такі як ЄС і США. Для цього необхідно забезпечити відповідність продукту міжнародним стандартам якості та безпеки. Планується, що вихід на нові ринки дозволить збільшити обсяг продажів на 50%, а дохід компанії на 40%. Очікується, що за перший рік міжнародних продажів буде реалізовано близько 5,000 одиниць регуляторів.

Крім того, буде досліджена можливість застосування регулятора положення в нових галузях, таких як транспортні системи та автоматизація виробничих процесів. Розширення галузей застосування дозволить диверсифікувати бізнес та знизити ризики, пов'язані з залежністю від одного ринку. За попередніми оцінками, нові галузі застосування можуть забезпечити додатковий приріст продажів на 25%.

Реалізація проекту з розробки та серійного виробництва регулятора положення для електроприводу мостового крану дозволить зайняти конкурентну нішу на ринку інноваційних рішень для мостових кранів. Успішне впровадження продукту підвищить технологічний рівень виробництва та забезпечить високу точність і надійність керування кранами. Крім того, проект створить основу для подальшого зростання компанії через розширення асортименту продуктів, вихід на міжнародні ринки та пошук нових галузей

застосування. Позитивний результат проекту дозволить зміцнити позиції компанії на ринку, забезпечити стабільний прибуток та створити нові можливості для інноваційного розвитку.

- Після реалізації проекту планується досягти наступних результатів:
- Випуск до 5000 одиниць регуляторів на місяць.
- Обсяг продажів у перший рік: 10,000 одиниць.
- Чистий прибуток: \$2,000,000.
- Залучення міжнародних інвесторів і партнерів.
- Отримання позитивних відгуків від 100% перших користувачів продукту.
- Розширення асортименту та вихід на нові ринки.

Цей проект дозволить зайняти конкурентну нішу на ринку інноваційних рішень для мостових кранів, підвищити технологічний рівень виробництва та створити базу для подальшого зростання компанії. Успішна реалізація проекту сприятиме підвищенню ефективності та безпеки промислових систем керування, що є важливим кроком у розвитку інноваційних технологій.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

На основі проведених досліджень і аналізу результатів можна зробити наступні загальні висновки по проведеній роботі:

1. Розроблено технічне завдання для побудови системи позиційного керування візком мостового крана-маніпулятора, який приймає участь в процесі переміщення радіоактивних матеріалів. Розглянуто принципи та підходи для створення систем позиційного керування рухом.

2. Аналіз літературних джерел підтвердив, що система керування рухом кругового крана-маніпулятора має такі ж властивості, як і більшість систем в робототехніці. Виявлено, що точність керування рухом залежить від типу і точності датчиків зворотного зв'язку, характеристик двигуна, алгоритмів керування, часу затримки і частоти оновлення даних, механічних характеристик, зовнішніх умов та робочих режимів. Виконано порівняльний аналіз сервоприводів від різних виробників, що дозволило виділити моделі з характеристиками, які підходять для промислового використання.

3. Розраховані масоінерційні параметри, побудовані діаграми переміщення та навантажень згідно до технічного завдання. Відповідно до отриманих розрахунків обрано двигун та редуктор.

4. Проведено огляд алгоритмів векторного керування моментом, кутовою швидкістю та положенням АД.

5. Розроблено формувач траєкторії руху 2-го порядку для відпрацювання положення з обмеженням по швидкості і прискоренню. З результатів порівняльних досліджень з траєкторією 3-го порядку слідує, що його застосування задовольняє точності відпрацювання заданого положення.

6. Розглянуто методики налаштування коефіцієнтів регуляторів для уніфікованих алгоритмів керування швидкістю та положення. Представлена методика нормування рівнянь динаміки похибок координат електромеханічної підсистеми електричної машини дає змогу досліджувати вплив розділення у часі контурів регулювання на характер перехідних процесів. В цілому це дає можливість обраховувати коефіцієнти налаштування відповідно до обраних показників якості. З досліджень впливу коефіцієнтів налаштування регуляторів

при зміні моменту інерції системи бачимо, що похибки відпрацювання положення зменшуються для всіх випадків варіації моменту інерції. Змінення коефіцієнту налаштування регулятора положення не впливає на підсистеми відпрацювання швидкості та регулювання струму.

7. Розглянуто з яких компонентів може бути побудована система позиційного керування візком мостового крана. Обрано компоненти для даної системи та приведені їх характеристики. Побудовано функціональну схему, визначено основні компоненти та їх взаємодію. Проведено розрахунок і вибір елементів силової частини для розробки перетворювача частоти.

