

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

Факультет електроенерготехніки та автоматики

(повне найменування інституту, факультету)

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

(повна назва кафедри)

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

Сергій Ковбаса

(підпис)

“ ” 20__ р.

Дипломний проект

на здобуття ступеня бакалавра

за освітньо-професійною програмою «Електромеханічні системи
автоматизації, електропривод та електромобільність»
спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»
(код і назва)

на тему: Система векторного керування асинхронними двигунами зі спостерігачами
повного порядку

Виконав: студент 3 курсу, групи ЕП-п01
(шифр групи)

Головешкін Дмитро Олександрович

(прізвище, ім'я, по батькові)

(підпис)

Керівник д. т. н., проф. Пересада Сергій Михайлович

(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ім'я, по-батькові)

(підпис)

Консультант

(назва розділу)

(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище, ім'я, по-батькові)

(підпис)

Рецензент

(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище, ім'я, по-батькові)

(підпис)

Засвідчую, що у цьому дипломному
проекті немає запозичень з праць інших
авторів без відповідних посилань.

Студент

(підпис)

Київ – 2023 р.

ВІДОМІСТЬ ДИПЛОМНОГО ПРОЕКТУ

[illegible]

				141.ЕПП01.01.07.БР		
	ПІБ	Підп.	Дата	Відомість дипломного проекту	Лист	Листів
Розробн.	Головешкін Д. О.				2	
Керівн.	Пересада С. М.				КПІ ім. Ігоря Сікорського Каф. АЕМС-ЕП Гр. ЕП-_____	
Консульт.						
Н/контр.						
Зав.каф.	Ковбаса С. М.					

Пояснювальна записка до дипломного проекту

на тему: «Система векторного керування асинхронними двигунами зі спостерігачами повного порядку»

**Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»**

Факультет електроенерготехніки та автоматики

(повна назва)

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

(повна назва)

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Спеціальність – 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

(код і назва)

Освітньо-професійна програма – Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Сергій Ковбаса

(підпис)

« ____ » _____ 20__ р.

ЗАВДАННЯ

на дипломний проект студенту

Головешкін Дмитро Олександрович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту «Система векторного керування асинхронними двигунами зі спостерігачами повного порядку»

керівник проекту _____ д. т. н., проф. Пересада Сергій Михайлович _____,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від « ____ » _____ 20__ р. № _____

2. Термін подання студентом проекту _____

3. Вихідні дані до проекту: асинхронний двигун з короткозамкненим ротором, потужністю 0,75 кВт, трифазна мережа живлення напругою 380 В.

4. Зміст пояснювальної записки: Вступ 1. Аналітичний огляд. 2. Спостерігачі вектора потокозчеплення. 3. Система прямого векторного керування. 4. Дослідження робастності системи до варіацій активного опору ротора.

5. Перелік графічного матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслеників, плакатів, презентацій тощо): Структурна схема прямого векторного керування моментом АД зі спостерігачем зниженого порядку. Структурна

схема прямого векторного керування моментом АД зі спостерігачем повного порядку.

6. Консультанти розділів проекту*

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

* Якщо визначені консультанти. Консультантом не може бути зазначено керівника дипломного проекту.

7. Дата видачі завдання 19 квітня 2023

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання дипломного проекту	Термін виконання етапів проекту	Примітка
1	Аналітичний огляд		
2	Спостерігачі вектора потокозчеплення		
3	Система прямого векторного керування		
4	Дослідження робастності до варіацій активного опору ротора		

Студент

(підпис)

Дмитро Головешкін

Керівник проекту

(підпис)

Сергій Пересада

* Консультантом не може бути зазначено керівника дипломного проекту.

РЕФЕРАТ

Дипломний проект містить: сторінок – 91, рисунків – 34, таблиць – 1, додатків – 3 та графічну частину на 2 листах А1.

В даному дипломному проекті виконано дослідження впливу варіацій активного опору ротора на ефективність керування асинхронним двигуном системою прямого векторного керування зі спостерігачем зниженого та повного порядку.

Методом математичного моделювання в середовищі «Simpon» було досліджено динамічні процеси відпрацювання початкових умов спостерігачами зниженого та повного порядку, також було проведено дослідження робастності систем керування, та порівняння їх помилок відпрацювання за різних умов.

АСИНХРОННИЙ ДВИГУН, СПОСТЕРІГАЧ, СТІЙКІСТЬ, РОБАСТНІСТЬ, ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ, ХАРАКТЕРИСТИКИ, ПЕРЕХІДНІ ПРОЦЕСИ, СТРУКТУРНА СХЕМА, ДОСЛІДЖЕННЯ, МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ.

					141.ЕПП01.01.07.БР				
	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата					
Розроб.	Головешкін Д. О.				Система векторного керування моментом асинхронними двигунами зі спостерігачами повного порядку	Літ.	Арк.	Акрушів	
Перевір.	Пересада С. М.						6		
						КПІ імені Ігоря Сікорського Каф. АЕМС-ЕП Гр. ЕП-п01			
Н. Контр.									
Затверд.	Ковбаса С. М.								

SUMMARY

The diploma project comprises: pages 91, figures 34, tables 1, appendix 3 and the graphical part on 2 pages A1.

In this thesis project, the influence of rotor active resistance variations on the efficiency of induction motor control by a direct vector control system with a reduced and full-order observer was studied.

Using the method of mathematical modelling in the Simnon environment, the dynamic processes of initial conditions development by reduced and full-order observers were investigated, and the robustness of control systems was studied, as well as the comparison of their development errors under different conditions.

ASYNCHRONOUS MOTOR, OBSERVER, STABILITY, ROBUSTNESS, VECTOR CONTROL, CHARACTERISTICS, TRANSIENTS, STRUCTURAL SCHEME, RESEARCH, MATHEMATICAL MODELLING.

					141.EPP01.01.07.BW				
	Letter	Nº of doc.	Sign.	Date					
Devel.		D. Goloveshkin			System of torque control of asynchronous motors with full-order odservers	L.	Page	Pages	
Checked.		S. Peresada							
						NTUU «KPI», FEA Department AEMS-ED gr. EP-p01			
N. Contr.									
Approved.		S. Kovbasa							

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	9
ВСТУП	11
1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД	13
1.1 Методи керування АД	13
1.2 Методи скалярного керування АД	15
1.3 Векторні методи керування АД.....	16
1.3.1 Полеорієнтоване керування (FOC).....	18
1.3.2 Пряме керування моментом (DTC)	20
Висновки до розділу	22
2 СПОСТЕРІГАЧІ ВЕКТОРА ПОТОКЗЧЕПЛЕННЯ	23
Висновки по розділу	34
3 СИСТЕМА ПРЯМОГО ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ	35
3.1 Математична модель АД і постановка задачі керування.....	35
3.2 Пряме векторне керування моментом і потокозчепленням АД зі спостерігачем зниженого порядку	38
3.3 Конструювання підсистеми керування потоком та моментом	40
3.4 Пряме векторне керування моментом і потокозчепленням АД зі спостерігачем повного порядку	46
Висновки по розділу	61
4 ДОСЛІДЖЕННЯ РОБАСТНОСТІ СИСТЕМИ ДО ВАРІАЦІЙ АКТИВНОГО ОПОРУ РОТОРА.....	62
4.1 Дослідження робастності системи прямого векторного керування	64
Висновки по розділу	77
ВИСНОВКИ.....	79
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	81
ДОДАТОК А.....	85
ДОДАТОК Б	86
ДОДАТОК В.....	88

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

- (a-b) – позначення стаціонарної системи координат, нерухомої відносно статора асинхронного двигуна;
- (d-q) – позначення синхронної системи координат;
- P_n – кількість пар полюсів АД;
- R_1 – активний опір обмотки статора АД;
- R_2 – активний опір обмотки ротора АД;
- L_1 – індуктивність статора АД;
- L_2 – індуктивність ротора АД;
- L_m – індуктивність намагнічуючого контуру АД;
- J – повний момент інерції;
- ε_0 – кутове положення ротора;
- ω_0 – кутова швидкість обертання системи координат (d-q) відносно нерухомої системи координат (a-b);
- ω – кутова швидкість обертання ротора;
- ν – коефіцієнт в'язкого тертя;
- M – електромагнітний момент АД;
- M^* – заданий момент;
- M_c – момент навантаження;
- $\tilde{M}$ – похибка відпрацювання моменту;
- $|\psi|$ – модуль потокозчеплення ротора;
- ψ^* – задане потокозчеплення ротора;
- $|\hat{\psi}_2|$ – оцінене значення модуля потокозчеплення ротора;
- $\tilde{\psi}$ – похибка відпрацювання оціненого значення модуля потокозчеплення;
- i_{1a}, i_{1b} – компоненти вектору струму статора в системі координат (a-b)
- i_{1d}, i_{1q} – компоненти вектору струму статора в системі координат (d-q);
- $\hat{i}_{1d}, \hat{i}_{1q}$ – компоненти оціненого вектору струму статора в синхронній системі координат (d-q);

i_{1d}^*, i_{1q}^* – задані значення компонент вектору струму статора в системі координат (d-q);

$\tilde{i}_{1d}, \tilde{i}_{1q}$ – похибки відпрацювання компоненти вектору струму статора в системі координат (d-q);

u_{1a}, u_{1b} – компоненти вектора напруги статора в системі координат (a-b);

u_{1d}, u_{1q} – компоненти вектора напруги статора в системі координат (d-q);

ψ_{2a}, ψ_{2b} – компоненти вектора потокозчеплення ротора в системі координат (a-b);

$\hat{\psi}_{2a}, \hat{\psi}_{2b}$ – компоненти оціненого вектора потокозчеплення ротора в системі координат (a-b);

$\tilde{\psi}_{2a}, \tilde{\psi}_{2b}$ – похибки оцінювання компонент вектора потокозчеплення в системі координат (a-b);

$\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}$ – похибки оцінювання компонент вектора потокозчеплення в системі координат (d-q);

$\mathbf{x}$ – вектор змінних стану;

$\hat{\mathbf{x}}$ – вектор оцінених змінних стану;

$\tilde{\mathbf{x}}$ – вектор похибок оцінювання змінних стану;

t – час;

АД – асинхронний двигун;

ЕМС – електромеханічна система;

ЕМ – електрична машина;

ФОС – полеорієнтоване керування;

DFOC – пряме векторне керування;

DTС – пряме керування моментом.

ВСТУП

Сучасний світ кожного дня набирає все більші оберти та ставить нові вимоги до систем автоматизації. Тому дослідження векторного керування, як одного з найперспективніших напрямків розвитку асинхронного електроприводу, що міг би задовольнити поставлені перед промисловістю вимоги, потребує детального аналізу для подальшої модифікації.

Актуальність теми. Асинхронні двигуни є широко використовуваними в різних промислових секторах і виступають в ролі важливих компонентів багатьох електромеханічних систем. Ефективне керування даним типом двигунів є ключовим завданням для досягнення оптимальної продуктивності та енергоефективності.

Системи векторного керування є одними з передових методів керування асинхронними двигунами. Вони дозволяють точне регулювання швидкості та електромагнітного моменту, а також забезпечують високу динаміку та швидкість відгуку.

Проте, використання спостерігачів вектора потокозчеплення в складі систем прямого векторного керування має свої особливості і вимагає глибокого дослідження їх робастності та ефективності. Оптимальний вибір спостерігача та його параметрів може вплинути на якість та стабільність керування.

Таким чином, аналіз робастності системи прямого векторного керування моментом з використанням спостерігачів вектора потокозчеплення є важливим напрямком досліджень, що має практичне значення для розробки та вдосконалення систем керування асинхронними двигунами.

Мета та задачі роботи. Метою даної роботи є проведення досліджень системи векторного керування моментом асинхронним двигуном, з використанням спостерігача вектора потокозчеплення повного порядку, в умовах, коли параметри системи не відповідають номінальним значенням. Зокрема, увага приділяється варіації активного опору ротора та вивченню

впливу коефіцієнтів налаштування спостерігача на динамічні процеси системи керування.

Головними завданнями дослідження є:

1. Аналіз існуючої теоретичної бази щодо систем векторного керування асинхронними двигунами.
2. Дослідження динамічних показників розімкненого спостерігача зниженого порядку та спостерігача повного порядку зі зворотними зв'язками. Порівняння результатів та визначення різниці.
3. Моделювання та аналіз впливу варіацій активного опору ротора на ефективність системи векторного керування моментом асинхронними двигунами зі спостерігачем вектора потокозчеплення.
4. Визначення оптимальних значень коефіцієнтів налаштування спостерігача, які забезпечують найкращі динамічні характеристики та стабільність системи керування.
5. Порівняння отриманих результатів з результатами системи керування з розімкненим спостерігачем та розробка рекомендацій щодо вибір коефіцієнтів налаштування спостерігача.

Об'єктом дослідження є динамічні процеси в векторно-керованих електроприводах АД.

Предметом дослідження є спостерігач вектора потокозчеплення в складі системи прямого векторного керування моментом АД.

Методи дослідження. В процесі знаходження вирішень поставлених у роботі задач було застосовано: теоретична база щодо спостерігачів вектора потокозчеплення, принцип розділення, алгоритм векторного керування моментом АД, моделювання в середовищах Simnon та Matlab.

Наукова новизна. Проведено дослідження робастності системи векторного керування моментом АД зі спостерігачем повного порядку, при різних значеннях активного опору ротора та коефіцієнтів налаштування спостерігача.

Практична цінність. Отримані результати можуть бути використанні в етапі розробки та проектування систем векторного керування моментом АД.

1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД

Асинхронні двигуни отримали широке розповсюдження в складі більшості технологічних об'єктів в різних галузях сучасної промисловості. Причиною цьому можна вважати ряд переваг АД, основними з яких є: простота обслуговування, низька вартість та висока надійність. Через названі переваги асинхронні електроприводи є більш вигідними у використанні в порівнянні з електромеханічними системами на основі інших типів електричних машин. Проте проблема керування АД являє собою складну нелінійну багатовимірну задачу, повне вирішення якої до сих пір не знайдене, дана задача є однією з найбільш актуальних серед інших задач сучасної електромеханіки [1].

1.1 Методи керування АД

Асинхронні двигуни як окремих вид електричних машин почали свою історію в кінці 80-х років XIX ст. [2]. Довгий час АД використовували лише в якості нерегульованих електричних машин. Проблема керування нелінійними об'єктами в даному випадку асинхронними двигунами (АД), отримала значний розгляд лише 1970-80-ті роки XX століття. На той час сучасна нелінійна теорія керування лише розвивалась і не досягла свого повного розквіту [3], [4]. Перші випущені у серійному виробництві системи векторного керування машинами змінного струму мали просту структуру та були розроблені на основі практичного розуміння фізичних процесів електромеханічного перетворення енергії, без необхідності в значному теоретичному обґрунтуванні.

У період з 1984 по 1994 рік початкове упорядкування методів нелінійного керування в електромеханічних системах була представлена в роботі [3], де були репрезентовані методи керування відмінними електромеханічними машинами (ЕМ), які добре забезпечені математичним формулюванням задачі та аналітичним доведенням досягнення мети

керування. Автор роботи підкреслює основну відмінність між теоретично обґрунтованими та практичними алгоритмами керування. Він зазначає, що хоча обидва типи алгоритмів забезпечують працездатність електромеханічних систем, вони не завжди гарантують досягнення поставлених цілей керування або оптимальність отриманих результатів у всіх режимах роботи ЕМ

За останні кілька десятиліть для аналізу та синтезу нелінійних систем були розроблені різноманітні аналітичні методи, які відрізняються своєю унікальністю. Деякі з цих методів включають:

- Лінеаризація зворотним зв'язком [5], яка дозволяє наближено замінити нелінійну систему лінійною, спрощуючи подальший аналіз та синтез керування.
- Адаптивне і грубе (робастне) керування [6], що використовує методи адаптації для забезпечення стійкості та оптимальності системи навіть у випадку зміни параметрів або наявності збурень.
- Розривне керування, включаючи системи зі змінною структурою [7], яке використовує режими комутації для досягнення бажаних режимів роботи та управління нелінійними системами.
- Керування на основі принципу пасивності [8], яке використовує принципи збереження енергії та стійкості для досягнення бажаних результатів у керуванні нелінійними системами.
- Керування по вимірюваному виходу (при частково вимірюваному векторі стану) [6], та інші, які використовують обмежену інформацію про систему для реалізації ефективного керування.

Кожен з цих методів відзначається своїми особливостями та перевагами в контексті аналізу та синтезу нелінійних систем.

Метод синтезу що має назву «зворотна покрокова процедура проектування» (англ. – backstepping) було розроблено в 1991-му році П. Кокотовичем [9], і є альтернативою керування з підрядним регулюванням параметрів для нелінійних систем.

Сучасні алгоритми будуються за принципом скалярного (частотного) або векторного [10] керування, що сформовано на понятті узагальненого вектора [11].

1.2 Методи скалярного керування АД

Класичні методи скалярного керування асинхронними двигунами мають свої обмеження, які стають причиною недостатньої точності і складнощів у досягненні заданих характеристик.

Однією з проблем є те, що скалярні алгоритми контролюють лише амплітуду та кутову швидкість векторів напруги, струму та потокозчеплення. Це означає, що вони не здатні безпосередньо впливати на фазу цих векторів. Такий підхід призводить до наявності нерегульованих компонентів [12] у процесі керування моментом або швидкістю двигуна, що ускладнює точне керування параметрами.

Крім того, скалярні алгоритми, зазвичай, належать до розімкнутого типу, що означає, відсутність зворотних зв'язків і їх неспроможність коригування параметрів керування на основі актуального стану двигуна. Що може призвести до появи неточностей і відсутності стабільності в роботі системи.

Найрозповсюдженішим видом скалярного керування АД є частотне керування, яке було запропоноване М. П. Костенко [13], у вітчизняній літературі названий «законом Костенко».

Сутність закону Костенко полягає в пропорційному регулюванні амплітуди та швидкості узагальненого вектору напруг статора, що забезпечує постійну перевантажувальну здатність АД. Незважаючи на свою простоту і популярність, даний метод регулювання має свої недоліки, деякими з яких є нездатність забезпечити асимптотичне регулювання кутової швидкості ротора АД, та зниження перевантажувальної здатності двигуна в області малих частот обертання ротора. Для покращення даних показників використовують методи компенсації падіння напруги на активному опорі статора (IR-компенсація) [14]

і ковзання (англ. – slip compensation) [15]. Проте реалізація компенсаційних методів вимагає вимірювання струму статора машини або ланки постійного струму перетворювача [16]. Частотне керування АД, вважалось основним до появи векторних методів. Не зважаючи на свої недоліки, частотне керування асинхронними двигунами вважалось основним методом до появи векторних методів керування. Введення векторного керування значно покращила точність і динаміку керування асинхронними двигунами, але частотне керування залишається важливим методом керування і використовується в технологічних процесах де вимоги до точності та динаміки не є настільки високими.

1.3 Векторні методи керування АД

Векторні методи керування асинхронними двигунами базуються на динамічній моделі цих двигунів. Вони відрізняються від скалярних методів керування тим, що забезпечують регулювання не лише амплітуди і частоти (кутової швидкості), а також кутового положення узагальнених векторів напруги, струму та потокозчеплення. Це дозволяє керувати як моментом, так і потокозчепленням ротора.

Зазвичай векторні методи керування є замкненими системами, оскільки вони використовують зворотній зв'язок зі швидкістю обертання ротора та струмами статора. Це дозволяє забезпечити точність і стабільність роботи системи керування.

В літературі [10] наведена наступна класифікація векторних методів керування асинхронними двигунами:

- полеорієнтоване керування (англ. – field-oriented control, FOC): цей метод базується на перетворенні координат, що дозволяє керувати асинхронним двигуном, ніби його статор та ротор були незалежними. Це дозволяє досягти точного керування моментом та швидкістю ротора;

— пряме керування моментом (англ. – direct torque control, DTC): цей метод дозволяє безпосередньо контролювати момент асинхронного двигуна шляхом регулювання векторів напруги та струму. Він використовує прискорені алгоритми і дозволяє досягти високої динаміки та точності керування.

Варто відзначити, що в різних пристроях зустрічаються різні модифікації перелічених методів керування, при чому системи полеорієнтованого керування набули найбільшого поширення. Однак, в [10] також розглядаються інші векторні методи, такі як керування лінеаризоване зворотнім зв'язком (feedback linearization control, FLC) і керування на основі принципу пасивності (passivity-based control, PBC). Хоча ці методи є альтернативними рішеннями, вони не знайшли широкого практичного застосування.

Результати застосування методу лінеаризації зворотнім зв'язком для керування координатами асинхронного двигуна можна знайти в джерелах [3] та [17]. Ці дослідження пропонують практичні висновки та рекомендації щодо використання даного методу у реальних системах керування асинхронними двигунами. Керування на основі принципу пасивності є унікальним та новаторським загальнотеоретичним підходом до керування координатами АД з короткозамкненим ротором. Цей підхід використовує принципи пасивності, що базуються на збереженні енергії та стійкості системи, для досягнення бажаних результатів у керуванні нелінійними системами. Використання цього принципу дозволяє досягнути оптимального керування та забезпечити ефективну роботу електромеханічних систем на базі асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором. Уперше цей тип керування, що дістав назву "керування в ЕМС з використанням принципу пасивності", описано в роботах Р. Ортеги [18].

1.3.1 Полеорієнтоване керування (FOC)

Даний тип керування АД вперше було наведено в [19], та опубліковано в 60-х 70-х роках ХХ ст.. Сама ідея методу полеорієнтованого керування машиною, що використовується для регулювання моменту та потоку АД, є унікальною і ключовою складовою для створення високоефективних асинхронних електроприводів з векторним керуванням. Цей метод використовує векторний підхід, що дозволяє регулювати і контролювати момент та потік АД незалежно один від одного. Це важливо для досягнення високої ефективності, точності та динамічної відповіді в електроприводах. Існування цього методу дало змогу створити передові технології в галузі електроприводів, що забезпечують покращені характеристики та оптимальне керування електромеханічними системами. В системі полеорієнтованого керування асинхронним двигуном, динамічна модель двигуна використовує систему координат Парка-Горева, яка обертається синхронно з вектором потокозчеплення ротора. Це дозволяє виділити дві компоненти вектора струму статора: одна з них використовується для окремого керування потоком, а інша – для керування моментом машини. Така особливість полеорієнтованого керування дала можливість створювати системи керування асинхронними двигунами на зразок системи з двигунами постійного струму (ДПС). У літературі, полеорієнтоване керування отримало назву "векторне керування".

Початкова версія полеорієнтованого керування, запропонована Ф. Блашке, передбачала наявність повної інформації про стан асинхронного двигуна, що потребувало встановлення датчиків Холла та кутової швидкості. Однак, ця операція не знайшла широкого практичного застосування, оскільки вимагала змін або заміни вже наявних АД, що вже були використані в промисловості. З метою уникнення встановлення датчиків Холла в корпус асинхронного двигуна, сучасні системи полеорієнтованого керування будуються за однією з двох концепцій: непрямого орієнтування по полю машини (indirect FOC, IFOC) та прямого орієнтування по полю машини (direct FOC, DFOC).

Концепція системи з непрямым полеорієнтування, вперше була запропоновано в роботі [19], передбачала застосування кутового положення системи координат, асимптотично орієнтованої за вектором потокозчеплення ротора, для формування системи керування, через що в літературі таке керування іноді може мати іншу назву "випереджувальним векторним керуванням" (англ. – feedforward vector control). Загальний теоретичний опис непрямого векторного керування координатами АД представлено в [20].

У системах керування з прямою орієнтацією за полем машини, інформація про вектор потокозчеплення ротора (амплітуду і кутове положення) отримується шляхом застосування спостерігача магнітного потоку, який базується на загальній теорії спостерігачів Люенбергера. Цей спостерігач використовується для оцінювання значень вектора потокозчеплення, і його робота заснована на принципі поділу.

У реалізації прямого полеорієнтованого керування АД, зазвичай, використовується принцип поділу, в якому реальні значення вектора потокозчеплення замінюються оціненими значеннями, які отримуються за допомогою асимптотичного спостерігача. При цьому передбачається, що процес оцінювання компонентів вектора потокозчеплення завершений і реальні значення збігаються з оціненими, тому ці значення відносяться до прямого векторного керування.

Варто відзначити, що принцип поділу не є універсальним для всіх нелінійних систем, і його застосування вимагає окремого доказу для кожної структури спостерігача та його налаштувальних параметрів. Враховуючи це, необхідно проводити дослідження та аналізувати конкретні умови застосування принципу поділу в кожній системі керування АД.