8. Розроблений стартап-проект має високі шанси на досягнення поставлених цілей, таких як, розроблення регулятора положення для електроприводу мостового крану показав високу ефективність з точністю керування $\pm 0,5\%$. Під час пілотного виробництва є можливість виготовляти 100 одиниць регулятора, що дозволило б усунути всі можливі недоліки. Відгуки клієнтів підтверджуватимуть ефективність та зручність використання продукту. Надалі є план по розширенню лінійки продуктів, вихід на міжнародні ринки та дослідження нових галузей застосування, що дозволить збільшити обсяг продажів та зміцнити позиції компанії на ринку.

Загалом, результати роботи можуть бути використані для подальшого вдосконалення систем керування, підвищення енергоефективності промислових електроприводів, що сприятиме сталому розвитку економіки та зменшенню екологічного впливу.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. M. Iwasaki, K. Seki and Y. Maeda, "High-Precision Motion Control Techniques: A Promising Approach to Improving Motion Performance," in *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 6, no. 1, pp. 32-40, March 2012, doi: 10.1109/MIE.2012.2182859.
2. M. Steinbuch and M. L. Norg, "Advanced motion control: An industrial perspective," *European Journal of Control*, vol. 4, no. 4, pp. 278–293, 1998.
3. K. Ohnishi, M. Shibata, and T. Murakami, "Motion control for advanced mechatronics," *IEEE/ASME transactions on mechatronics*, vol. 1, no. 1, pp. 56–67, 1996.
4. H. S. Lee and M. Tomizuka, "Robust motion controller design for high-accuracy positioning systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 1, pp. 48–55, 1996.
5. O. Khatib, "A unified approach for motion and force control of robot manipulators: The operational space formulation," *IEEE Journal on Robotics and Automation*, vol. 3, no. 1, pp. 43–53, 1987.
6. K. Ohnishi, N. Matsui, and Y. Hori, "Estimation, identification, and sensorless control in motion control system," *Proc. IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1253–1265, 1994.
7. B. A. Francis and W. M. Wonham, "The internal model principle of control theory," *Automatica*, vol. 12, no. 5, pp. 457–465, 1976.
8. R. D. Lorenz, T. A. Lipo, and D. W. Novotny, "Motion control with induction motors," *Proc. IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1215–1240, 1994.
9. M. Ruderman and M. Iwasaki, "Analysis of linear feedback position control in presence of presliding friction," *IEEJ Journal of Industry Applications*, vol. 5, no. 2, pp. 61–68, 2016.
10. J. Luh, M. Walker, and R. Paul, "Resolved-acceleration control of mechanical manipulators," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 25, no. 3, pp. 468–474, 1980.

11. R. J. Anderson and M. W. Spong, "Hybrid impedance control of robotic manipulators," *IEEE Journal on Robotics and Automation*, vol. 4, no. 5, pp. 549–556, 1988.
12. W. K. Chung, L.-C. Fu, and T. Kröger, "Motion control," in Springer handbook of robotics, pp. 163–194, 2016.
13. C. H. An and J. M. Hollerbach, "Dynamic stability issues in force control of manipulators," in American Control Conference (ACC'87), pp. 821–827, 1987.
14. S. Katsura, Y. Matsumoto, and K. Ohnishi, "Analysis and experimental validation of force bandwidth for force control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 3, pp. 922–928, 2006.
15. N. Hogan, "Impedance control: An approach to manipulation," *Journal of dynamic systems, measurement, and control*, vol. 107, no. 17, 1985.
16. A. Albu-Schäffer, C. Ott, and G. Hirzinger, "A unified passivity-based control framework for position, torque and impedance control of flexible joint robots," *The international journal of robotics research*, vol. 26, no. 1, pp. 23–39, 2007.
17. E. Magrini, F. Flacco, and A. De Luca, "Control of generalized contact motion and force in physical human-robot interaction," in *IEEE international conference on robotics and automation (ICRA2015)*, pp. 2298–2304, 2015.
18. K. Ohnishi, S. Katsura, and T. Shimono, "Motion control for real-world haptics," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 4, no. 2, pp. 16–19, 2010.
19. A. Ajoudani, A. M. Zanchettin, S. Ivaldi, A. Albu-Schäffer, K. Kosuge, and O. Khatib, "Progress and prospects of the human–robot collaboration," *Autonomous Robots*, vol. 42, no. 5, pp. 957–975, 2018.
20. M. H. Raibert, J. J. Craig et al., "Hybrid position/force control of manipulators," *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 103, no. 2, pp. 126–133, 1981.
21. R. Goebel, R. G. Sanfelice, and A. R. Teel, "Hybrid dynamical systems," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 29, no. 2, pp. 28–93, 2009.
22. P. Pasolli and M. Ruderman, "Hybrid State Feedback Position-Force Control of Hydraulic Cylinder," *2019 IEEE International Conference on Mechatronics (ICM)*, Ilmenau, Germany, 2019, pp. 54-59, doi: 10.1109/ICMECH.2019.8722829.