Запропоновано перший загальний розв'язок проблеми векторного керування АД з прямою орієнтацією за полем машини в роботі [21]. Це рішення передбачає використання будь-якого асимптотичного спостерігача магнітного потоку з властивостями експоненціальної стійкості. У [21] представлена конструктивна процедура синтезу модифікованих зворотних зв'язків спостерігача, яка відповідає узагальненому спостерігачу Везеге, а

також структура алгоритму керування потоком, який гарантує глобальну експоненціальну асимптотичну стійкість підсистеми керування вектором потокозчеплення ротора.

Це рішення дозволяє вибирати структуру спостерігача та коригувальні параметри з метою досягнення робастності до параметричних збурень АД. Враховуючи це, можна гнучко налаштовувати спостерігач та алгоритм керування, забезпечуючи стійкість та надійність системи в різних умовах експлуатації.

1.3.2 Пряме керування моментом (DTC)

Наприкінці XX століття спостерігався ріст популярності щодо уніфікації систем полеорієнтованого керування. З даного приводу було опубліковано наступні результати [22]. Дослідники, які працювали над цими проектами, запропонували метод, що дозволяє незалежно регулювати момент і модуль вектора потокозчеплення статора асинхронного двигуна шляхом впливу на один із семи просторових векторів напруги, що генеруються інвертором напруги. Ця інноваційна техніка дозволяє ефективно керувати роботою асинхронного двигуна, дозволяючи точно налаштовувати момент і модуль вектора потокозчеплення статора для досягнення потрібних параметрів. Введення незалежного регулювання дозволяє досягти покращеної продуктивності та ефективності роботи асинхронного двигуна, розширюючи можливості його керування та пристосовуючи його до різних умов і вимог. Для забезпечення обмеження частоти перемикання ключів інвертора, регулятори потоку і моменту використовують релейні характеристики з введенням гістерезису. Цей підхід дозволяє ефективно керувати системою шляхом встановлення меж перемикання ключів, що знижує шум та вібрації в системі. Релейні характеристики з гістерезисом використовуються для досягнення стабільного та надійного регулювання потоку і моменту, забезпечуючи оптимальні умови роботи приводу. Цей підхід забезпечує зручне та точне управління системою, знижуючи вплив небажаних факторів і

забезпечуючи високу якість роботи автономного приводу. Такий метод керування також отримав назву прямого керування моментом і вектором потоку (англ. – direct torque-flux vector control, DTFVC).

Перевагами систем DTC є: простота реалізації; висока швидкодія; мала чутливість до зміни параметрів АД.

Одним з недоліків систем прямого керування моментом є відносно великі відхилення величини моменту, що призводить до зниження точності регулювання. Це може бути неприйнятно для деяких технологічних процесів, в яких точність керування моментом є важливим аспектом. Також, порівняно з системами полеорієнтованого векторного керування, графік струму в системах прямого керування моментом може мати менш якісну форму.

Ще одним недоліком є мінливість частоти комутації, яка залежить від величини заданої швидкості та заданого моменту. Це може створювати проблеми зі стійкістю системи та може вимагати додаткових компенсаційних методів.

Для подолання цих недоліків були запропоновані різні підходи, описані в [23]. Одним з підходів є удосконалення алгоритму вибору просторового вектора напруги статора, що дозволяє поліпшити якість керування моментом. Також застосування "часткового використання вектора" за інтервал дискретності, відомого як "duty cycle", може допомогти у досягненні більшої точності та стійкості системи. Використання просторово-векторної ШІМ (DTC – space vector modulation, DTC – SVM) є ще одним підходом, який дозволяє поліпшити характеристики системи керування.

Додатково, системи з полеорієнтованим керуванням і прямим керуванням моментом можуть функціонувати без датчиків кутової швидкості. Це означає, що вони можуть використовувати альтернативні методи оцінки кутової швидкості, які базуються на моделях системи або додаткових спостереженнях. Приклади таких систем без датчиків кутової швидкості описано в [24].

Ці підходи до подолання недоліків систем прямого керування моментом сприяють поліпшенню їхньої ефективності, стійкості та точності

регулювання, роблячи їх більш привабливими для використання в різних технологічних системах.

Висновки до розділу

Під час проведення аналітичного огляду систем керування асинхронними двигунами було встановлено що системи векторного керування, як відносно нова технологія, мають ряд переваг порівняно з іншими системами керування асинхронними двигунами. Основні переваги полягають у високій ефективності керування та низькому рівні похибок при відтворенні заданих траєкторій. Проте для реалізації систем прямого векторного керування необхідне використання спостерігачів вектора потокозчеплення що дозволяє отримати необхідну інформацію про вектор потокозчеплення. В свою чергу спостерігач вектора потокозчеплення робастність системи керування дослідження якої вимагає виконання таких завдань, як:

1. Дослідження динамічних показників розімкненого спостерігача зниженого порядку та спостерігача повного порядку зі зворотними зв'язками. Порівняння результатів та визначення різниці.

2. Моделювання та аналіз впливу варіацій активного опору ротора на ефективність системи векторного керування моментом асинхронними двигунами зі спостерігачем вектора потокозчеплення.

3. Визначення оптимальних значень коефіцієнтів налаштування спостерігача, які забезпечують найкращі динамічні характеристики та стабільність системи керування.

4. Порівняння отриманих результатів з результатами системи керування з розімкненим спостерігачем та розробка рекомендацій щодо вибір коефіцієнтів налаштування спостерігача.

2 СПОСТЕРІГАЧІ ВЕКТОРА ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯ

Асинхронний двигун (АД) як об'єкт керування, для опису якого використовується система нелінійних диференціальних рівнянь п'ятого порядку. Вихідними параметрами якої є момент і модуль потокозчеплення, регулювання яких виконується за допомогою двовимірного вектора керуючих напруг статора. Проте, лише три з п'яти змінних стану моделі АД можуть бути виміряні, оскільки змінні ротора не доступні для прямого вимірювання. Для вирішення цієї проблеми використовуються асимптотичні спостерігачі, які базуються на інформації про легко вимірювані змінні, щоб оцінити компоненти вектора потокозчеплення, такі як статорний, роторний і загальний магнітний потік. Це дозволяє отримати інформацію про невиміряні змінні стану і використовувати цю інформацію для керування та регулювання АД.

Використання асимптотичних спостерігачів є важливим кроком у розвитку систем керування АД. Вони дозволяють отримати оцінку необхідних змінних стану, що раніше були недоступні для вимірювання, і тим самим забезпечують більш точне і ефективне керування АД.

Узагальнену модель в системі координат (d-q), яка обертається з довільною кутовою швидкістю ω_0 має наступний вигляд [27], [33]:

$$\begin{aligned}
 \dot{\theta} &= \omega \\
 \dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c) \\
 M &= \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \\
 \dot{i}_d &= -\gamma i_d + \omega_0 i_q + \alpha \beta \psi_d + \beta \omega \psi_q + \frac{1}{\sigma} u_d \\
 \dot{i}_q &= -\gamma i_q - \omega_0 i_d + \alpha \beta \psi_q - \beta \omega \psi_d + \frac{1}{\sigma} u_q \\
 \dot{\psi}_d &= -\alpha \psi_d + \omega_2 \psi_q + \alpha L_m i_d \\
 \dot{\psi}_q &= -\alpha \psi_q - \omega_2 \psi_d + \alpha L_m i_q \\
 \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0, \varepsilon_0(0) = 0
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

де θ – кутове положення валу ротора, ω – кутова швидкість ротора, p_n – число пар полюсів, $(i_d, i_q)^T$ – вектор струму статора, $(\psi_d, \psi_q)^T$ – вектор потокозчеплення ротора, M_c – момент навантаження, $(u_d, u_q)^T$ – вектор керуючих напруг, $\omega_2 = \omega_0 - p_n \omega$ – частота ковзання, ε_0 – кутове положення обертової системи координат (d-q) відносно стаціонарної системи координат (a-b).

Додатні константи, пов'язані з електричними і механічними параметрами асинхронного двигуна (АД), визначаються наступним чином:

$$\alpha = \frac{R_2}{L_2}; \sigma = L_1 \left(1 - \frac{L_m}{L_1 L_2}\right); \mu = \frac{3}{2} \frac{L_m}{J L_2}; \beta = \frac{L_m}{\sigma L_2}; \gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha \beta L_m;$$

де J – повний момент інерції, R_1, R_2, L_1, L_2 – активні опори та індуктивності статора і ротора відповідно, L_m – індуктивність намагнічуючого контуру.

Математична модель електричної частини АД в стаціонарній системі координат (a-b), запишеться у вигляді:

$$\begin{aligned} \dot{i}_a &= -\gamma i_a + \alpha \beta \psi_a + \beta \omega \psi_b + \frac{1}{\sigma} u_a \\ \dot{i}_b &= -\gamma i_b + \alpha \beta \psi_b - \beta \omega \psi_a + \frac{1}{\sigma} u_b \\ \dot{\psi}_a &= -\alpha \psi_a + \omega \psi_b + \alpha L_m i_a \\ \dot{\psi}_b &= -\alpha \psi_b - \omega \psi_a + \alpha L_m i_b \end{aligned} \quad (2.2)$$

При дослідженні даної моделі були прийняті такі припущення:

А.1. Напруга статора (u_a, u_b), струми статора (i_a, i_b) та кутова швидкість є обмеженими відомими функціями.

А.2. Електричні параметри ($\gamma, \alpha, \beta, \sigma, L_m$) відомі і сталі.

При виконанні даних припущень необхідно синтезувати спостерігач вектора потокозчеплення призначений для оцінки компонент вектора потокозчеплення ротора $(\hat{\psi}_a, \hat{\psi}_b)$, що асимптотично оцінюють реальні (ψ_a, ψ_b) , так що:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\psi}_a, \tilde{\psi}_b) = 0 \quad (2.3)$$

де $\tilde{\psi}_a = \psi_a - \hat{\psi}_a$, $\tilde{\psi}_b = \psi_b - \hat{\psi}_b$ – похибки оцінювання.

Розімкнутий спостерігач потокозчеплення ротора який представлено у вигляді рівняння роторного кола, записаних в стаціонарній системі координат статора (a-b) [25]:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\psi}}_a &= -\alpha \hat{\psi}_a - \omega \hat{\psi}_b + \alpha L_m i_a \\ \dot{\hat{\psi}}_b &= -\alpha \hat{\psi}_b - \omega \hat{\psi}_a + \alpha L_m i_b \end{aligned} \quad (2.4)$$

Динамічні властивості даного спостерігача потокозчеплення при відпрацюванні початкових умов: $\psi_a(0) = 0,1$, $\psi_b(0) = 0,1$, $\hat{\psi}_a(0) = \hat{\psi}_b(0) = 0$ представлені на рис. 2.1 – 2.2.

В умовах проведення тесту було виконано прямий пуск ненавантаженого двигуна, з початковою кутовою швидкістю значення якої дорівнює нулю, та подальшим стрибкоподібним збільшенням значення навантаження до номінального в 0,5 с. Як результат моделювання було отримано графік зміни похибки оцінювання модуля потокозчеплення ротора на якому спостерігається експоненціальне затухання її величини, зі швидкістю яка визначається за сталою часу роторного кола $T_R = \alpha^{-1}$.

Дослідження робастних властивостей спостерігача до варіації значення активного опору ротора проводиться при значеннях $R_2 = 1,5 R_{2N}$, та $R_2 = 0,5 R_{2N}$ продемонстровано на графіках рис. 2.2 – 2.3 відповідно. Як результат цих двох тестів можна спостерігати порушення асимптотичності спостерігача при $R_2 \neq R_{2N}$, це пов'язане з невідповідністю між реальним значенням опору і тим що використовується в самому спостерігачі.

Результати даних досліджень показують необхідність заміни спостерігача для забезпечення ефективнішого керування АД при змінні значення активного ротора.

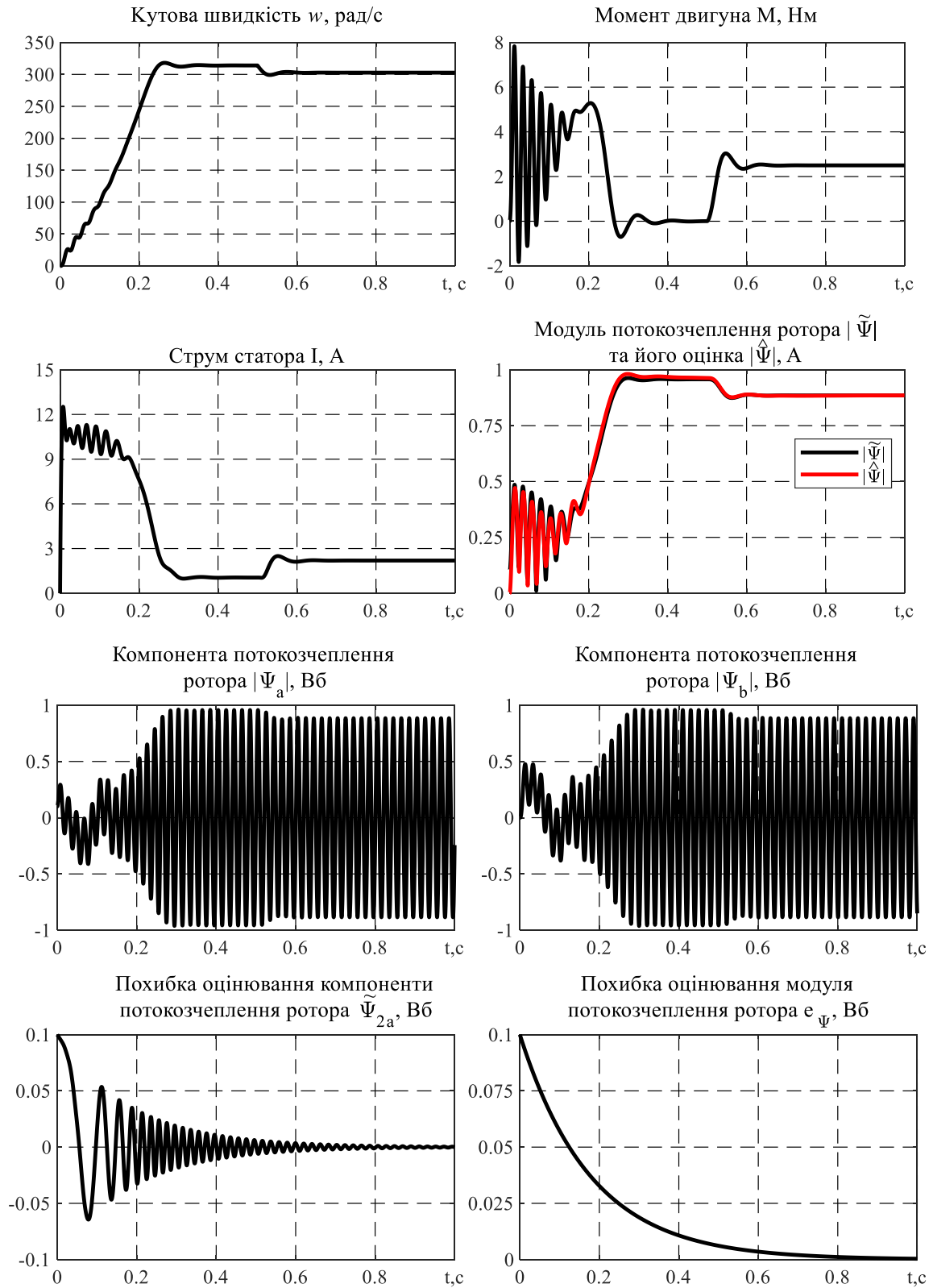


Рисунок 2.1 – Перехідні процеси компонент потокозчеплення АД та оцінка роботи спостерігача при $R_2 = R_{2N}$

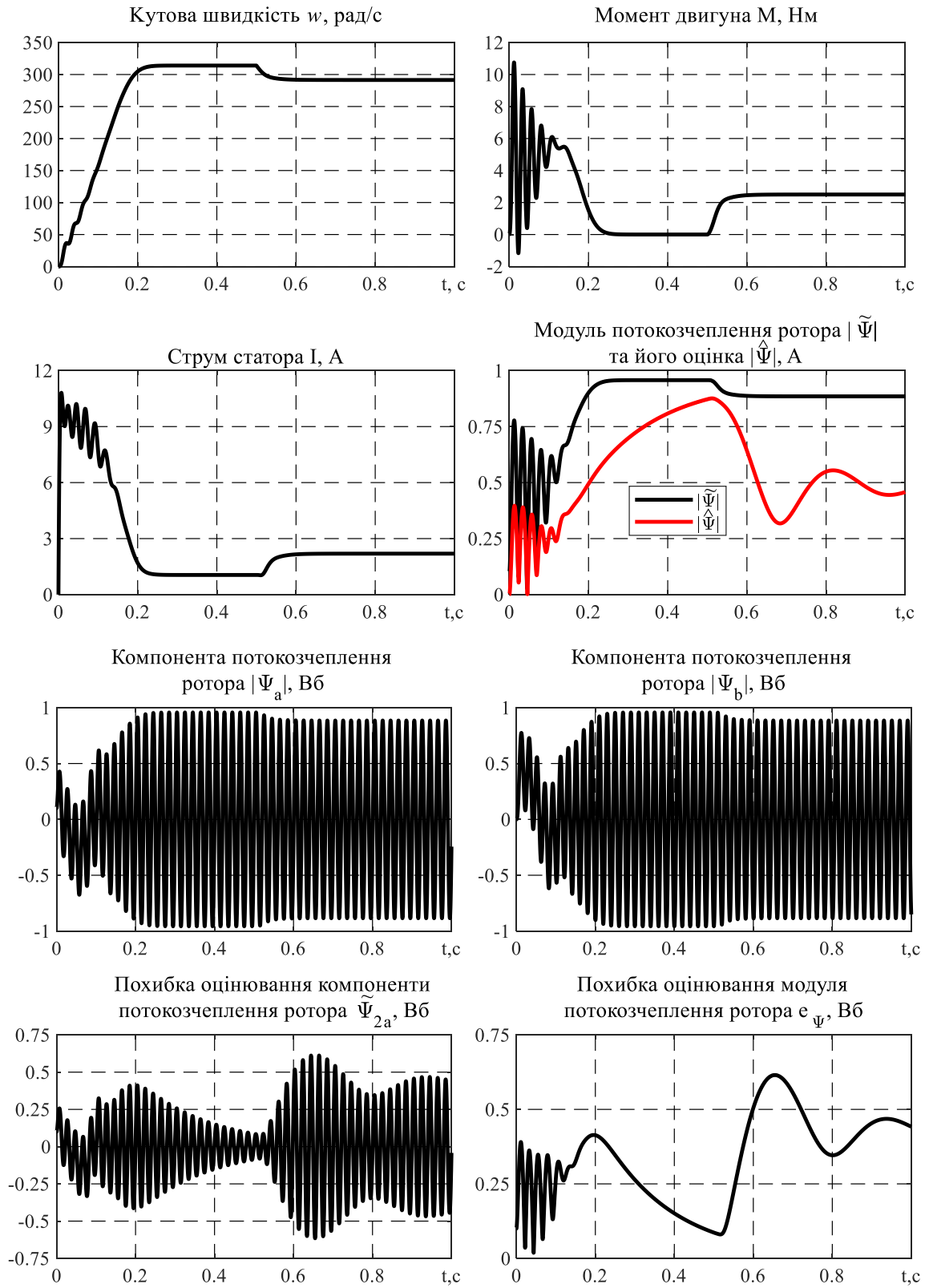


Рисунок 2.2 – Перехідні процеси АД при прямому пуску при $R_2 = 1,5 R_{2N}$

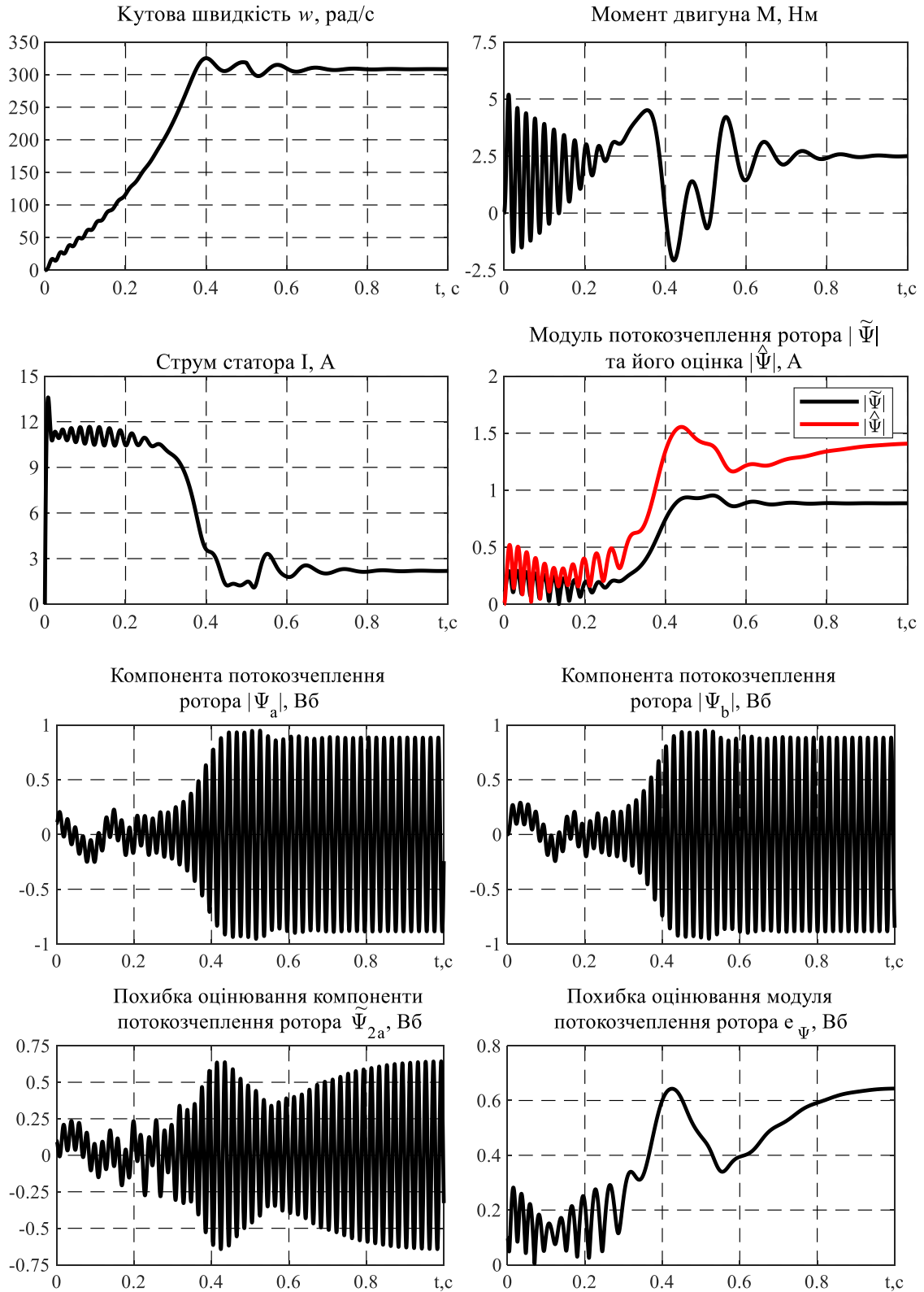


Рисунок 2.3 – Перехідні процеси АД при прямому пуску при $R_2 = 0,5 R_{2N}$

В цілях проведення дослідження робасних властивостей спостерігачів було проведено тести з використанням спостерігача повного порядку зі

зворотними зв'язками (рис. 2.4 – 2.6), математична модель якого має наступний вигляд [32]:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{i}}_a &= -\gamma \hat{i}_a + \alpha \beta \hat{\psi}_a + \beta \omega \hat{\psi}_b + \frac{1}{\sigma} u_a - z_a \\ \dot{\hat{i}}_b &= -\gamma \hat{i}_b + \alpha \beta \hat{\psi}_b - \beta \omega \hat{\psi}_a + \frac{1}{\sigma} u_a - z_a \\ \dot{\hat{\psi}}_a &= -\alpha \hat{\psi}_a - \omega \hat{\psi}_b + \alpha L_m \hat{i}_a - v_a \\ \dot{\hat{\psi}}_b &= -\alpha \hat{\psi}_b - \omega \hat{\psi}_a + \alpha L_m \hat{i}_b - v_b\end{aligned}\quad (2.5)$$

де (z_a, z_b) , (v_a, v_b) – коригуючі сигнали для надання спостерігачу властивостей стійкості, та визначаються як:

$$\begin{pmatrix} z_a \\ z_b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -k_i e_a \pm \lambda e_b \\ -k_i e_b \mp \lambda e_a \end{pmatrix}\quad (2.6)$$

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \end{pmatrix} = \gamma_1^{-1} \begin{pmatrix} -\alpha \beta e_a + \beta \omega e_b \\ -\alpha \beta e_b - \beta \omega e_a \end{pmatrix}\quad (2.7)$$

де $k_i \geq 0$, $\gamma_1 > 0$, $\lambda > 0$.