23. M. Ruderman, "On switching between motion and force control," in *IEEE 27th Mediterranean Conference on Control and Automation (MED'19)*, pp. 445–450, 2019.
24. M. Ruderman and M. Iwasaki, "Sensorless Torsion Control of Elastic-Joint Robots With Hysteresis and Friction," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 3, pp. 1889–1899, March 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2453415.
25. T. Umeno and Y. Hori, "Robust speed control of dc servomotors using modern two degrees-of-freedom controller design," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 38, no. 5, pp. 363–368, 1991.
26. J. P. Johnson, M. Ehsani, and Y. Guzelgunler, "Review of sensorless methods for brushless DC," in *IEEE Industry Applications Conference*, pp. 143–150, 1999.
27. W.-H. Chen, J. Yang, L. Guo, and S. Li, "Disturbance-observer-based control and related methods - an overview," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 2, pp. 1083–1095, 2015.
28. D. G. Luenberger, "An introduction to observers," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 16, no. 6, pp. 596–602, 1971.
29. R. E. Kalman, "A new approach to linear filtering and prediction problems," *Journal of basic Engineering*, vol. 82, no. 1, pp. 35–45, 1960.
30. T.-S. Low, T.-H. Lee, and K.-T. Chang, "A nonlinear speed observer for permanent-magnet synchronous motors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 40, no. 3, pp. 307–316, 1993.
31. N. Kazantzis and C. Kravaris, "Nonlinear observer design using Lyapunov's auxiliary theorem," *Systems & Control Letters*, vol. 34, no. 5, pp. 241–247, 1998.
32. A. Isidori, *Nonlinear control systems: An introduction*, 3rd ed. Springer-Verlag, 1995.
33. W. Perruquetti and J.-P. Barbot, *Sliding mode control in engineering*. CRC press, 2002.
34. R. Findeisen, L. Imsland, F. Allgower, and B. A. Foss, "State and output feedback nonlinear model predictive control: An overview," *European journal of control*, vol. 9, no. 2–3, pp. 190–206, 2003.

35. R. Ortega and E. Garcia-Canseco, "Interconnection and damping assignment passivity-based control: A survey," *European Journal of control*, vol. 10, no. 5, pp. 432–450, 2004.

36. A. Sabanovic, "Variable structure systems with sliding modes in motion control – a survey," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 7, no. 2, pp. 212–223, 2011.

37. T. Oomen, R. van Herpen, S. Quist, M. van de Wal, O. Bosgra, and M. Steinbuch, "Connecting system identification and robust control for next-generation motion control of a wafer stage," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 22, no. 1, pp. 102–118, 2013.

38. M. Vidyasagar, *Control system synthesis: A factorization approach*. Morgan & Claypool Publishers, 2011.

39. Загальне законодавство: Норми радіаційної безпеки України; доповнення: Радіаційний захист від джерел потенційного опромінення (НРБУ-97/Д-2000) / Головний державний санітарний лікар України / Постанова від 12.07.2000 № 116

40. Стяжкин В.П. Автоматизована система керування електроприводами мостового крана-маніпулятора для установки дезактивації металів/ В. П. Стяжкин, П. П. Подейко, О. А. Зайченко, С. И. Гаврилюк, А. М. Рыжков // *Электротехнические и компьютерные системы* – 2015 – No 19 (95), – с. 71-74.

41. *Control Techniques Drives Limited*, Расширенное руководство пользователя Unidrive SP – Электрон. дан.– 2004 г. – 356 с – Режим доступа www.servotechnica.ru/files/doc/documents/file-1165.pdf

42. U. van Amerom, "Choose the right electric motors for hazardous locations", *Chemical Engineering Progress*. American Institute of Chemical Engineers (AIChE), 2011, pp. 18-23.