Для вектора простору стану:

$$x = (\hat{i}_a, \hat{i}_b, \hat{\psi}_a, \hat{\psi}_b)^T\quad (2.8)$$

вектор оцінених змінних має наступний вигляд:

$$\hat{x} = (\hat{i}_a, \hat{i}_b, \hat{\psi}_a, \hat{\psi}_b)^T\quad (2.9)$$

Тоді вектор похибок оцінювання буде:

$$\tilde{x} = x - \hat{x} = (e_a, e_b, \tilde{\psi}_a, \tilde{\psi}_b)^T\quad (2.10)$$

Спостерігач повного порядку, заданий (2.5) – (2.7) гарантує асимптотичність оцінювання вектора потокозчеплення ротора з експоненціальним сходженням похибок до нуля.

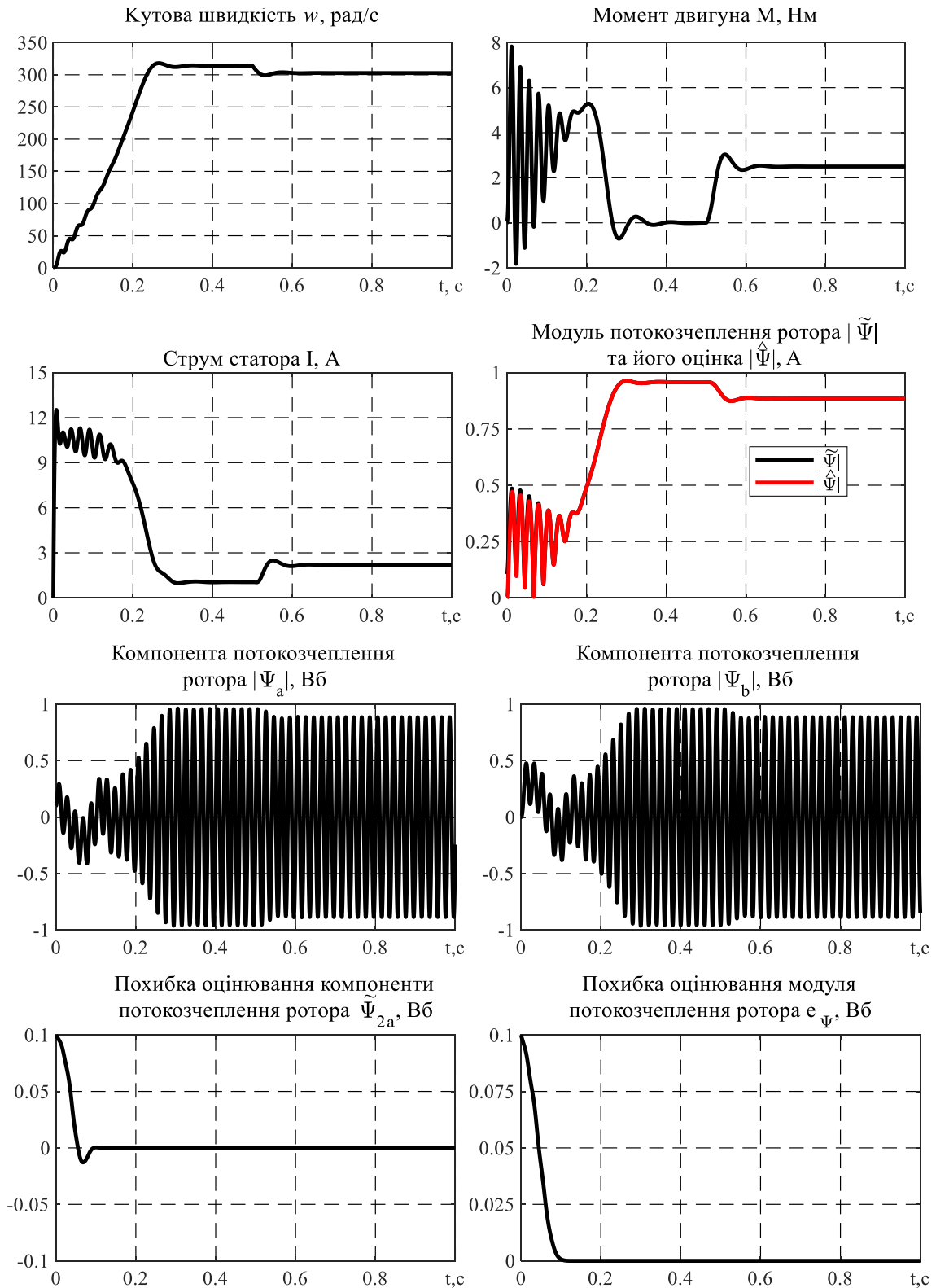


Рисунок 2.4 – Перехідні процеси АД при прямому пуску при $R_2 = R_{2N}$

($\gamma_1 = 10$, $k_i = 1000$, $\lambda = 10$,)

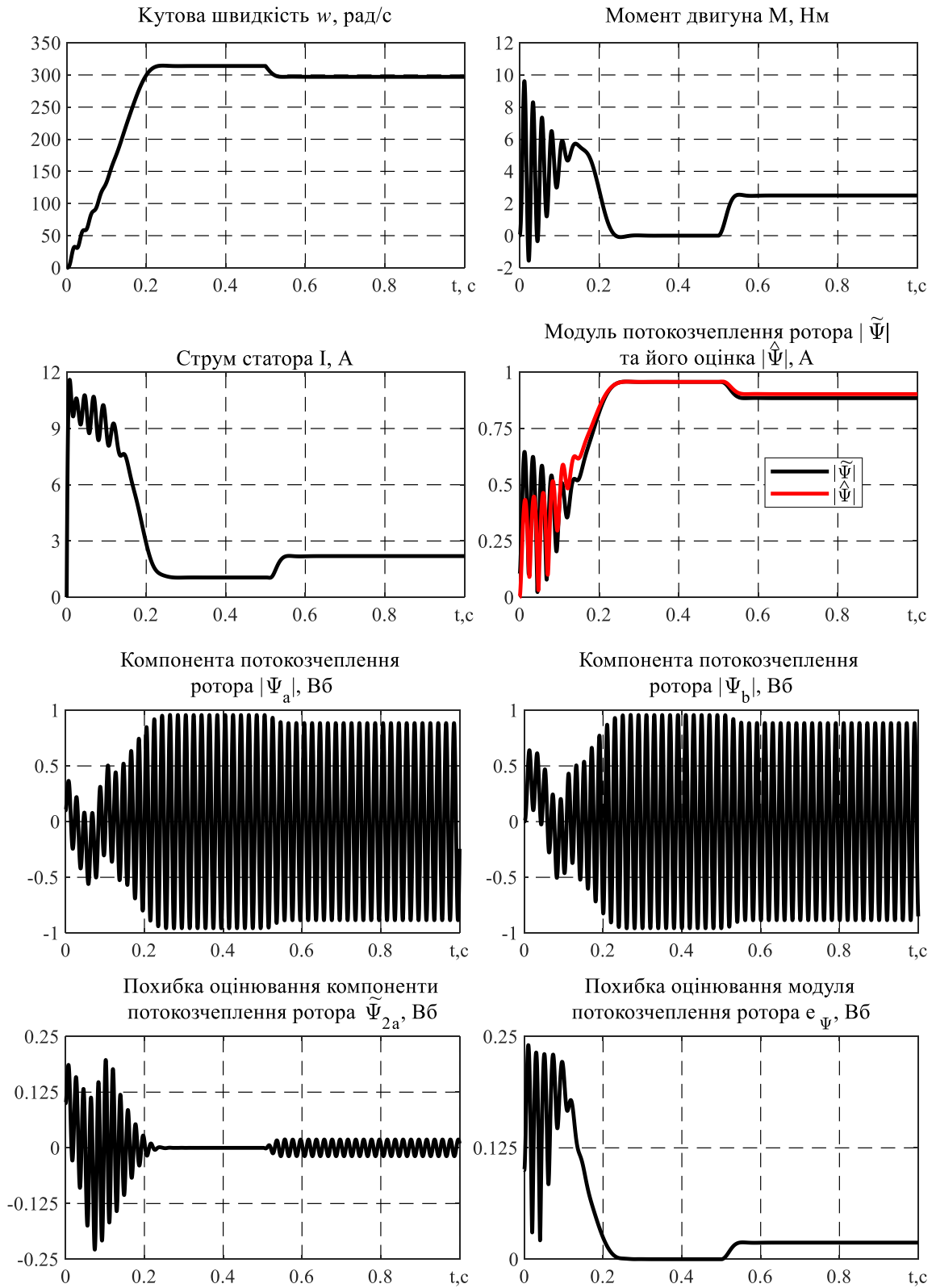


Рисунок 2.5 – Перехідні процеси АД при прямому пуску при $R_2 = R_{2N}$

($\gamma_1 = 10$, $k_i = 1000$, $\lambda = 10$,)

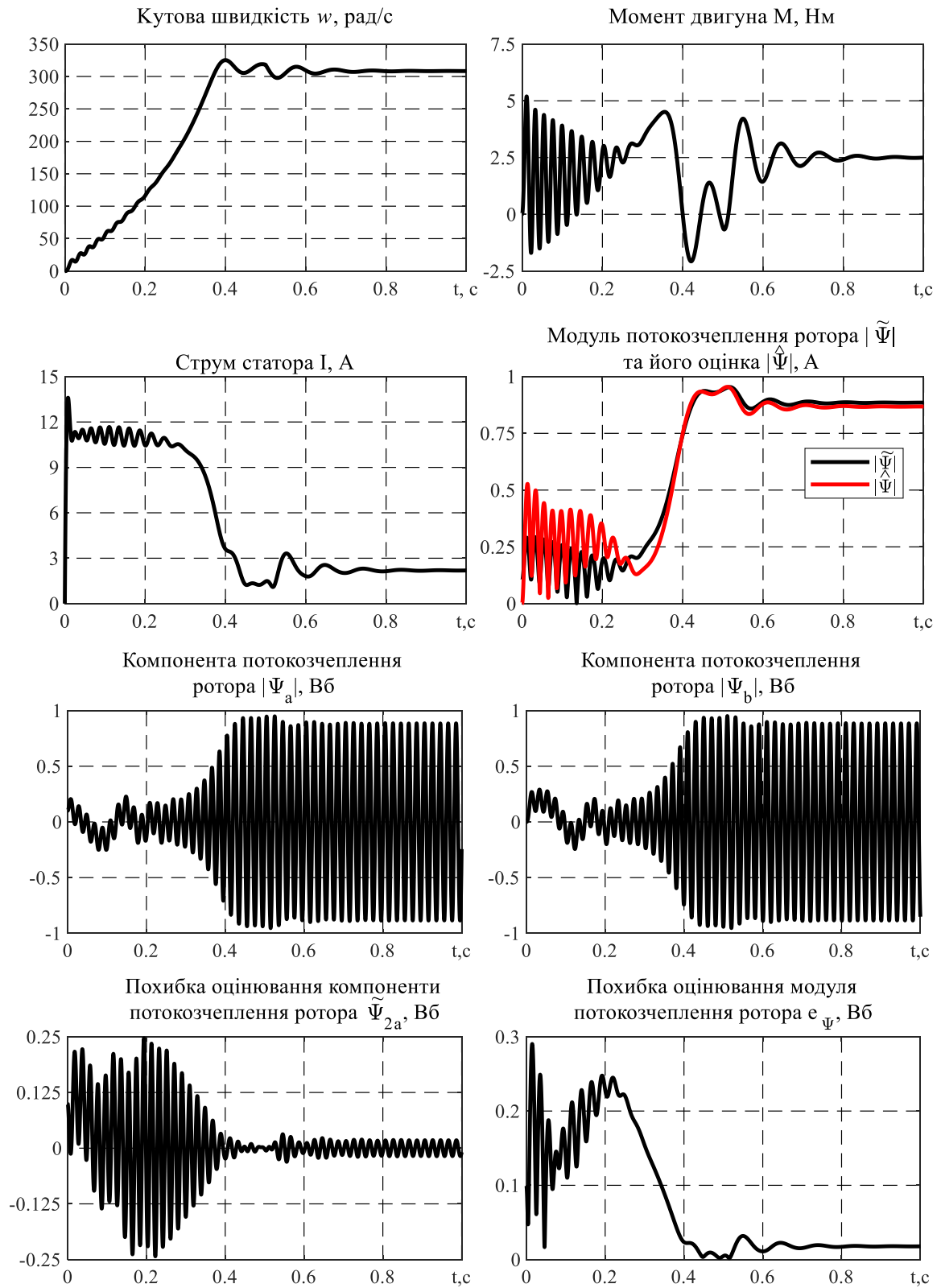


Рисунок 2.6 – Перехідні процеси АД при прямому пускі при $R_2 = 0,5R_{2N}$

$$(\gamma_1 = 10, k_i = 1000, \lambda = 10,)$$

Враховуючи ідентичність початкових тестових умов, для більшої наочності було проведено порівняння похибок оцінювання (див. рис. 2.7 – 2.9).

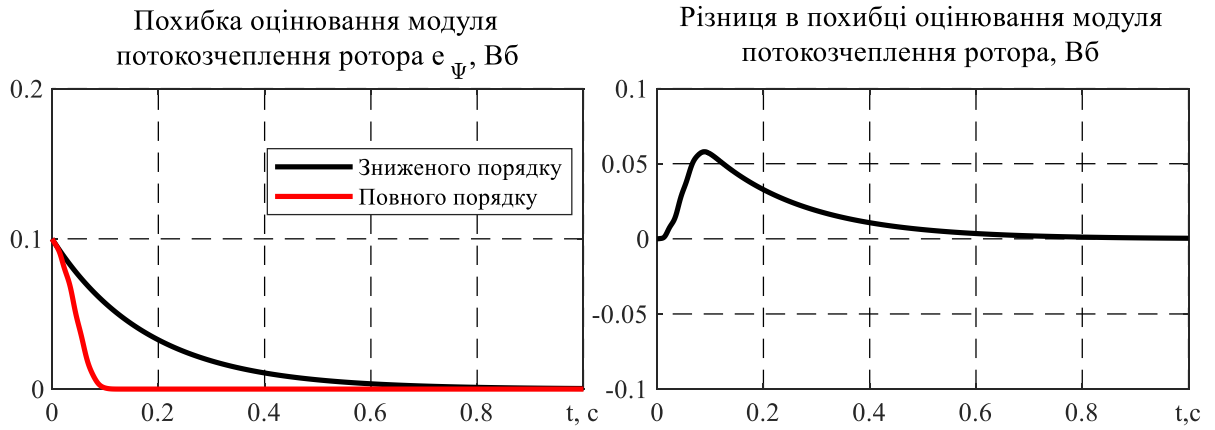


Рисунок 2.7 – Порівняння похибок оцінювання модуля потокозчеплення при

$$R_2 = R_{2N}$$

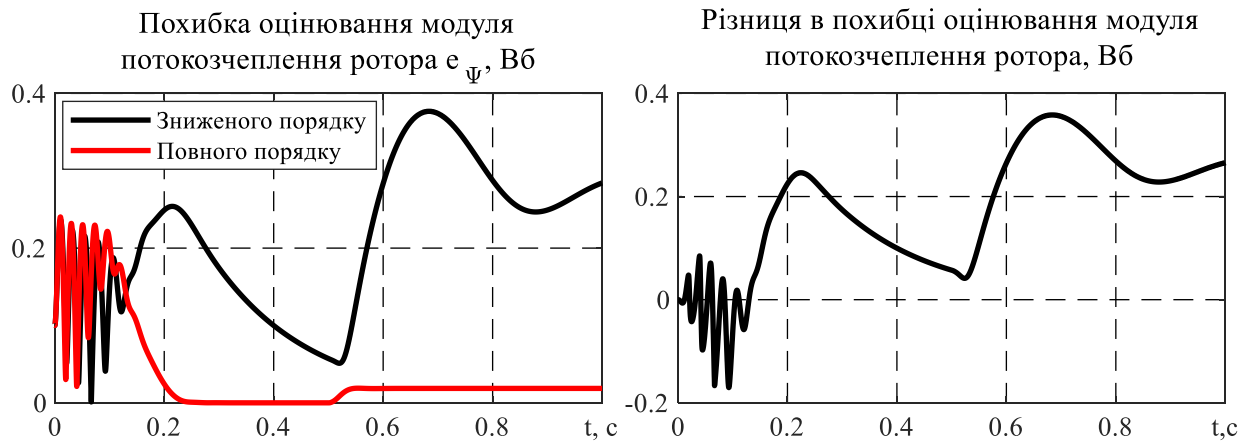


Рисунок 2.8 – Порівняння похибок оцінювання модуля потокозчеплення при

$$R_2 = 1,5R_{2N}$$

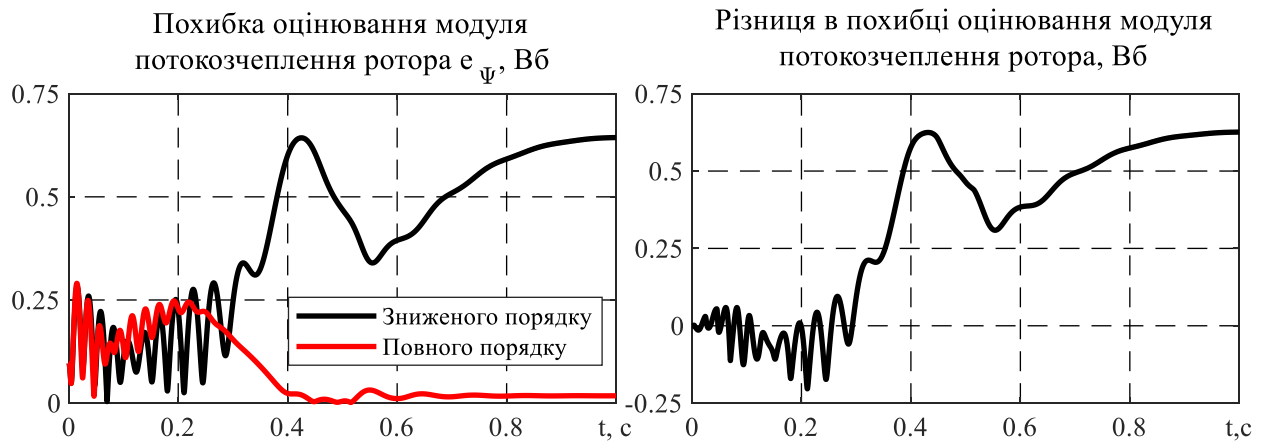


Рисунок 2.9 – Порівняння похибок оцінювання модуля потокозчеплення при

$$R_2 = 0,5R_{2N}$$

Висновки по розділу

В процесі досліджень наведених в даному розділі було встановлено наступне:

1. спостерігач повного порядку в порівнянні зі спостерігачем зниженого порядку дає значно кращі результати оцінювання що призводить до збільшення ефективності систем керування;

2. спостерігач повного порядку проявляє значно кращі робастифікуючі властивості, має меншу помилку оцінювання та час сходження її до нуля, що робить його більш придатним для використання в реальних системах керування;

3. як результат моделювання динамічних процесів відпрацювання початкових умов спостерігачем зниженого порядку при значенні активного опору ротора що не відповідає номінальному, було з'ясовано що він втрачає свою асимптотичну стійкість, що робить його непридатним до використання в подібних умовах.

3 СИСТЕМА ПРЯМОГО ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ

Реалізація прямого векторного керування асинхронним двигуном, як правило, здійснюється на основі принципу розділення. У відповідності до якого в алгоритмі з вимірюванням вектора потокозчеплення, його реальне значення замінюється на оцінене за допомогою спостерігача. В цьому розділі представлено алгоритми прямого векторного керування АД з використанням асимптотичного спостерігача магнітного потоку зниженого та повного порядку, які на сьогодні де-факто є стандартними, і представлені у багатьох варіаціях [24] – [32]. В той же час матеріал подано у відповідності до теорії, яку розроблено в [24], [21], [27], [30] – [32]. Автором виконано дослідження систем прямого векторного керування, а саме їх динамічних властивостей і чутливості до змін активного опору ротора.

3.1 Математична модель АД і постановка задачі керування

Математична модель асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором (АД) в стаціонарній системі координат (a-b), записана через вектори струму статора та потокозчеплення ротора за умов лінійної магнітної характеристики АД та збалансованого живлення, має вигляд [21], [27]:

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

де ω – швидкість ротора, θ – кутове положення ротора, $(i_{1a}, i_{1b})^T$ – вектор струмів статора в системі координат (a-b); $(\psi_{2a}, \psi_{2b})^T$ – вектор потокозчеплень

ротора; $(u_{1a}, u_{1b})^T$ – вектор прикладених напруг до статора, M – момент двигуна, M_c – момент навантаження; R_1, R_2 – активні опори статора і ротора, L_1, L_2 – індуктивності статора і ротора, L_m – індуктивність намагнічуючого контуру, J – сумарний момент інерції, ν – коефіцієнт в'язкого тертя, p_n – кількість пар полюсів; $\alpha = \frac{R_2}{L_2} = T_R^{-1}$, T_R – стала часу роторного кола, $\beta = \frac{L_m}{L_2\sigma}$,

$$\sigma = L_1 \left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \right), \quad \gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha L_m \beta.$$

Динамічна модель АД в синхронній системі координат (d-q) використовується частіше. Визначимо змінні в синхронній системі координат наступним чином:

$$\mathbf{x}^{(d-q)} = \mathbf{e}^{-j\varepsilon_0} \mathbf{x}^{(a-b)}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{e}^{-j\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos\varepsilon_0 & \sin\varepsilon_0 \\ -\sin\varepsilon_0 & \cos\varepsilon_0 \end{bmatrix}. \quad (3.2)$$

де $\mathbf{x}$ – двовірні вектори напруги, струмів та потокозчеплень, тоді двофазна модель АД в синхронній системі координат ротора (d-q), [21], [32]:

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} (M - \nu\omega - M_c), \quad M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p_n (\psi_{2d} i_{1q} - \psi_{2q} i_{1d}), \\ \dot{i}_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \alpha \beta \psi_{2d} + \beta \omega p_n \psi_{2q} + \frac{1}{\sigma} u_{1d}, \\ \dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} - \omega_0 i_{1d} + \alpha \beta \psi_{2q} - \beta \omega p_n \psi_{2d} + \frac{1}{\sigma} u_{1q}, \\ \dot{\psi}_{2d} &= -\alpha \psi_{2d} + \omega_2 \psi_{2q} + \alpha L_m i_{1d}, \\ \dot{\psi}_{2q} &= -\alpha \psi_{2q} - \omega_2 \psi_{2d} + \alpha L_m i_{1q}, \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0, \\ \varepsilon_0(0) &= 0, \end{aligned} \quad (3.3)$$

де частота ковзання дорівнює $\omega_2 = \omega_0 - \omega p_n$, ε_0 – кутове положення рухомої системи координат (d-q) відносно нерухомої системи координат (a-b) статора, в якій визначено фізичні змінні АД.

У загальному випадку задача асимптотичного відпрацювання моменту та модуля потокозчеплення формулюється наступним чином [29]. Нехай $M^*(t)$ та $\psi^*(t)$ є задані гладкі функції моменту та модуля потокозчеплення. Кутова швидкість при керуванні моментом розглядається, як обмежена зовнішня функція часу.

Припустимо, що для моделі АД, заданої (3.3), виконуються припущення [24], [25]:

А.1. Електрична машина живиться від ідеального перетворювача так, що вектор його вихідних напруг співпадає з заданим.

А.2. Механічні координати електричної машини: кутове положення θ , кутова швидкість ω та струми статора вимірюються.

А.3. Параметри електричної машини відомі та сталі.

А.4. Задані траєкторії моменту M^* та потокозчеплення $\psi^* > 0$ обмежені функції часу з обмеженими першою та другою похідними за часом.

Тоді необхідно сконструювати вектор керуючих дій $\mathbf{u}$ (алгоритм керування), як функцію вимірюваних змінних стану і задаючих дій $M^*(t)$ та $\psi^*(t)$, що гарантує системі [21]:

СО.1. Глобальні асимптотичні властивості відпрацювання моменту та потокозчеплення, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0, \quad (3.4)$$

де похибки відпрацювання моменту та потокозчеплення визначені як:

$$\tilde{M} = M - M^*, \tilde{\psi} = \psi - \psi^*; \quad (3.5)$$

СО.2. Розв'язаність процесів керування моментом та потокозчепленням, тобто з умови $\tilde{\psi}(0) = 0$ слідує $\tilde{\psi}(t) = 0 \forall t \geq 0$.

СО.3. Асимптотичну орієнтацію за вектором потокозчеплення ротора АД, тобто

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \psi_d &= |\psi_2|, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \psi_q &= 0. \end{aligned} \quad (3.6)$$

В нелінійній моделі АД (3.3) вимірюваним є вектор змінних $y = (\theta, \omega, i_{1d}, i_{1q})^T$, в той час, як потокозчеплення ротора не вимірюється, тому векторне керування АД визначається як задача керування за вимірюваним вектором y .

В загальному формулюванні векторного керування моментом та модулем потокозчеплення ротора вихідні змінні, що мають відпрацьовуватися, визначаються як нелінійні функції часу:

$$y_1 = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} p_n (\psi_{2d} i_{1q} - \psi_{2q} i_{1d}) \\ (\psi_{2d}^2 + \psi_{2q}^2)^{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \triangleq \begin{pmatrix} \mathbf{M} \\ |\Psi_2| \end{pmatrix}. \quad (3.7)$$

3.2 Пряме векторне керування моментом і потокозчепленням АД зі спостерігачем зниженого порядку [21], [26], [31]

При прямому векторному керуванні кутове положення ε_0 системи координат (d-q) в (3.3) задається спостерігачем магнітного потоку.

Розглянемо використання найпростішого розімкненого спостерігача потокозчеплення ротора в формі рівнянь роторного кола, записаних в стаціонарній системі координат статора (a-b) (див. рівняння (3.3) з $\omega_0 = 0$, а також (2.4))

$$\begin{aligned} \dot{\psi}_{2a} &= -\alpha \psi_{2a} - p_n \omega \psi_{2b} + \alpha L_m i_{1a}, \\ \dot{\psi}_{2b} &= -\alpha \psi_{2b} + p_n \omega \psi_{2a} + \alpha L_m i_{1b}. \end{aligned} \quad (3.8)$$

Припустимо, що зовнішні сигнали ω , i_{1a} , i_{1b} в (3.3) є обмеженими, тоді розімкнений спостерігач для системи (3.8) матиме вигляд [26]:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\psi}}_{2a} &= -\alpha\hat{\psi}_{2a} - p_n\omega\hat{\psi}_{2b} + \alpha L_m \dot{i}_{1a}, \\ \dot{\hat{\psi}}_{2b} &= -\alpha\hat{\psi}_{2b} + p_n\omega\hat{\psi}_{2a} + \alpha L_m \dot{i}_{1b}.\end{aligned}\quad (3.9)$$

Визначивши похибки оцінювання потокозчеплень, як:

$$\begin{aligned}\tilde{\psi}_{2a} &= \psi_{2a} - \hat{\psi}_{2a}, \\ \tilde{\psi}_{2b} &= \psi_{2b} - \hat{\psi}_{2b},\end{aligned}$$

їх динаміка згідно (3.8), (3.9) запишеться у вигляді

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\psi}}_{2a} &= -\alpha\tilde{\psi}_{2a} - p_n\omega\tilde{\psi}_{2b}, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2b} &= -\alpha\tilde{\psi}_{2b} + p_n\omega\tilde{\psi}_{2a}.\end{aligned}\quad (3.10)$$

З (3.10) слідує, що положення рівноваги $(\tilde{\psi}_{2a}, \tilde{\psi}_{2b})^T = 0$ є глобально експоненційно стійким.

Для того, щоб побудувати алгоритм векторного керування по вимірюваному виходу з використанням принципу розділення використовуються оцінені значення потокозчеплень для розрахунку (3.2) [28]:

$$\cos\epsilon_0 = \frac{\hat{\psi}_{2a}}{|\hat{\psi}_2|}, \quad \sin\epsilon_0 = \frac{\hat{\psi}_{2b}}{|\hat{\psi}_2|}, \quad (3.11)$$

$$\text{де } |\hat{\psi}_2| = \sqrt{\hat{\psi}_{2a}^2 + \hat{\psi}_{2b}^2}.$$

Визначивши в (3.3) закон змін керуючих дій у вигляді:

$$\begin{pmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{pmatrix} = \sigma \begin{pmatrix} -\omega_0 \dot{i}_{1q} + v_d \\ \omega_0 \dot{i}_{1d} + v_q \end{pmatrix}, \quad (3.12)$$

отримаємо перетворені рівняння динаміки АД (3.3) та рівняння спостерігача (3.9) в силу перетворення (3.2) (в системі координат (d-q), що орієнтована за

оціненим вектором потокозчеплення ротора) [26]:

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c), \quad M = \frac{3}{2}p_n \frac{L_m}{L_2}(\psi_{2d}i_{1q} - \psi_{2q}i_{1d}), \\ \dot{i}_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \alpha\beta\psi_{2d} + \beta p_n \omega \psi_{2q} + v_d, \\ \dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} + \alpha\beta\psi_{2q} - \beta p_n \omega \psi_{2d} + v_q, \\ \dot{\psi}_{2d} &= -\alpha\psi_{2d} + (\omega_0 - p_n \omega)\psi_{2q} + \alpha L_m i_{1d}, \\ \dot{\psi}_{2q} &= -\alpha\psi_{2q} - (\omega_0 - p_n \omega)\psi_{2d} + \alpha L_m i_{1q},\end{aligned}\tag{3.13}$$

$$\begin{aligned}|\dot{\hat{\psi}}_2| &= -\alpha\hat{\psi}_2 + \alpha L_m i_{1d}, \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = p_n \omega + \alpha L_m \frac{i_{1q}}{|\hat{\psi}_2|}.\end{aligned}\tag{3.14}$$

3.3 Конструювання підсистеми керування потоком та моментом

Процедуру конструювання алгоритму керування здійснено відповідно до наданої в [21], [26], [31].

Розглянемо спостерігач магнітного потоку АД, заданий у наступному вигляді

$$\begin{aligned}|\dot{\hat{\psi}}| &= -\alpha|\hat{\psi}| + \alpha L_m i_d \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = \omega + \alpha L_m \frac{i_q}{|\hat{\psi}|}.\end{aligned}\tag{3.15}$$

Для подальшого конструювання алгоритму керування зручно визначити похибки оцінювання потокозчеплень в системі координат (d-q):

$$\begin{aligned}\tilde{\psi}_{2d} &= \psi_{2d} - |\hat{\psi}_2|, \\ \tilde{\psi}_{2q} &= \psi_{2q}.\end{aligned}\tag{3.16}$$

З останніх рівнянь в (3.13) отримаємо диференційні рівняння для похибок оцінювання в системі координат (d-q):

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha\tilde{\psi}_{2d} + \omega_2\tilde{\psi}_{2q}, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha\tilde{\psi}_{2q} - \omega_2\tilde{\psi}_{2d},\end{aligned}\tag{3.17}$$

де $\omega_2 = \omega_0 - p_n\omega$. Рівняння (3.17) це рівняння (3.10), яке записано в синхронній системі координат.

Визначимо електромеханічну підсистему АД, задану рівняннями [21], [26]:

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c), \\ M &= \frac{3}{2}p_n \frac{L_m}{L_2}(\psi_{2d}i_{1q} - \tilde{\psi}_{2q}i_{1d}), \\ \dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} + \alpha\beta\tilde{\psi}_{2q} - \beta p_n \omega \psi_{2d} + v_q,\end{aligned}\tag{3.18}$$

а також електромагнітну підсистему у вигляді [21], [26]:

$$\begin{aligned}|\dot{\hat{\psi}}_2| &= -\alpha\hat{\psi}_2 + \alpha L_m i_{1d}, \\ \dot{i}_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \alpha\beta\psi_{2d} + \beta p_n \omega \tilde{\psi}_{2q} + v_d, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha\tilde{\psi}_{2d} + \omega_2\tilde{\psi}_{2q}, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha\tilde{\psi}_{2q} - \omega_2\tilde{\psi}_{2d}, \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = p_n\omega + \alpha L_m \frac{i_{1q}}{|\hat{\psi}_2|}.\end{aligned}\tag{3.19}$$

Визначимо $\psi^* > 0$ як задане значення модуля потокозчеплення ротора, обмежену функцію з обмеженими відомими першою та другою похідними за часом. Згідно формулювання задачі відпрацювання моменту та потокозчеплення необхідно спроектувати двомірний вектор керуючих дій $\mathbf{v} = (v_d, v_q)^T$ в (3.18), (3.19), який би гарантував асимптотичність відпрацювання вихідних регульованих координат в (3.5).

Визначимо похибки відпрацювання струмів статора у вигляді:

$$\begin{aligned}\tilde{i}_{1d} &= i_{1d} - i_{1d}^*, \\ \tilde{i}_{1q} &= i_{1q} - i_{1q}^*,\end{aligned}\quad (3.20)$$

і похибку відпрацювання оціненого значення модуля потокозчеплення $\tilde{\psi}$ як:

$$\tilde{\psi} = |\hat{\psi}_2| - \psi^*. \quad (3.21)$$

Тоді з (3.18)-(3.21) динаміка похибок регулювання моменту і струмів та відпрацювання оціненого потокозчеплення може бути записана як [31]:

$$\begin{aligned}M^* + \tilde{M} &= \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} \psi^* i_{1q}^* + \tilde{M}, a \\ \tilde{M} &= \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} \psi^* \tilde{i}_{1q} + \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} (\tilde{\psi} + \tilde{\psi}_{2d})(\tilde{i}_{1q} + i_{1q}^*) - \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} \tilde{\psi}_{2q} (i_{1d}^* + \tilde{i}_{1d}), \quad (3.22) \\ \dot{\tilde{i}}_{1q} &= -\gamma \tilde{i}_{1q} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2q} - \beta p_n \omega (|\hat{\psi}_2| + \tilde{\psi}_{2d}) - \gamma i_{1q}^* - \dot{i}_{1q}^* + v_q, \\ \dot{\tilde{\psi}} &= -\alpha \tilde{\psi} + \alpha L_m \tilde{i}_{1d} - \alpha \psi^* + \alpha L_m i_{1d}^* - \dot{\psi}^* \\ \dot{\tilde{i}}_{1d} &= -\gamma \tilde{i}_{1d} + \alpha \beta (|\hat{\psi}_2| + \tilde{\psi}_{2d}) - \beta p_n \omega \tilde{\psi}_{2q} - \gamma i_{1d}^* - \dot{i}_{1d}^* + v_d.\end{aligned}\quad (3.23)$$

З (3.22), (3.23) запишемо алгоритм відпрацювання моменту і вектора потокозчеплення, який містить [31]:

– регулятор моменту:

$$i_{1q}^* = \frac{1}{\mu_1 \psi^*} M^*; \quad (3.24)$$

– регулятор модуля потокозчеплення:

$$\begin{aligned} i_{1d}^* &= \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^* - k_\psi \tilde{\psi} - x_\psi), \\ \dot{x}_\psi &= k_{\psi i} \tilde{\psi}, \end{aligned} \quad (3.25)$$

де $(k_\psi, k_{\psi i}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора потокозчеплення;

– регулятор струму по осі d:

$$\begin{aligned} \dot{x}_d &= k_{iid} \tilde{i}_{1d}, \\ v_d &= -k_{id1} \tilde{i}_{1d} - x_d + \gamma i_{1d}^* - \alpha \beta |\hat{\psi}_2| + \dot{i}_{1d}^*, \\ i_{1d}^* &= \frac{1}{\alpha L_m} \left\{ \alpha \dot{\psi}^* + \ddot{\psi}^* - \alpha L_m k_\psi \tilde{i}_{1d} + \left[k_\psi (\alpha + k_\psi) - k_{\psi i} \right] \tilde{\psi} - k_\psi x_\psi \right\}. \end{aligned} \quad (3.26)$$

де $(k_{id1}, k_{iid}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора струму по осі d;

– регулятор струму по осі q:

$$\begin{aligned} \dot{x}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_{1q}, \\ v_d &= -k_{iq1} \tilde{i}_{1q} - x_q + \gamma i_{1q}^* + \beta p_n \omega |\hat{\psi}_2| + \dot{i}_{1q}^*, \\ i_{1q}^* &= \frac{1}{\mu_1} \left(\frac{\dot{M}^*}{\psi^*} - \frac{M^* \dot{\psi}^*}{\psi^{*2}} \right) \end{aligned} \quad (3.27)$$

де $(k_{iq1}, k_{iiq}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора струму по осі q.

Після підстановки алгоритму керування (3.24) – (3.27) в (3.18), (3.19) отримаємо наступні рівняння динаміки похибок відпрацювання моменту [31], [21]:

$$\tilde{M} = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} \left[(\tilde{\psi} + \tilde{\psi}_{2d}) (i_{1q}^* + \tilde{i}_{1q}) + \psi^* \tilde{i}_{1q} - \tilde{\psi}_{2q} (i_{1d}^* + \tilde{i}_{1d}) \right], \quad (3.28)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_{1q}, \\ \dot{\tilde{i}}_{1q} &= -k_{iq} \tilde{i}_{1q} - x_q - \beta p_n \omega \tilde{\psi}_{2d} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2q}, \end{aligned} \quad (3.29)$$

та координат електромагнітної підсистеми АД

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\Psi}} &= k_{\psi i} \tilde{\Psi}, \\ \ddot{\tilde{\Psi}} &= -(\alpha + k_{\psi}) \tilde{\Psi} - \dot{x}_{\psi} + \alpha L_m \tilde{i}_{1d},\end{aligned}\quad (3.30)$$

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}}_d &= k_{iid} \tilde{i}_{1d}, \\ \ddot{\tilde{i}}_{1d} &= -k_{id} \tilde{i}_{1d} - \dot{x}_d + \alpha \beta \tilde{\Psi}_{2d} + \beta p_n \omega \tilde{\Psi}_{2q},\end{aligned}\quad (3.31)$$

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\Psi}}_{2d} &= -\alpha \tilde{\Psi}_{2d} + \omega_2 \tilde{\Psi}_{2q}, \\ \dot{\tilde{\Psi}}_{2q} &= -\alpha \tilde{\Psi}_{2q} - \omega_2 \tilde{\Psi}_{2d}, \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = p_n \omega + \alpha L_m \frac{\dot{i}_{1q}}{|\hat{\Psi}_2|},\end{aligned}\quad (3.32)$$

де $k_{iq} = \gamma + k_{iq1}$, $k_{id} = \gamma + k_{id1}$.

Результуюча динаміка похибок відпрацювання потокозчеплення та моменту (3.28) – (3.32) має вигляд послідовного з'єднання двох підсистем: рівнянь динаміки відпрацювання моменту та потокозчеплення, які мають збурення, що є функцією похибок оцінювання потокозчеплень ротора. В [26], [31] доведено, що з умови $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\Psi}_{2d}, \tilde{\Psi}_{2q}) = 0$ слідує $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{M}, \tilde{\Psi}) = 0$, тобто мета асимптотичного відпрацювання моменту і мета відпрацювання модуля потокозчеплення ротора з одночасною асимптотичною прямою орієнтацією за вектором потокозчеплення ротора $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\Psi}_{2q} = 0$ досягаються.

Об'єднані рівняння алгоритму відпрацювання моменту та потокозчеплення ротора задаються рівняннями (3.24) – (3.27), а перетворення координат здійснюється згідно виразів (3.2), (3.13):

$$\begin{pmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \end{pmatrix} = e^{j\varepsilon_0} \begin{pmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{pmatrix} = e^{-j\varepsilon_0} \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{pmatrix} = \sigma \begin{pmatrix} -\omega_0 i_{1q} + v_d \\ \omega_0 i_{1d} + v_q \end{pmatrix}, \quad (3.33)$$

Структурну схему системи відпрацювання моменту та потокозчеплення зі спостерігачем зниженого порядку наведено на рис. 3.1.

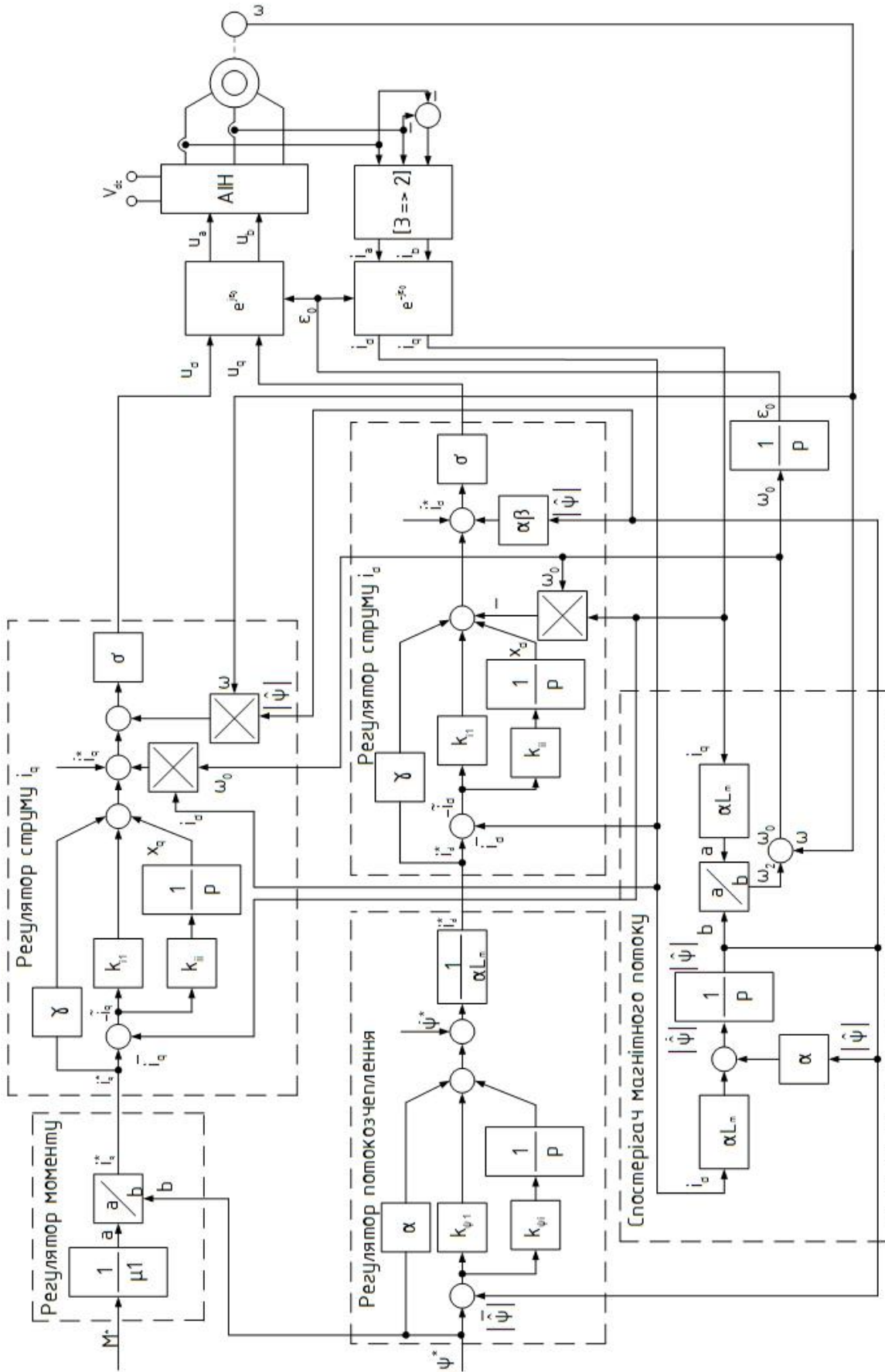


Рисунок 3.1 – Структурна схема системи прямого векторного керування моментом АД

3.4 Пряме векторне керування моментом і потокозчепленням АД зі спостерігачем повного порядку [32]

Визначимо сімейство спостерігачів повного порядку, що було розглянуто у другому розділі (2.5) у наступному вигляді:

$$\begin{aligned}
 \dot{\hat{i}}_{1d} &= -\gamma \hat{i}_{1d} + \omega_0 \hat{i}_{1q} + \alpha \beta |\hat{\psi}_2| + \frac{1}{\sigma} u_{1d} + v_{1d} \\
 \dot{\hat{i}}_{1q} &= -\gamma \hat{i}_{1q} - \omega_0 \hat{i}_{1d} - \beta p_n \omega |\hat{\psi}_2| + \frac{1}{\sigma} u_{1q} + v_{1q} \\
 |\dot{\hat{\psi}}_2| &= -\alpha |\hat{\psi}_2| + \alpha L_m i_{1d} + v_{2d} \\
 \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = p_n \omega + \alpha L_m \frac{i_{1q}}{|\hat{\psi}_2|} + \frac{1}{|\hat{\psi}_2|} v_{2q}, |\hat{\psi}_2| > 0
 \end{aligned} \tag{3.34}$$

де: $\hat{i}_{1d}, \hat{i}_{1q}$ – оцінки струмів статора, $|\hat{\psi}_2|$ – оцінка модуля вектора потокозчеплення ротора; корегуючі сигнали $v_{1d}, v_{1q}, v_{2d}, v_{2q}$ будуть сформовані далі.

Відмітимо, що загальна форма спостерігача (3.34) відповідає спостерігачу Вергезе [29], представленному у системі координат (d-q) для ε_0 в (3.3) у відповідності до останнього рівняння (3.34).

Визначимо похибки оцінювання наступним чином:

$$e_d = i_{1d} - \hat{i}_{1d}; e_q = i_{1q} - \hat{i}_{1q}; \tilde{\psi}_{2d} = \psi_{2d} - |\hat{\psi}_2|; \tilde{\psi}_{2q} = \psi_{2q}. \tag{3.35}$$

З урахуванням цих визначень отримаємо рівняння динаміки похибок оцінювання:

$$\begin{aligned}
 \dot{e}_d &= -\gamma e_d + \omega_0 e_q + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2d} + \beta p_n \omega \tilde{\psi}_{2q} - v_{1d} \\
 \dot{e}_q &= -\gamma e_q - \omega_0 e_d + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2q} - \beta p_n \omega \tilde{\psi}_{2d} - v_{1q} \\
 \dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2d} + \omega_2 \tilde{\psi}_{2q} - v_{2d} \\
 \dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2q} - \omega_2 \tilde{\psi}_{2d} - v_{2q}
 \end{aligned} \tag{3.36}$$

Процедура конструювання коригуючих сигналів v_{1d} , v_{1q} , v_{2d} , v_{2q} ідентична до розглянутої в другому розділі. Якщо спостерігач реалізується в стаціонарній системі координат (a-b), то рішення (2.6 – 2.7) для структури зворотних зв'язків використовується безпосередньо. В [21], [31], [32] показано, що процедурно конструювання алгоритму зі спостерігачем повного порядку (3.34) співпадає з розглянутим для випадку спостерігача (3.15) зниженого порядку. Це безпосередньо слідує зі структури вихідних рівнянь (див.(3.13), (3.14))

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c), \quad M = \frac{3}{2}p_n \frac{L_m}{L_2}(\psi_{2d}i_{1q} - \psi_{2q}i_{1d}), \\ \dot{i}_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \alpha\beta\psi_{2d} + \beta p_n \omega \psi_{2q} + v_d, \\ \dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} + \alpha\beta\psi_{2q} - \beta p_n \omega \psi_{2d} + v_q, \\ \dot{\psi}_{2d} &= -\alpha\psi_{2d} + (\omega_0 - p_n \omega)\psi_{2q} + \alpha L_m i_{1d}, \\ \dot{\psi}_{2q} &= -\alpha\psi_{2q} - (\omega_0 - p_n \omega)\psi_{2d} + \alpha L_m i_{1q},\end{aligned}\tag{3.37}$$

$$\begin{aligned}\dot{\hat{i}}_{1d} &= -\gamma \hat{i}_{1d} + \omega_0 \hat{i}_{1q} + \alpha\beta|\hat{\psi}_2| + \frac{1}{\sigma}u_{1d} + v_{1d} \\ \dot{\hat{i}}_{1q} &= -\gamma \hat{i}_{1q} - \omega_0 \hat{i}_{1d} - \beta p_n \omega |\hat{\psi}_2| + \frac{1}{\sigma}u_{1q} + v_{1q} \\ |\dot{\hat{\psi}}_2| &= -\alpha|\hat{\psi}_2| + \alpha L_m \hat{i}_{1d} + v_{2d} \\ \dot{\hat{\epsilon}}_0 &= \omega_0 = p_n \omega + \alpha L_m \frac{\hat{i}_{1q}}{|\hat{\psi}_2|} + \frac{1}{|\hat{\psi}_2|}v_{2q}, \quad |\hat{\psi}_2| > 0\end{aligned}\tag{3.38}$$

Використання алгоритму керування (3.24) – (3.27) дає наступні рівняння динаміки похибок відпрацювання в електромагнітній підсистемі

$$\begin{aligned}\dot{x}_\psi &= k_{\psi i} \tilde{\psi}, \\ \dot{\tilde{\psi}} &= -(\alpha + k_\psi) \tilde{\psi} - x_\psi + \alpha L_m \tilde{i}_{1d}, \\ \dot{x}_d &= k_{id} \tilde{i}_{1d}, \\ \dot{\tilde{i}}_{1d} &= -k_{id} \tilde{i}_{1d} - x_d + \alpha\beta\tilde{\psi}_{2d} + \beta p_n \omega \tilde{\psi}_{2q},\end{aligned}\tag{3.39}$$

$$\begin{aligned}\dot{e}_d &= -\gamma e_d + \omega_0 e_q + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2d} + \beta p_n \omega \tilde{\psi}_{2q} - v_{1d} \\ \dot{e}_q &= -\gamma e_q - \omega_0 e_d + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2q} - \beta p_n \omega \tilde{\psi}_{2d} - v_{1q} \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2d} + \omega_2 \tilde{\psi}_{2q} - v_{2d} \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2q} - \omega_2 \tilde{\psi}_{2d} - v_{2q}\end{aligned},$$

$$\dot{\epsilon}_0 = \omega_0 = p_n \omega + \alpha L_m \frac{i_{1q}}{|\hat{\psi}_2|} + \frac{1}{|\hat{\psi}_2|} v_{2q}, |\hat{\psi}_2| > 0.$$

За умови конструювання коригуючих зв'язків v_{1d} , v_{1q} , v_{2d} , v_{2q} спостерігача так, що він є асимптотично стійким, тобто положення рівноваги $(e_d, e_q, \tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q})^T = 0$ є стійким, маємо, що $\lim_{t \rightarrow \infty} (e_d, e_q, \tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}, \tilde{\psi}, \tilde{i}_{1d})^T = 0$, а отже $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{M}, \tilde{i}_{1q})^T = 0$. Таким чином цілі керування моментом і вектором потокозчеплення СО.1 – СО.3 досягаються.