43. Машинобудівна корпорація "Уралмаш": Мостовий кран кругової дії (полярний кран) г/п 350/190/32

44. ВАТ «Сибважмаш»: Кран мостовий електричний полярний 320/32+5-41,5-М4

45. Виготовлення обладнання ЛАЕС-2. URL: <http://surl.li/dvlyiz> (дата звернення 12.11.24)

46. НП-043-03: Вимоги до влаштування та безпечної експлуатації вантажопідіймальних кранів для об'єктів використання атомної енергії (недоступне посилання). URL: <http://surl.li/mqgxen> (дата звернення 12.11.24)

47. Мостовий кран кругової дії. Wikipedia. URL: <http://surl.li/aafevc> (дата звернення 12.11.24)

48. Циліндричний крановий редуктор В-250-63. Сайт продавця «Системи якості». URL: <https://xn--80aqy.com.ua/reduktory/reuktor-v/> (дата звернення 10.11.24).

49. Основи мехатроніки [Електронний ресурс] : навчальний посібник для студентів спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» / КПІ ім. Ігоря Сікорського ; уклад.: С. М. Пересада, М. В. Пушкар. – Електронні текстові дані (1 файл: 1,87 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. – 137 с. – Назва з екрана. URL <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/32203>.

50. С. М. Пересада, Є. О. Ніконенко, “Керування електроприводами – посібник”, *КПІ імені Ігоря Сікорського*, Київ, 2022, 396 с.

51. С. М. Пересада, Є. О. Ніконенко. «Курсовий проект з керування електроприводами [Електронний ресурс]: навчальний посібник для студ. спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»/КПІ ім.» *Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського* (2022). Електронні текстові дані (1 файл: 1,15 Мбайт). 57 с. URI <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/48886>.

52. С. М. Пересада, С. М. Ковбаса, Є. О. Ніконенко, «Теорія адаптивного та робастного керування. Курсова робота [Електронний ресурс] : навчальний посібник для студентів спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка», (1 файл: 3 Мбайт). Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. 55 с. URL: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/37257>.

53. С. М. Пересада, Є. О. Ніконенко, О. Ю. Зінченко, «Робототехніка та мехатроніка. Розрахунково-графічна робота [Електронний ресурс] : навчальний посібник для студентів спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка

та електромеханіка»», (1 файл: 2,1 Мбайт). Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. 115 с. URL: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/41011>.

54. О.Ю. Зінченко, Є.О.Ніконенко, С.М. Пересада, О.М. Серета, «Автоматизоване проектування системи програмного керування дволанковим маніпулятором», *Міжнародний науково-технічний журнал "Сучасні проблеми електроенергетехніки та автоматики"*, Київ, НТУУ КПІ, 2020, с. 264-270. URL: <http://jour.fea.kpi.ua/article/view/231371>.

55. Модуль MG06200S-BN4MM [Електронний ресурс] URL: [digikey.com/en/products/detail/littelfuse-inc/MG06200S-BN4MM/5034248](https://www.digikey.com/en/products/detail/littelfuse-inc/MG06200S-BN4MM/5034248) (дата звернення 03.12.2024)

56. Електролітичний конденсатор B41458B9479M000 [Електронний ресурс] URL: <https://eu.mouser.com/ProductDetail/EPCOS-TDK/B41458B9479M000?qs=DFkWJ31%252BHdIeWcdA%252Br%2Fs2w%3D%3D>.

57. Гальмівний резистор BR1K0W4P3 [Електронний ресурс] URL: <https://www.digikey.com/en/products/detail/delta-electronics-industrial-automation/BR1K0W4P3/9862299?s=N4IgjCBcpgHALFUBjKAZAhgGwM4FMAaEAeygG0QBmAjmtgFZYQBdIgbWbcoQBIDgJwCWAOWDmIAL5FKATmpIQqSJlyES5ENQAMANhIhErEJ258hYyUTAZYMhUpX4ipSBS0spIALQRoi9NhO6q6aWrIeRF709gGqzho6EMwSKUA> (дата звернення 03.12.2024)

58. Датчик струму HAH1DRW 200-S/SP5 [Електронний ресурс] URL: <https://www.lem.com/en/hah1drw-200ssp5> (дата звернення 02.12.2024)

59. Датчик напруги DVC 1000 [Електронний ресурс] URL: <https://www.lem.com/en/dvc-1000> (дата звернення 03.12.2024).