Структурну схему системи відпрацювання моменту та потокозчеплення зі спостерігачем повного порядку наведено на рис.3.3.

Математичне моделювання динамічних властивостей системи з використанням описаних раніше спостерігачів, проведене в середовищі “Simnon, з наступними початковими значеннями параметрів: $\psi^*(0) = 0,0035$, $|\psi_2|(0) = 0,0012$, $\psi_a(0) = \psi_b(0) = 0$, $\hat{\psi}_a(0) = 0,012$ з наступними значеннями коефіцієнтів регуляторів і спостерігачів: $k_{id1} = k_{iq1} = 750$, $k_{i0d} = k_{i0q} = k_{id1} + \gamma$, $k_\psi = 100$, $k_{\psi i} = k_\psi^2 / 4$, $k_{iid} = k_{iiq} = k_{id}^2 / 2$.

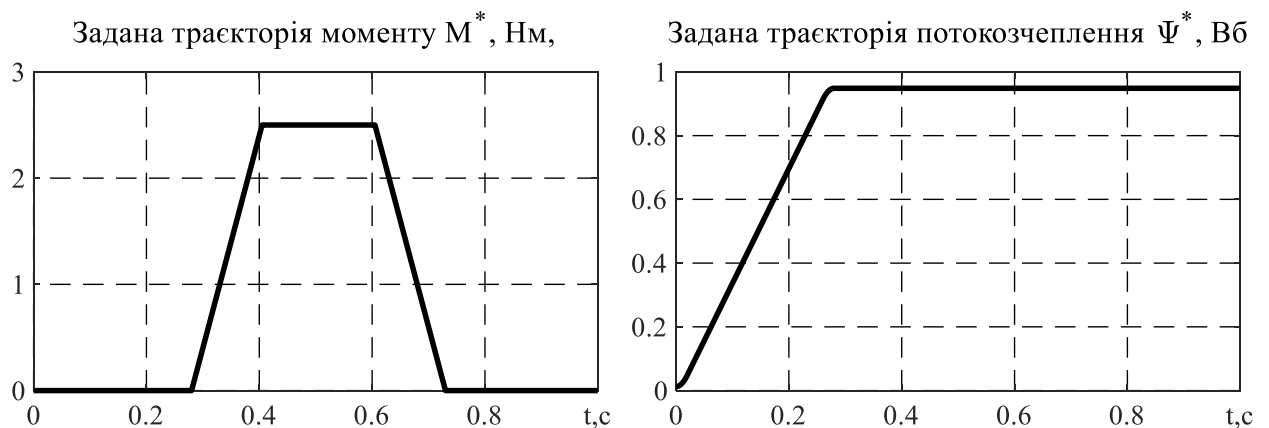


Рисунок 3.2 – Задані траєкторії моменту та потокозчеплення

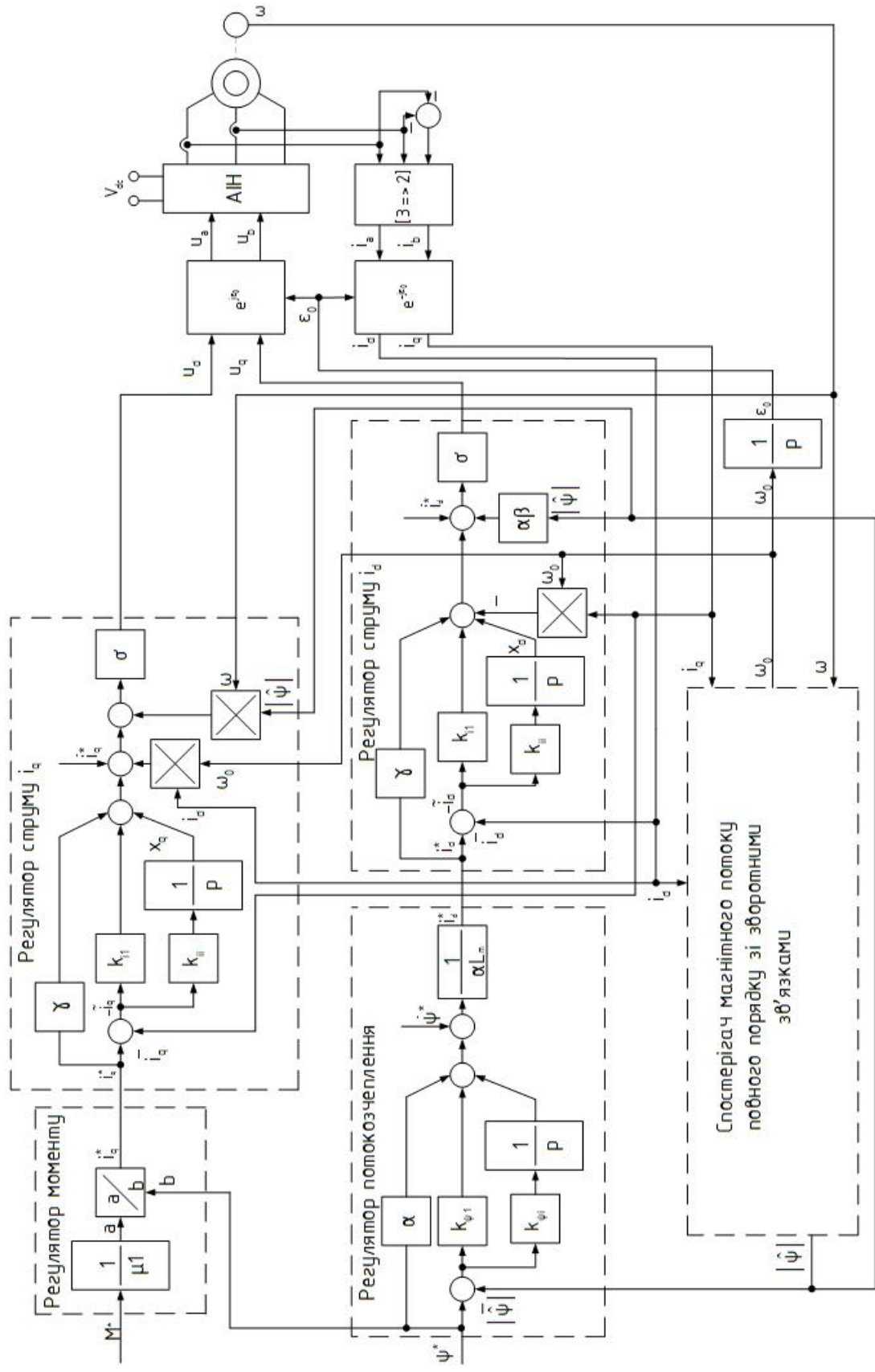


Рисунок 3.3 – Структурна схема системи прямого векторного керування моментом АД зі спостерігачем повного порядку

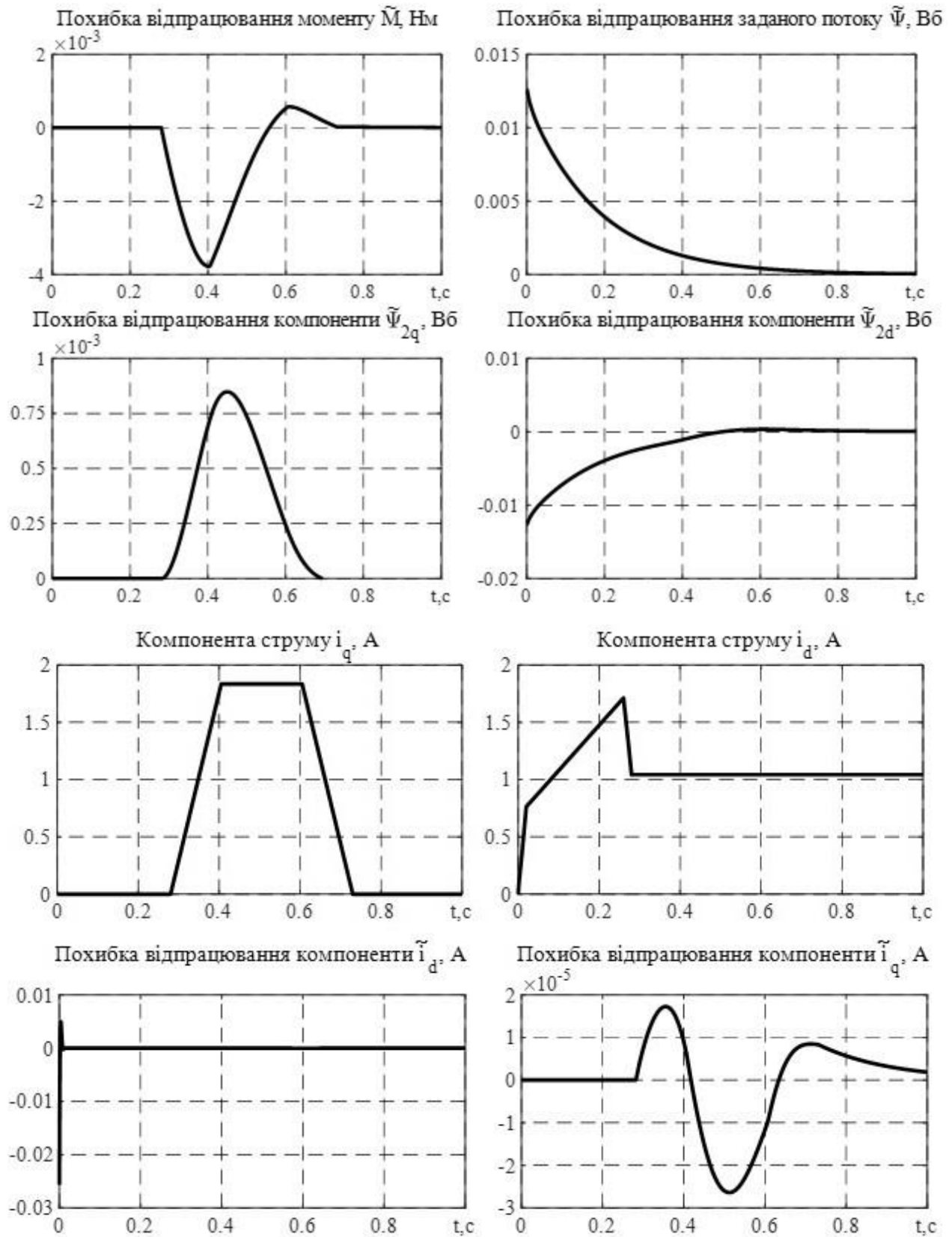


Рисунок 3.4 – Графіки перехідних процесів компонент струму та похибок їх відпрацювання

Для порівняння було проведено ідентичний дослід з використанням спостерігача повного порядку (2.5) при його наступних налаштуваннях: $\gamma_1 = 1$, $k_i = 100$, $\lambda = 1$.

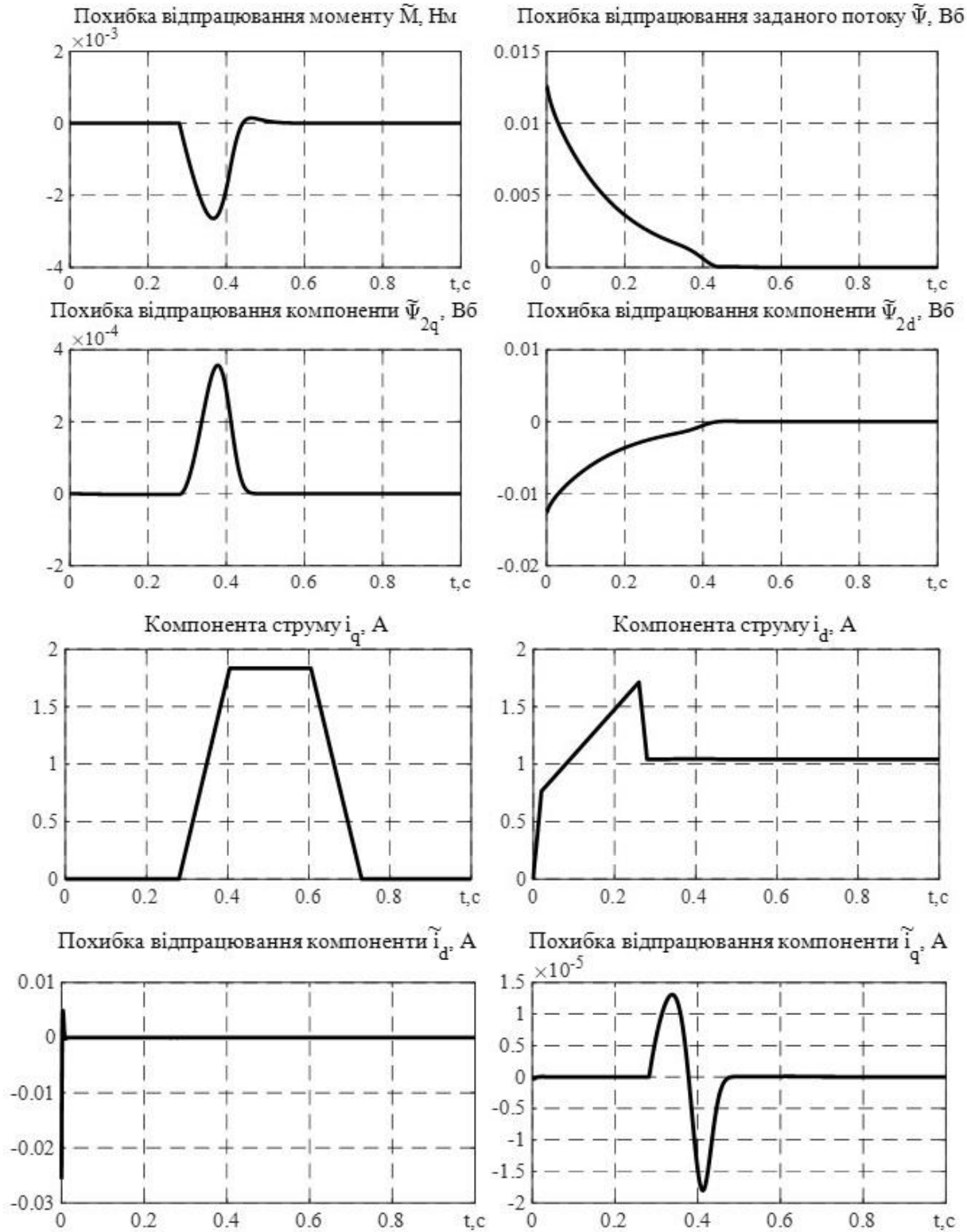


Рисунок 3.5 – Графіки перехідних процесів компонент поточкозчеплення, струму та похибок їх відпрацювання (спостерігач повного порядку)

На рис. 3.4, рис 3.5 з графіків перехідних процесів похибок регулювання моменту та потоку видно, що траєкторія похибки відпрацювання моменту при накиданні та скиданні навантаження асимптотично наближається до нуля, так само як і похибка відпрацювання заданого потоку в момент збудження машини, у випадку з обома спостерігачами.

Процес збудження двигуна можна чітко побачити з графіку перехідного процесу компоненти струму по осі d , в період з 0 с до 0,28 с можна помітити форсування магнітного потоку тобто компонента напруги осі d в цей момент не буде дорівнювати нулю, на відміну від компонента напруги осі q , під дією даної компоненти напруги протікає струм і відбувається збудження двигуна на початковому інтервалі часу, в подальшому в залежності від траєкторії завдання по моменту зростає вектор напруги статора.

З графіку перехідного процесу моментоутворюючого струму статора i_q видно, що в системі не враховано в'язке тертя. За графіком вплив в'язкого тертя можна помітити, якщо в усталеному режимі без навантаження моментоутворюючий струм не дорівнює нулю.

З графіків перехідних процесів похибок регулювання струмів статора можна помітити їх відпрацювання характерне для систем векторного керування, а саме похибка відпрацювання компоненти струму по осі q майже ідеально дорівнює нулю, а по осі d є похибка лише при відпрацюванні збудження машини, і складає близько 0,026 А.

Для більшої наочності різниці ефективності було побудовано графік похибок відпрацювання моменту та потоку, а також графік різниць похибок рис 3.6.

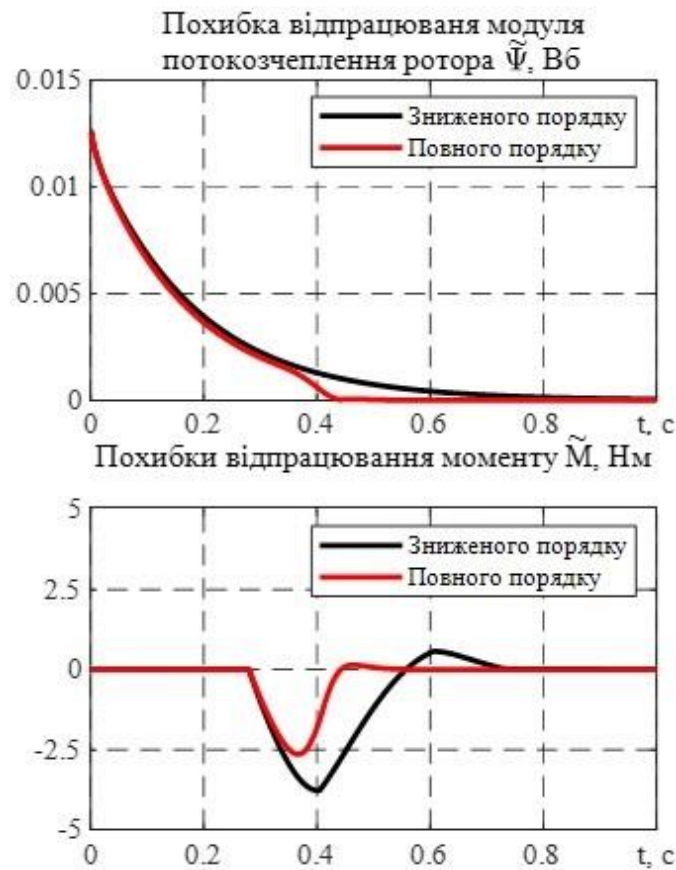


Рисунок 3.6 – Порівняння похибок відпрацювання потокозчеплення та моменту при $R_2 = R_{2N}$

Як результат проведених порівнянь, можна зробити висновок, що системи векторного керування демонструють малі відмінності у величині похибок при відпрацюванні модуля потокозчеплення та моменту. Ці похибки становлять 0,001 Вб та 0,0028 Нм відповідно і залежать від швидкості зменшення похибок до нуля. Однак, важливо зауважити, що це твердження справедливе лише у випадку відсутності варіацій активного опору ротора.

Додаткові тести були проведені для вивчення робастних властивостей систем, і результати цих тестів наведено на графіках рис. 3.7 – рис. 3.10. Ці тести мали на меті оцінити стійкість систем векторного керування до змінних значень активного опору ротора та надати додаткову інформацію про їхню продуктивність у різних умовах.

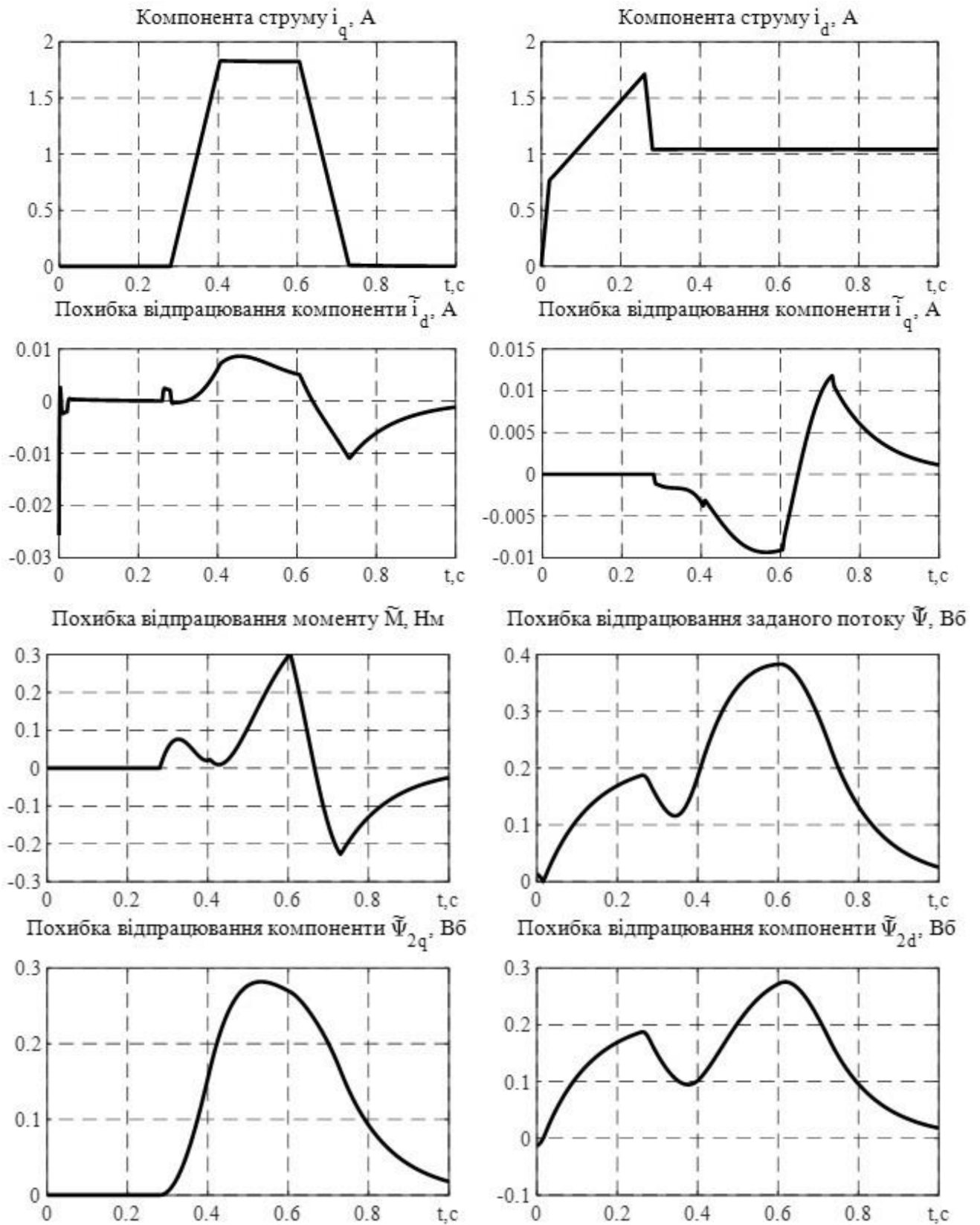


Рисунок 3.7 – Графіки перехідних процесів компонент потокозчеплення, струму та похибок їх відпрацювання (спостерігач зниженого порядку) при

$$R_2 = 1,5 \cdot R_{2N}$$

З аналізу графіків на рис. 3.7, можна спостерігати наявність тенденції до множинного збільшення амплітуд помилок під час відпрацювання траєкторії моменту. У деяких параметрах спостерігається зростання значень помилок навіть у десятки разів. Помилка відпрацювання моменту досягає значення 0,3 Нм, що призводить до викривлення графіку відпрацювання.

Висновком з аналізу є те, що система векторного керування зі спостерігачем зниженого порядку має незадовільні робастифікуючі властивості при збільшенні активного опору ротора. Це можна помітити з графіку відпрацювання заданої траєкторії моменту. Зазначена система не забезпечує достатньої стійкості та точності роботи при змінних значеннях активного опору ротора.

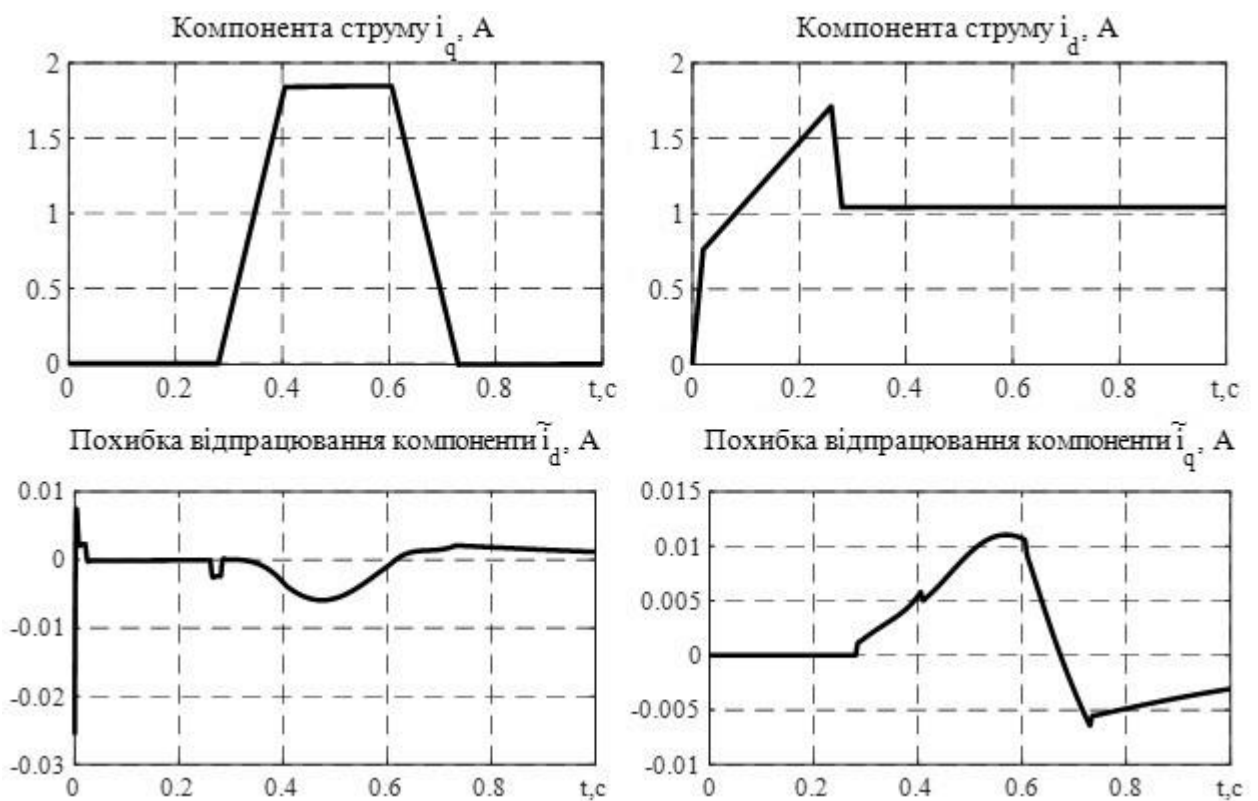


Рисунок 3.8 – Графіки перехідних процесів компонент струму та їх похибок відпрацювання (спостерігач зниженого порядку) при $R_2 = 0,5 \cdot R_{2N}$

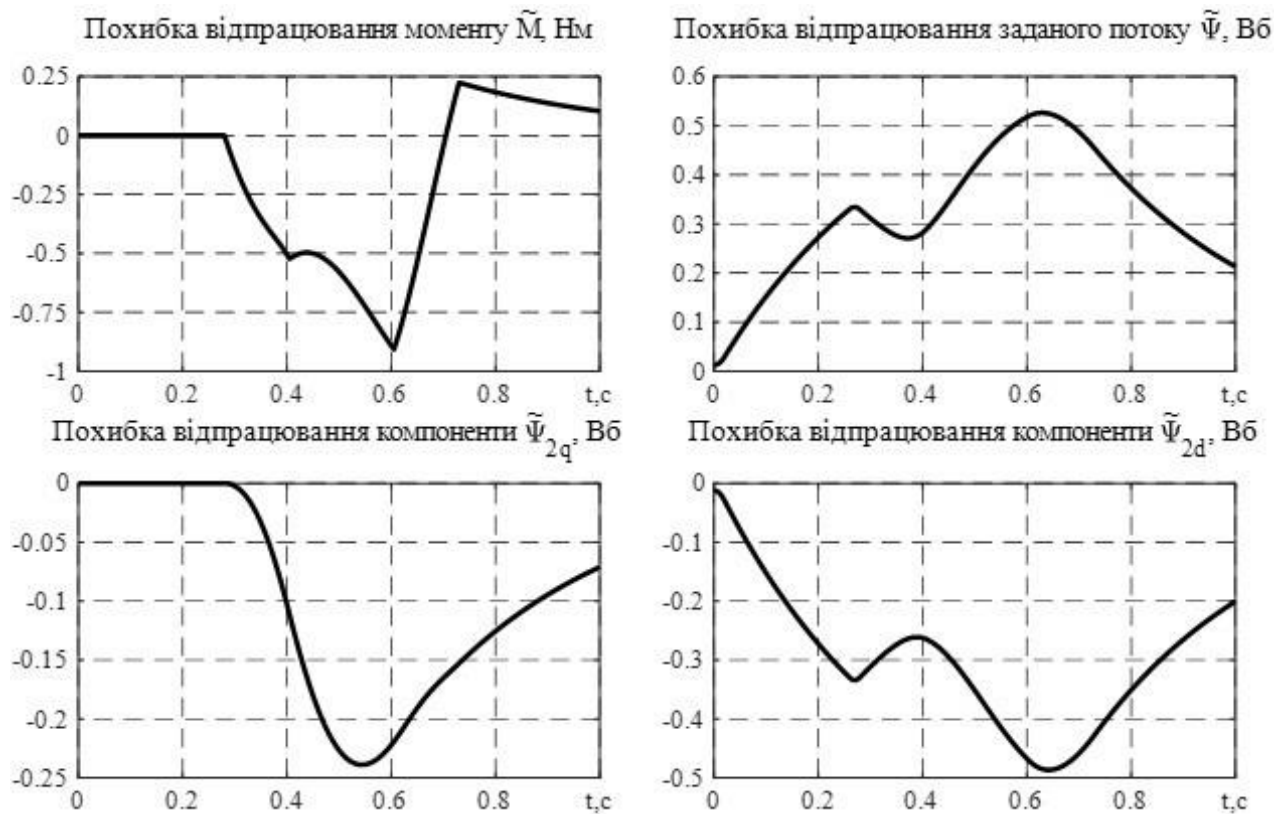


Рисунок 3.9 – Графіки перехідних процесів компонент потоку та похибок їх відпрацювання (спостерігач зниженого порядку) при $R_2 = 0,5 \cdot R_{2N}$

Аналізуючи графіки на рис. 3.8 – рис. 3.9, можна помітити, що зменшення активного опору ротора на 50% призводить до помітного зростання похибок відпрацювання заданих величин. Деякі з цих похибок, зокрема похибки відпрацювання компонент потокозчеплення та похибка відпрацювання моменту, змінили свій знак на протилежний.

Іншими словами, зменшення активного опору ротора унеможливорює досягання бажаних значень потокозчеплення та моменту, замість цього спостерігається значне відхилення від заданих значень. Підвищення значень похибок відпрацювання може суттєво вплинути на ефективність та точність системи керування.

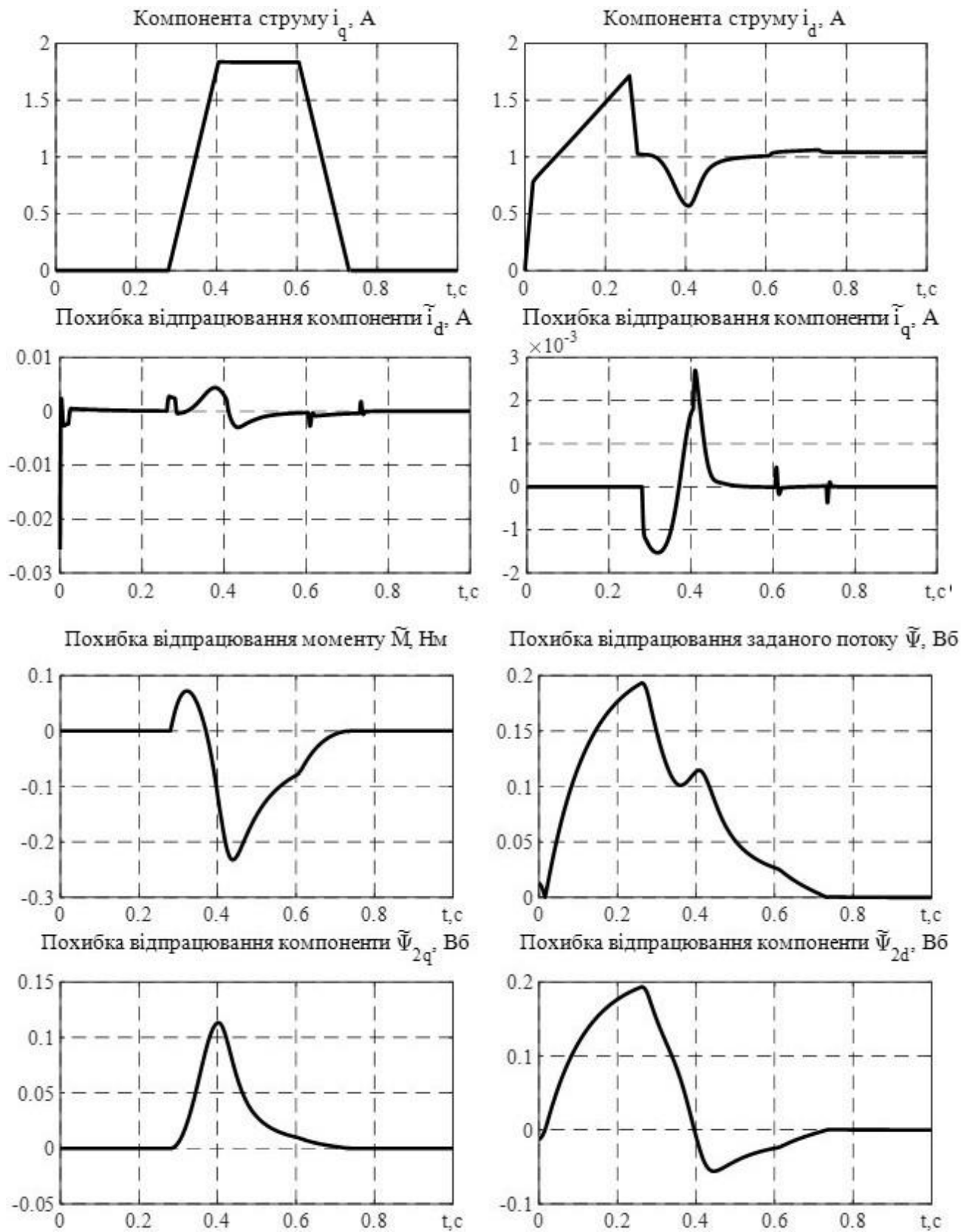


Рисунок 3.9 – Графіки перехідних процесів компонент струму, потоку та похибок їх відпрацювання (спостерігач повного порядку) при $R_2 = 1,5 \cdot R_{2N}$

Порівнюючи результати дослідження при збільшенні активного опору ротора на 50%, можна спостерігати наступні зміни:

1. Похибка відпрацювання компоненти струму i_q помітно збільшується, водночас з'являються динамічні похибки відпрацювання компоненти струму i_d , причому їх значення значно менше, ніж у системи зі спостерігачем зниженого порядку.

2. Похибка відпрацювання моменту зменшується майже втричі, а похибка відпрацювання моменту майже вдвічі порівняно з аналогічним тестом, проведеним з використанням системи зі спостерігачем зниженого порядку.

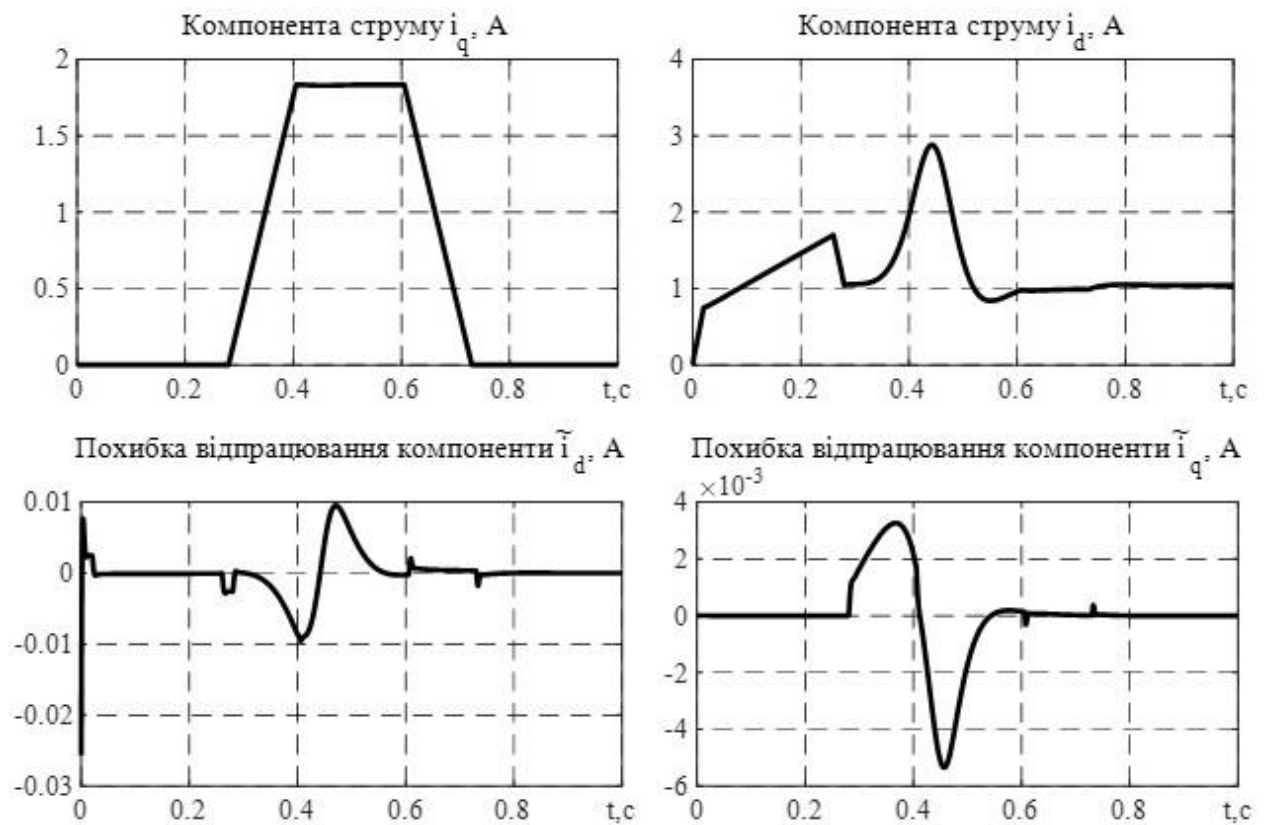


Рисунок 3.10 – Графіки перехідних процесів компонент струму та похибок їх відпрацювання (спостерігач повного порядку) при $R_2 = 0,5 \cdot R_{2N}$

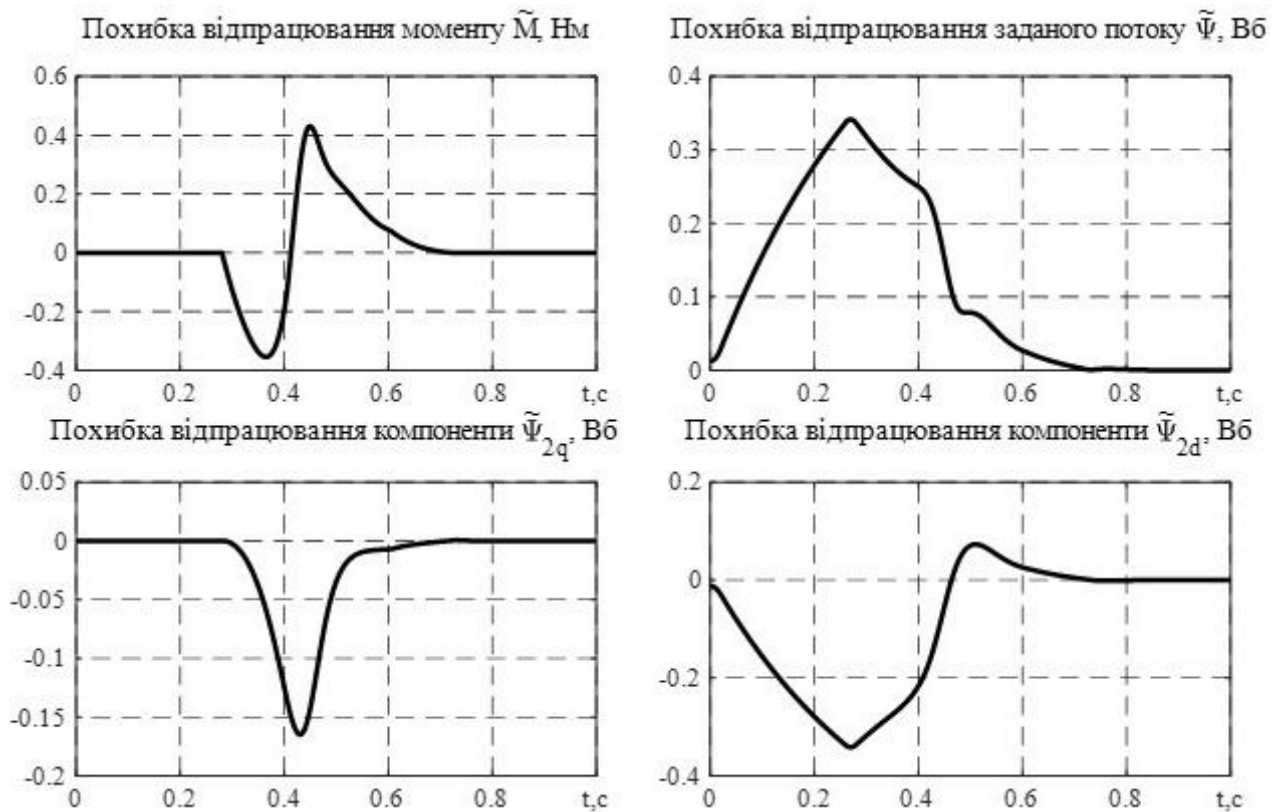


Рисунок 3.11 – Графіки перехідних процесів компонент потоку та похибок їх відпрацювання (спостерігач повного порядку) при $R_2 = 0,5 \cdot R_{2N}$

У порівнянні з системою зі спостерігачем зниженого порядку, система зі спостерігачем повного порядку має більшу похибку відпрацювання компоненти i_d , одночасно маючи меншу похибку відпрацювання компоненти i_q . Крім того, відзначається покращення показників щодо похибок відпрацювання моменту та потоку.

Для кращої ілюстрації та порівняння результатів досліджень, було проведено порівняння помилок відпрацювання моменту та потоку при використанні різних спостерігачів вектора потокозчеплення, що зображено на графіках рис. 3.11 – рис. 3.12.

Аналізуючи графіки на рис. 3.11 – рис. 3.12, можна встановити, що система керування зі спостерігачем повного порядку проявляє значно менші похибки відпрацювання заданого моменту та потоку порівняно з іншими системами. Крім того, ця система керування демонструє вищу точність при варіаціях активного опору ротора.

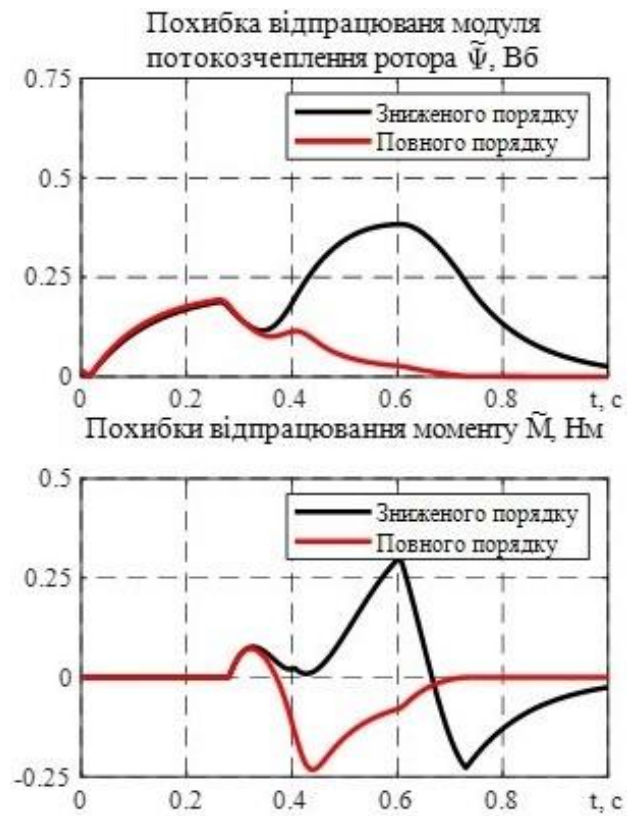


Рисунок 3.11 – Порівняння похибок потокозчеплення та моменту при

$$R_2 = 1,5 \cdot R_{2N}$$

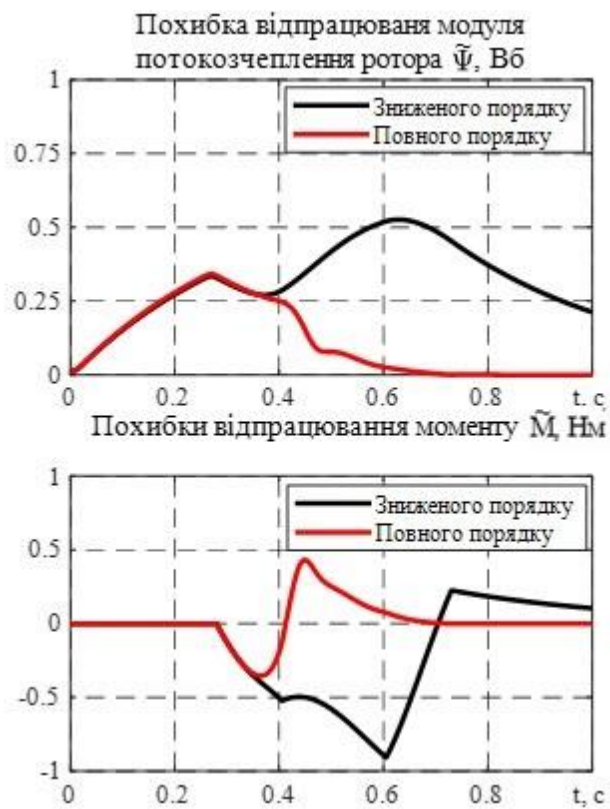


Рисунок 3.12 – Порівняння похибок потокозчеплення та моменту при

$$R_2 = 0,5 \cdot R_{2N}$$

Таблиця 3.1 – Відмінність в похибках відпрацювання.