60. Резистор CCF5520K0FKE36 [Електронний ресурс] URL: [digikey.com/en/products/detail/vishay-beyschlag-draloric-bc-components/CCF5520K0FKE36/9642561](https://www.digikey.com/en/products/detail/vishay-beyschlag-draloric-bc-components/CCF5520K0FKE36/9642561) (дата звернення 03.12.2024).

61. Резольвер [Електронний ресурс] URL: <https://innodrive.ru/en/catalog/maxon/sensor/15590/> (дата звернення 03.12.2024).

ДОДАТОК А

Таблиця А.1 – Коефіцієнт тертя μ для підшипників ходових коліс механізмів переміщення

Вид підшипників	μ
Ковзання:	
відкритого типу	0,1
букса з рідким мастилом	0,08
Кочення:	
шарикові и роликові	0,015
конічні	0,02

Таблиця А.2 – Коефіцієнт тертя кочення f ходових коліс механізмів переміщення $\cdot 10^{-3}$

Діаметр ходового колеса	Ходові колеса			
	сталеві		чавунні	
	Тип рейки			
	плоский	з випуклою головкой	плоский	з випуклою головкой
0,2-0,3	0,3	0,4	0,4	0,5
0,4-0,5	0,5	0,6	0,6	0,7
0,6-0,7	0,6	0,8	0,8	0,9
0,8-1,0	0,7	1-1,2	0,8	1,2-1,4

Таблиця А.3 – Експериментальні значення коефіцієнта тертя реборд ходових коліс механізмів пересування рейки

Вид механізму переміщення	Тип приводу	Ходові колеса		
		з циліндричним ободом		з конічним ободом
		Підшипники опор ходових коліс		
		Ковзання	кочення	
Крановий візок	Загальний (центральний) привод ходових коліс	1,2-1,3	2-2,3	1,2-1,3
		1,3-1,5	2,3-2,5	1,2-1,3
Крановий міст	Індивідуальний привід ходових коліс	-	1,5-2	-

ДОДАТОК Б

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ НА СИСТЕМУ КЕРУВАННЯ ГОРИЗОНТАЛЬНИМ РУХОМ МОСТОВОГО КРАНА МАНІПУЛЯТОРА

1. Загальні відомості. Найменування, призначення і область застосування

Система керування горизонтальним рухом мостового крана-маніпулятора. Призначена для позиційного керування переміщенням візка з робочим органом по одній з координат.

2. Мета і завдання розробки

Ціль розробки: дослідження системи позиційного керування підвищеної точності для крана-маніпулятора, який проектується для системи завантаження та розвантаження збірок ядерного палива до реактора.

Завдання розробки:

- вибір двигуна для візка мостового крана;
- проектування алгоритму керування положенням асинхронного двигуна візка крана;
- розробка задатчика траєкторії для алгоритму керування двигуном;
- дослідження динаміки перехідних процесів в двигуні при зміні приведенного моменту інерції.

3. Підстава для розробки

Завдання на дипломне проектування

4. Джерела розробки

Типовий технологічний процес переміщення візка (задається самостійно, виходячи з технічних характеристик крана-маніпулятора).

Технічна документація виробників на електричні машини та комплектні електроприводи.

Стандарти, патенти, методичні посібники НТУУ «КПІ», довідково-нормативна і технічна література.

5. Технічні характеристики об'єкту автоматизації та вимоги до системи автоматичного керування

Таблиця ТЗ.1 – Вихідні данні технічного завдання

Параметр	Значення
Максимальна маса вантажу m_{\max} , Т	350
Номінальна маса вантажу $m_{\text{НОМ}}$, Т	190
Маса підвісного пристрою $m_{\text{ПП}}$, Т	10
Швидкість візка $v_{\text{НОМ}}$, м/с	0,28
Прискорення візка a , м/с ²	0,2
Діаметр ходових коліс D_k , м	0,65
Діаметр цапф $d_{\text{Ц}}$, м	0,4
Тривалість включення ТВ, %	25
Кількість включень на годину h , 1/год	45
ККД трансмісії механізму η_M	0,85

6. Вимоги до документації

Комплект проектної документації включає пояснювальну записку та графічну частину дипломного проекту, виконані у відповідності з вимогами до змісту та оформлення.

7. Вимоги безпеки і впливу на навколишнє середовище

Формулюються на основі завдання на дипломне проектування у процесі конкретизацій завдань консультантом з охорони праці.

8. Порядок контролю і приймання роботи

Визначається «Положення про організацію дипломного проектування та державної атестації студентів НТУУ «КПІ ім. Ігоря Сікорського».