Значення опору	Різниця в похибці відпрацювання	
	моменту, Нм	модулю поточкозчеплення, Вб
$R_2 = R_{2N}$	-0,003 – 0,001	0 – 0,001
$R_2 = 1,5 \cdot R_{2N}$	-0,23 – 0,38	0 – 0,38
$R_2 = 0,5 \cdot R_{2N}$	-1 – 0,25	0 – 0,52

Висновки по розділу

На основі результатів досліджень, які наведені у цьому розділі, можна прийти до наступних висновків:

1. різниця в ефективності керування між двома системами за умови повної відсутності варіацій активного опору ротора залежить від швидкості зближення похибки оціненого потоку з нулем, яка контролюється налаштуваннями спостерігача повного порядку (підтвердження висновку з розділу 2);

2. при варіаціях значення активного опору ротора, помітна різниця в ефективності керування систем з різними спостерігачами, в системах зі спостерігачем зниженого порядку порушується стійкість роботи при збільшенні значення навантаження до номінального;

3. заміна спостерігача зниженого порядку на спостерігач повного порядку зі зворотними зв'язками призводить до покращення показників керування, таких як зменшення похибок відпрацювання моменту та потоку.

4 ДОСЛІДЖЕННЯ РОБАСТНОСТІ СИСТЕМИ ДО ВАРІАЦІЙ АКТИВНОГО ОПОРУ РОТОРА

Система векторного керування асинхронним двигуном (АД), має високі енергетичні показники та точність відпрацювання заданих траєкторій. На ефективність керування значною мірою впливає точність параметрів електричної машини, які використанні в алгоритмі її керування.

В процесі експлуатації електричної машини фактично кожна її складова змінює свою температуру що в свою чергу призводить до збільшення значення активних опорів обмоток двигуна, це пояснюється температурним коефіцієнтом опору металів, з яких виконано обмотки. Відомо що в процесі довготривалої експлуатації електричного двигуна активний опір обмоток може збільшуватися в 1,5 – 2 рази від свого номінального значення. Такі варіації активного опору призводять до порушень умов полеорієнтування, що в свою чергу призводить до втрати асимптотичності регулювання модуля вектора потокозчеплення та моменту, а також це призводить до погіршення енергетичних показників системи.

Дослідження впливу варіацій активного опору ротора на показники ефективності алгоритмів прямого векторного керування дає змогу визначати їх робастифікуючі властивості, і порівнювати ці алгоритми в подальшому. Незважаючи на значний обсяг робіт виконаних в даній сфері, загальної методики дослідження робастності алгоритмів векторного керування не розроблено, даний розділ буде присвячено дослідженню за першою методикою представленою в [34], з додатковим дослідженням впливу коефіцієнтів спостерігача вектора потокозчеплення ротора на робастифікуючі властивості системи.

Відповідно до інформації викладеної в попередніх розділах даної дипломної роботи, для дослідження робастності системи до варіацій активного опору ротора, було складено математичну модель в середовищі

“Simnon”. Сам процес дослідження системи згідно методики [34], полягає у визначенні залежності похибок $|\tilde{\psi}|$, $\tilde{M}$ від:

- кутової швидкості АД при варіаціях активного опору в фізично обумовленому діапазоні $\Delta R_2 = [-0,5; 1] \cdot R_{2N}$;
- зміни опору ротора ΔR_2 при кутових швидкостях значення яких менші від номінальну.

Даний розділ складається з наступних етапів:

1) визначення показників робастності в залежності від швидкості при варіаціях активного опору:

- задання номінального моменту навантаження та коригування моделі АД. Етап включає в себе задання моменту навантаження у вигляді траєкторії стрибкоподібної форми до значення 2,5 Нм, та заміна рівняння швидкості в моделі АД, на лінійно-наростаючу функцію, яка відображає зміну швидкості обертання ротора досліджуваного двигуна, в діапазоні від -300 до 300 рад/с;
- зміна значення активного опору ротора та дослідження його впливу на похибки регулювання магнітного потоку, та відпрацювання заданого моменту навантаження.

2) визначення показників робастності в залежності від зміни опору ротора ΔR_2 при швидкостях нижнього діапазону;

3) відпрацювання потоку та моменту при нульовій швидкості.

Етапи 1-3 передбачають проведення досліджень з визначенням впливу коефіцієнтів спостерігача вектора потокозчеплень повного порядку, на ефективність системи.

Як вже було сказано в даному розділі, при варіації активного опору ротора ΔR_2 , $R_2 = R_{2N} + \Delta R_2 > 0$, відносно номінального значення R_{2N} , відбувається порушення асимптотичності регулювання модуля вектора потокозчеплення та моменту АД.

Для оцінення робастності регулювання потоку та моменту в усталеному режимі будуть використовуватись статичні значення похибок регулювання вектора потокозчеплення та моменту, які визначенні за наступними виразами:

$$|\tilde{\psi}| = \sqrt{(\tilde{\psi}_d^2 + \tilde{\psi}_q^2)} \quad (4.1)$$

$$\tilde{M} = M - M^* \quad (4.2)$$

де $\tilde{\psi}_d = \psi_d - \psi^*$, $\tilde{\psi}_q = \psi_q$ – похибки регулювання компонент вектора потокозчеплення; $\psi^* > 0$, M^* – відповідні задані значення.

4.1 Дослідження робастності системи прямого векторного керування

Математичне моделювання динамічних властивостей системи проведене в середовищі “Simnon” виконувалося для АД з потужністю 0,75 кВт, параметри якого наведено в Додатку А, з наступними початковими значеннями параметрів: $\psi^*(0) = 0,0035$, $|\psi_2|(0) = 0,0012$, $\psi_a(0) = \psi_b(0) = 0$, $\hat{\psi}_a(0) = 0,012$ та наступними значеннями коефіцієнтів регуляторів для даного алгоритму: $k_{id1} = k_{iq1} = 750$, $k_{iod} = k_{ioq} = k_{id1} + \gamma$, $k_\psi = 100$, $k_{\psi i} = k_\psi^2 / 4$, $k_{iid} = k_{iiq} = k_{id}^2 / 2$.

Алгоритм керування виконує регулювання моменту двигуна. В ході дослідження виконується наступна послідовність операцій керування: в часовому проміжку 0 – 0,28 с виконується збудження двигуна, траєкторія заданого магнітного потоку починається з $\psi^*(0) = 0,0035$ Вб і досягає номінального значення $\psi_N^* = 0,94$ Вб, з першою та другою похідними значення яких становлять 3,52 Вб/с та 50 Вб/с² відповідно; в момент часу 0,5 с траєкторія заданого моменту двигун стрибком змінює значення з 0 до номінального $M_N^* = 2,5$ Нм, перша похідна якого є рівна 250 Нм/с. Графіки заданих траєкторій наведено на рис. 4.1.

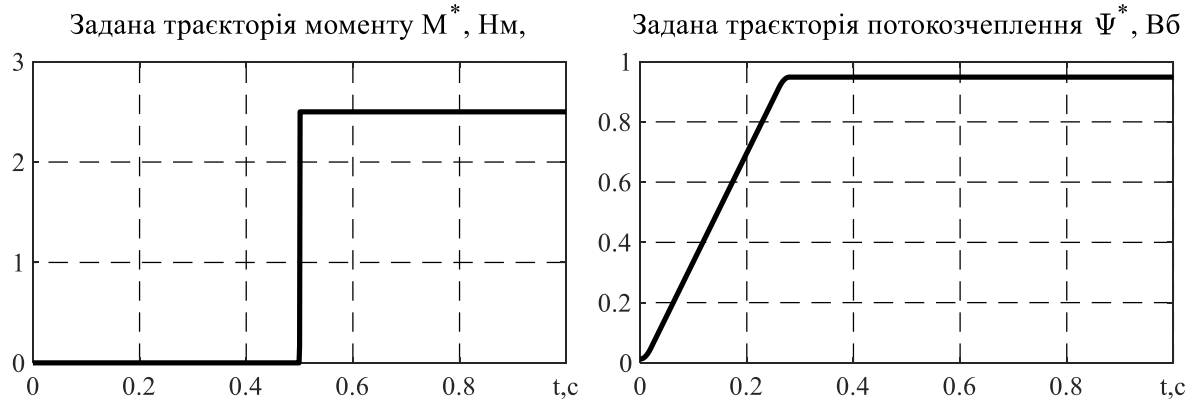


Рисунок 4.1 – Задані траєкторії моменту навантаження та потоку

На рис. 4.2 – 4.7 зображено графіки залежності похибок відпрацювання заданого потокозчеплення та моменту від швидкості з поступовою змінною коефіцієнтів налаштування спостерігача k_i , γ_1 та λ , при варіації активного опору що дорівнює $\Delta R_2 = R_{2N}$.

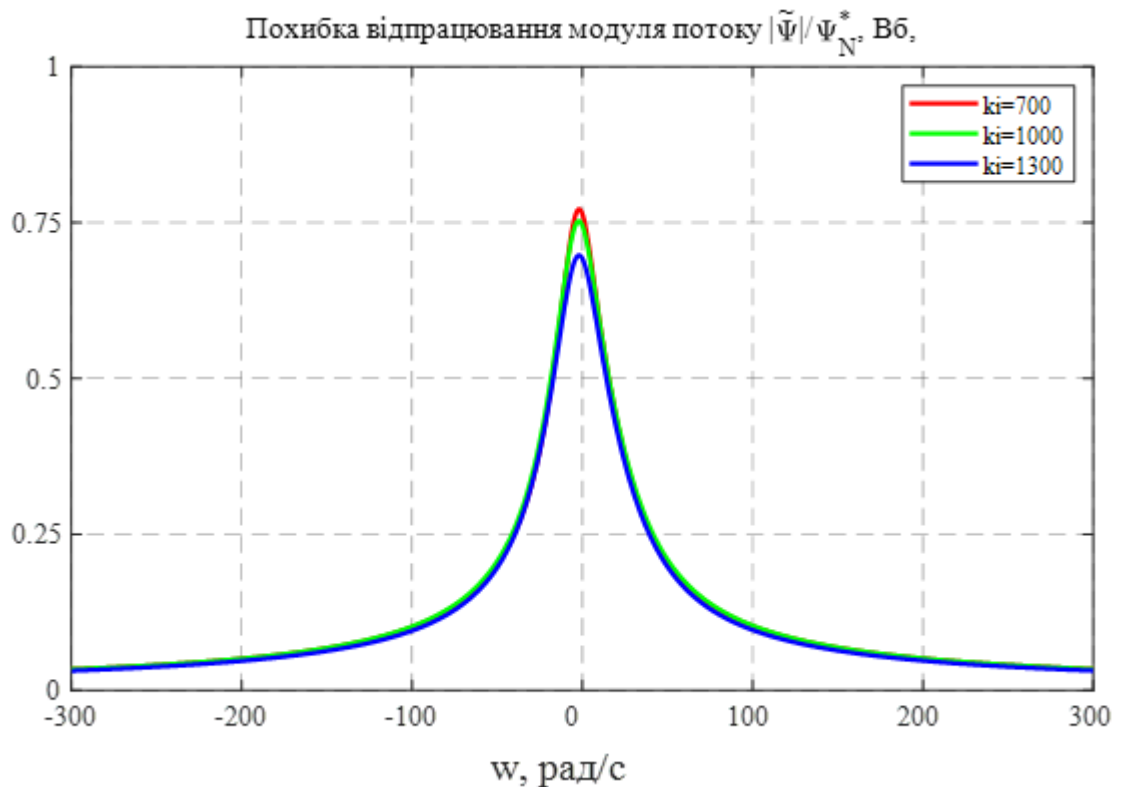


Рисунок 4.2 – Вплив значення k_i на величину похибки відпрацювання траєкторій потоку в залежності від швидкості при $\Delta R_2 = R_{2N}$

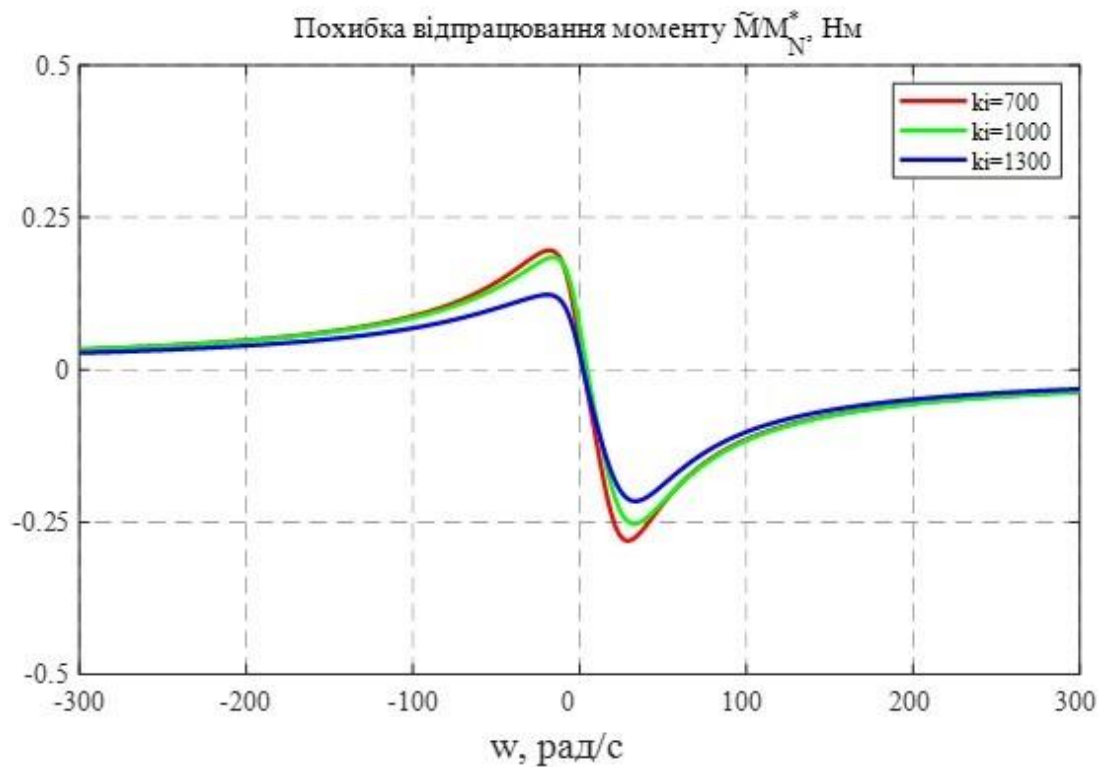


Рисунок 4.3 – Вплив значення k_i на величину похибки відпрацювання траєкторій моменту в залежності від швидкості при $\Delta R_2 = R_{2N}$

Моделювання системи проводилось при наступних значеннях коефіцієнтів налаштування спостерігача: $\gamma_1 = 3$ (введення меншого значення призведе до втрати стійкості системи) та $\lambda = 1$, значення k_i змінювалось в діапазоні 700 – 1300 з кроком зміни 300. Як видно з графіків збільшення даного коефіцієнту призводить до зменшення похибки відпрацювання модуля потоку при швидкостях близьких до нуля, але при збільшенні значення швидкості коефіцієнт k_i впливає на величину похибки незначним чином, проте при будь-якому значенні k_i похибка відпрацювання модуля потоку в діапазоні швидкостей 0 – 300 рад/с близька до 0.

Наступне моделювання виконано з наступними коефіцієнтами налаштування спостерігача: $k_i = 1300$ (забезпечує найменше значення помилок), $\gamma_1 = 3$ та λ буде змінюватись від 1 до 50. Як результат моделювання були отримані графіки залежності похибок від швидкості зображених на рис. 4.4.

Як результат моделювання з графіку залежності похибки відпрацювання потоку від швидкості можна зробити висновок що величина даного коефіцієнта майже не впливає на величину похибки, проте з графіку залежності похибки відпрацювання моменту від швидкості можна помітити що збільшення величини коефіцієнту призводить до незначного збільшення амплітуди помилки.

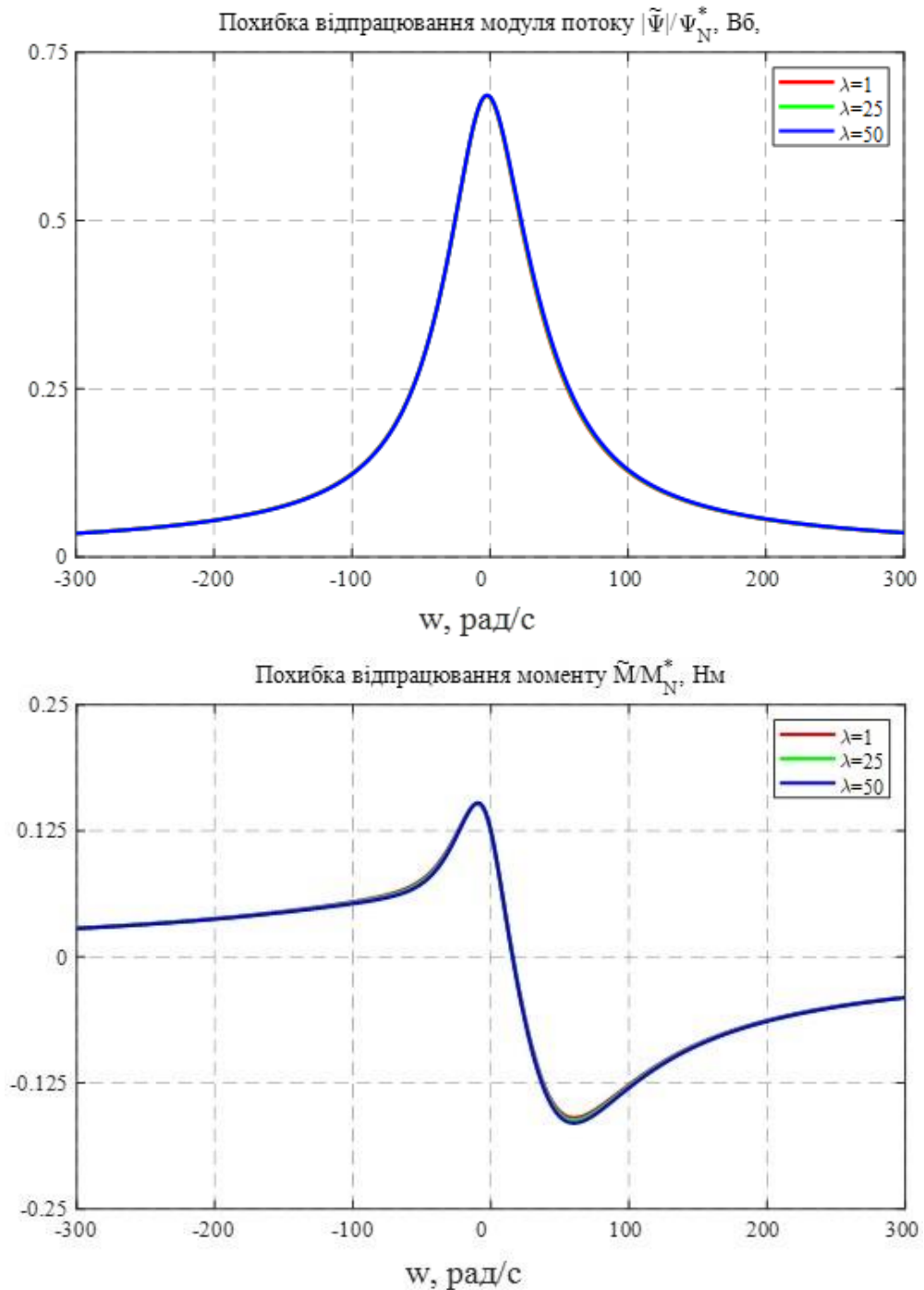


Рисунок 4.4 – Вплив значення λ на величину похибок відпрацювання траєкторій моменту та потоку в залежності від швидкості при $\Delta R_2 = R_{2N}$

Під час наступного моделювання було досліджено вплив коефіцієнта γ_1 на робастифікуючі властивості системи, з наступними значеннями коефіцієнтів $k_i = 1300$ $\gamma_1 = 50$

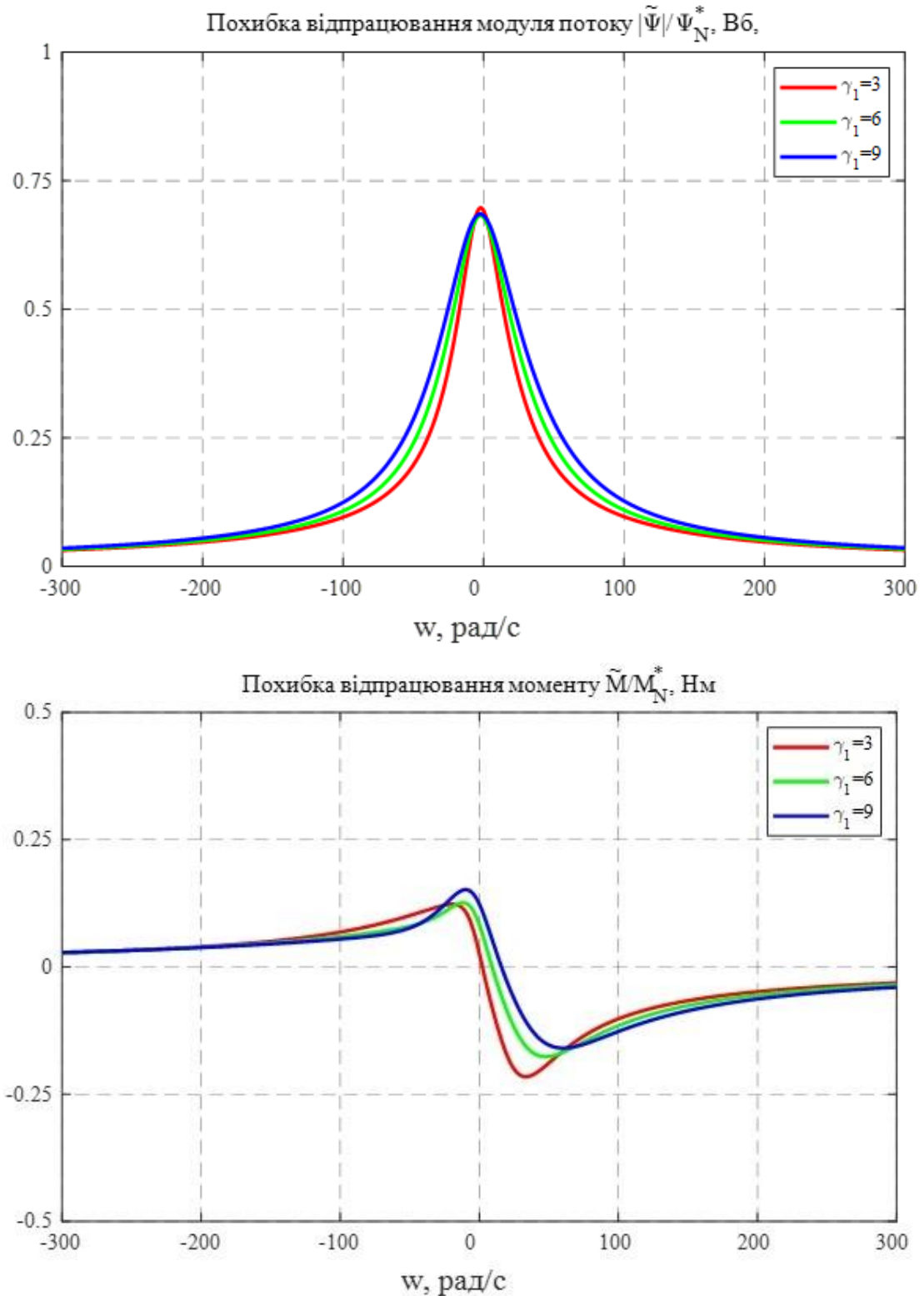


Рисунок 4.5 – Вплив значення γ_1 на величину похибок відпрацювання траєкторій моменту та потоку в залежності від швидкості при $\Delta R_2 = R_{2N}$

Як видно з графіків збільшення коефіцієнту призводить до зменшення значень похибок. На відміну від коефіцієнту k_i збільшення коефіцієнту γ_1 призводить до збільшення значень похибок при швидкості відмінній від нуля.

В наступних моделюваннях виконуються аналогічні дослід. Результати досліджень при $\Delta R_2 = 0,5 \cdot R_{2N}$ наведено на рис 4.6 – 4.8.

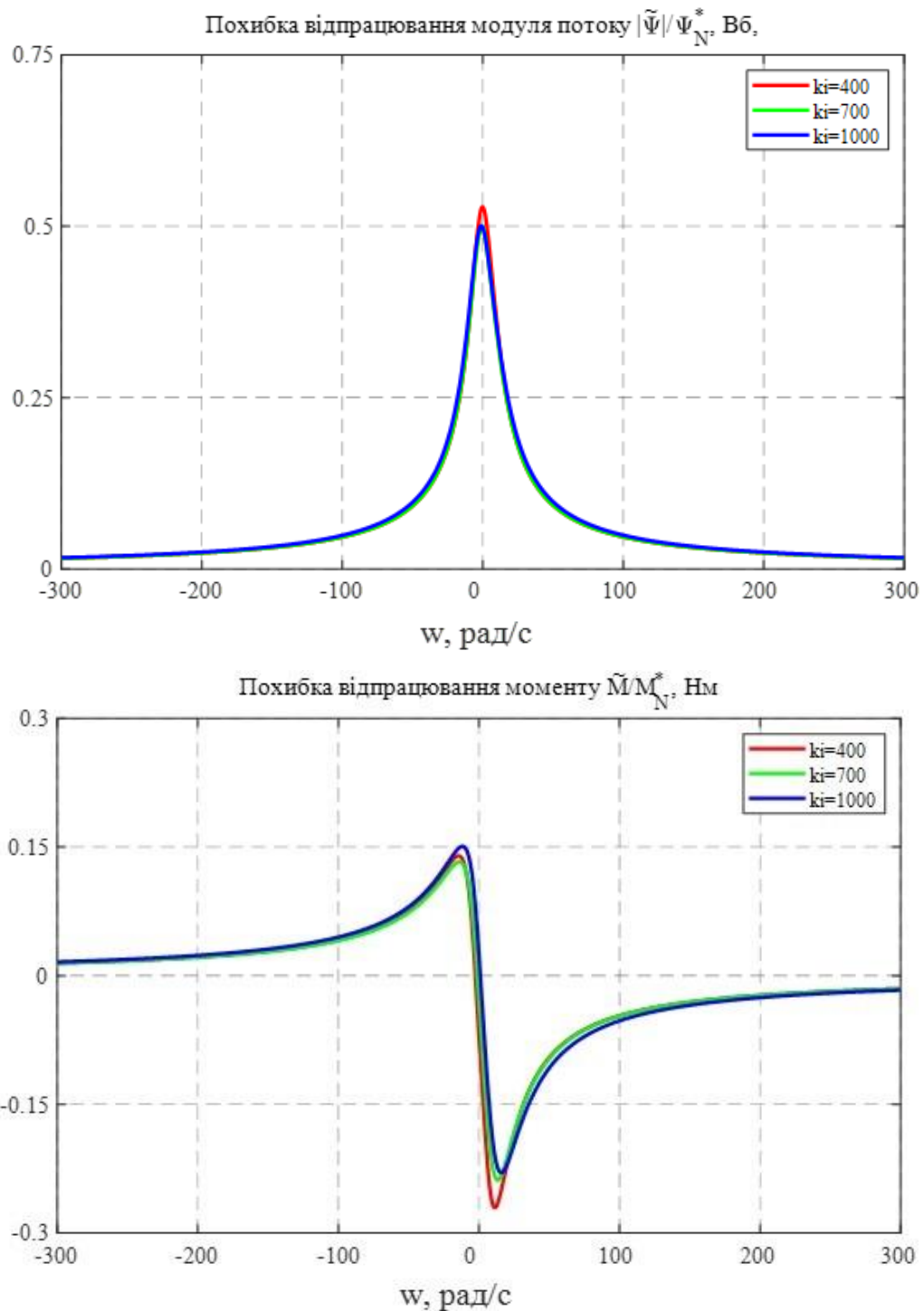


Рисунок 4.6 – Вплив значення k_i на величину похибок відпрацювання траєкторій моменту та потоку в залежності від швидкості при $\Delta R_2 = 0,5 \cdot R_{2N}$

З рис. 4.6 видно що як і в попередньому досліді збільшення коефіцієнту призводить до зменшення похибки регулювання потоку при значеннях швидкості близьких до нуля, та зменшення амплітуди похибки відпрацювання моменту від значень швидкості більших від 0.

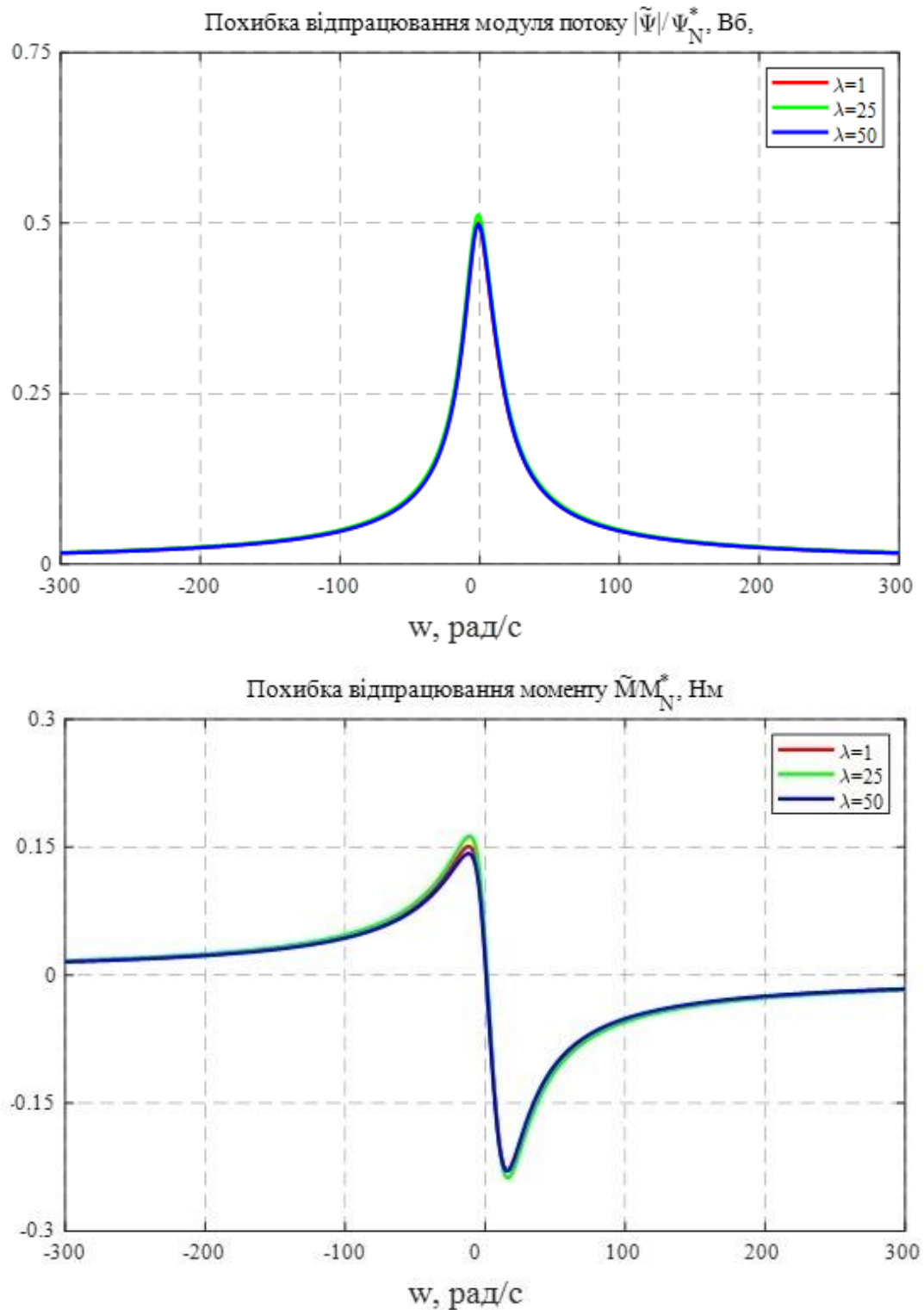


Рисунок 4.7 – Вплив значення λ на величину похибок відпрацювання траєкторій моменту та потоку в залежності від швидкості при $\Delta R_2 = 0,5 \cdot R_{2N}$

З рис. 4.7 можна помітити що збільшення значення коефіцієнту призводить до незначного зменшення амплітуди похибок відпрацювання моменту та потоку від швидкостей при $\Delta R_2 = 0,5 \cdot R_{2N}$.

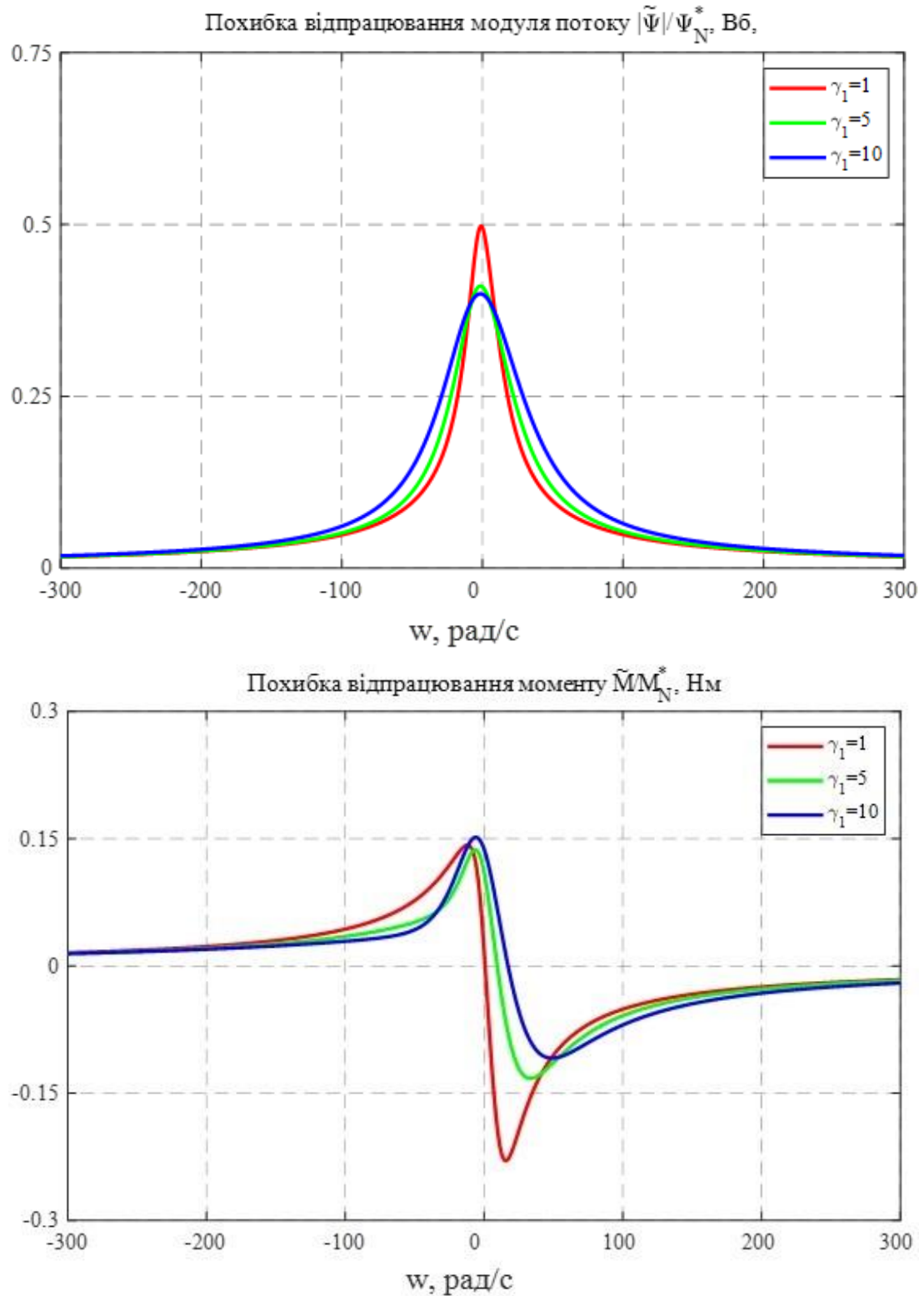


Рисунок 4.8 – Вплив значення γ_1 на величину похибок відпрацювання траєкторій моменту та потоку в залежності від швидкості при $\Delta R_2 = 0,5 \cdot R_{2N}$

Дослідження впливу величини коефіцієнту γ_1 на величину похибок, дало змогу прийти до висновку що його збільшення, як і в попередніх дослідях, в загальному випадку призводить до зменшення амплітуди помилок.

В подальших моделюваннях проводилось зі значенням активного опору ротора що вдвічі менше за номінальне, тобто при $\Delta R_2 = -0,5 \cdot R_{2N}$.

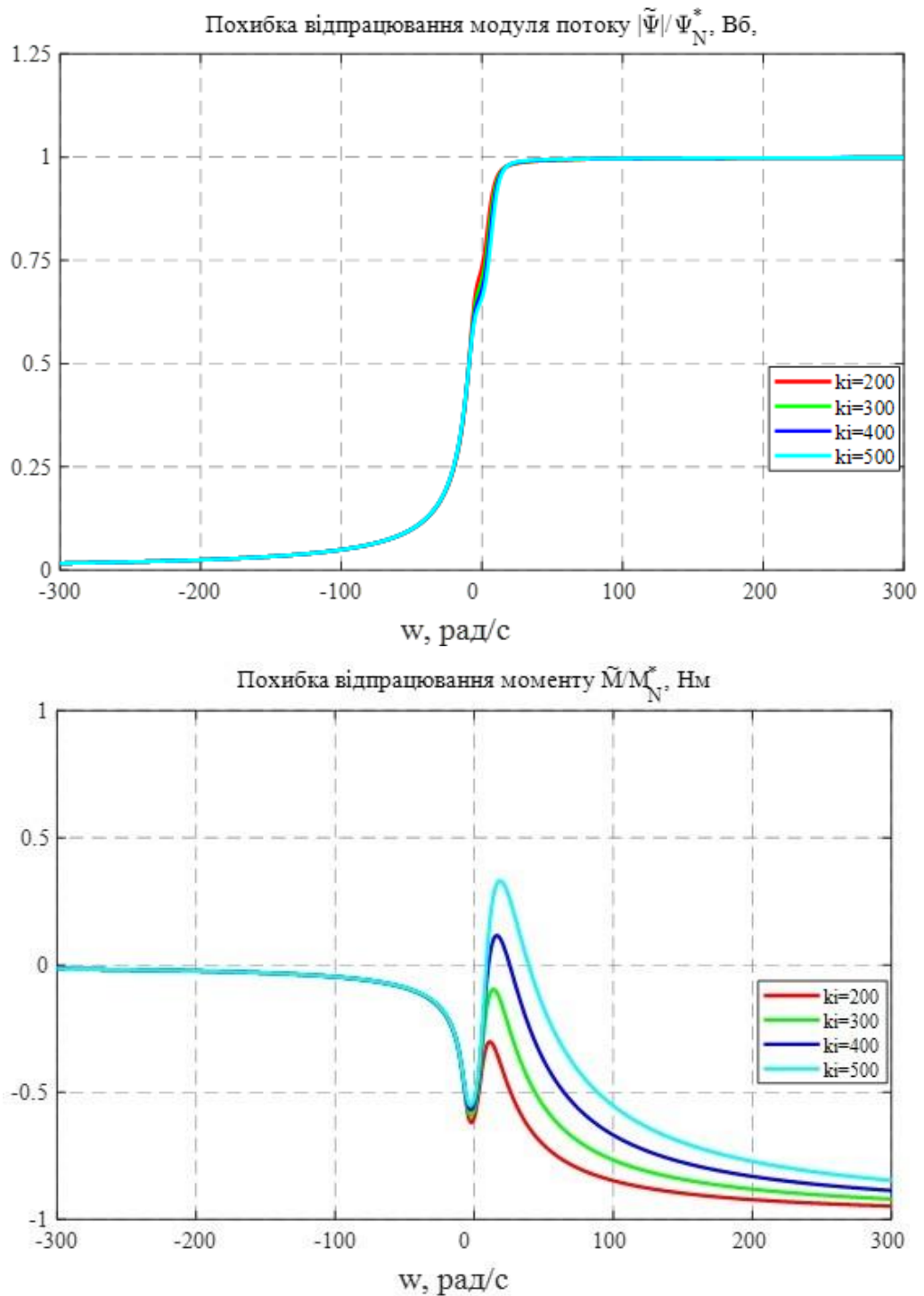


Рисунок 4.9 – Вплив значення k_i на величину похибок відпрацювання траєкторій моменту та потоку в залежності від швидкості при $\Delta R_2 = -0,5 \cdot R_{2N}$

Моделювання системи проводилось при наступних значеннях коефіцієнтів налаштування спостерігача: $\gamma_1 = 1$ та $\lambda = 1$, значення k_i змінювалось в діапазоні 200 – 500 з кроком зміни 100 (при значенні що менше 200 система втрачає стійкість). Як видно з графіків збільшення даного коефіцієнту призводить до зменшення похибки відпрацювання модуля потоку при швидкостях близьких до нуля, але при збільшенні значення швидкості коефіцієнт k_i впливає на величину похибки, проте при будь-якому значенні k_i похибка відпрацювання модуля потоку в діапазоні швидкостей 0 – 300 рад/с близька до 1. З графіку залежності похибки відпрацювання моменту від швидкості бачимо зменшення похибки в діапазоні швидкостей 0 – 300 рад/с.

Дослід, результати якого зображено на рис. 4.10 – 4.11, проводився з наступними значеннями коефіцієнтів: $k_i = 500$ (забезпечує найкращі показники), $\gamma_1=1$, значення коефіцієнту λ змінюється від 10 до 50.

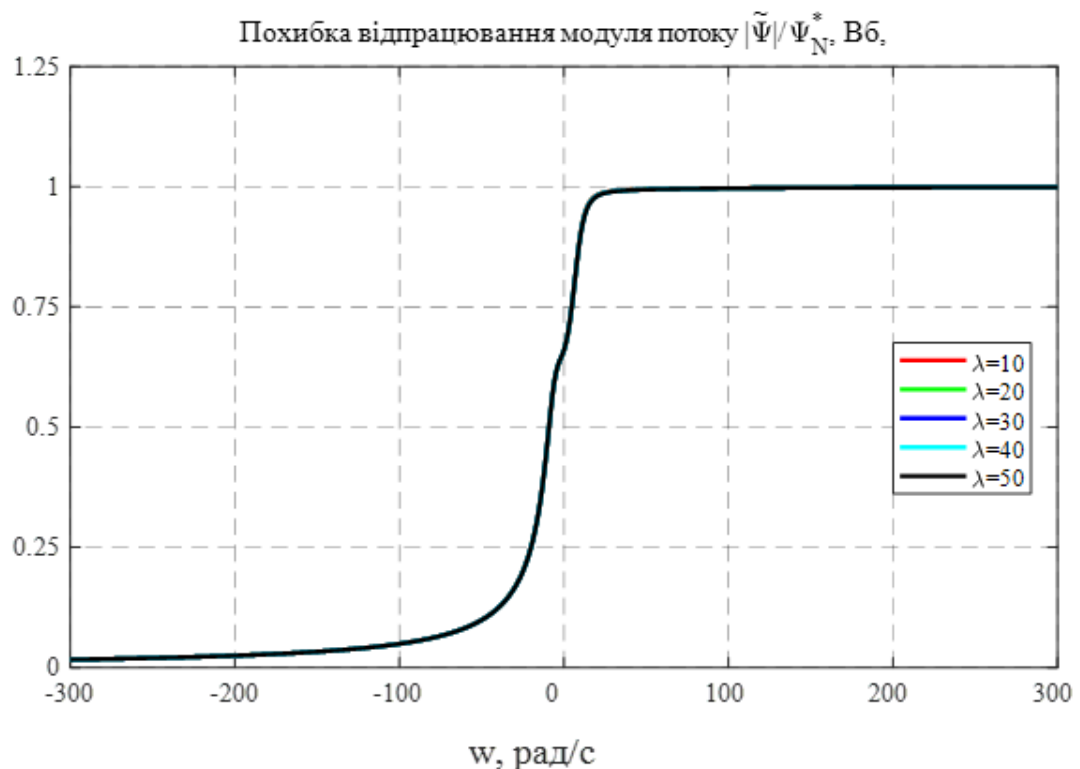


Рисунок 4.10 – Вплив значення λ на величину похибок відпрацювання траєкторій модуля потоку в залежності від швидкості при $\Delta R_2 = -0,5 \cdot R_{2N}$

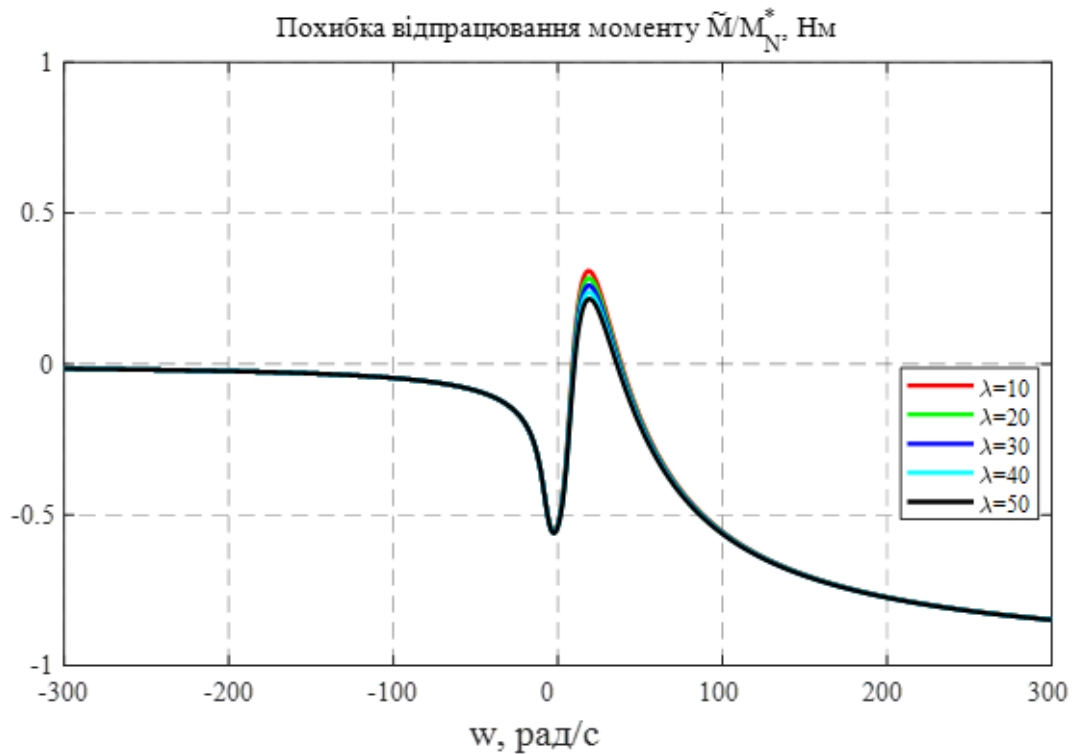


Рисунок 4.11 – Вплив значення k_i на величину похибок відпрацювання траєкторій моменту в залежності від швидкості при $\Delta R_2 = -0,5 \cdot R_{2N}$

Проведений аналіз графіків (рис. 4.10, рис. 4.11) свідчить про те, що при фіксованому значенні активного опору ротора ($R_2 = 0,5 \cdot R_{2N}$), збільшення коефіцієнта λ не має впливу на величину похибок, пов'язаних з відпрацюванням заданого потоку в залежності від швидкості. Проте, цей коефіцієнт виявляє вплив на похибки відпрацювання траєкторій моменту в залежності від швидкості, причому його збільшення призводить до зменшення похибки в наступному діапазоні швидкостей $0 - 300$ рад/с.

Дослід, результати якого зображено на рис. 4.12, проводився з наступними значеннями коефіцієнтів: $k_i = 500$, $\lambda = 50$, значення коефіцієнту γ_1 змінюється від $0,5$ до 10 .

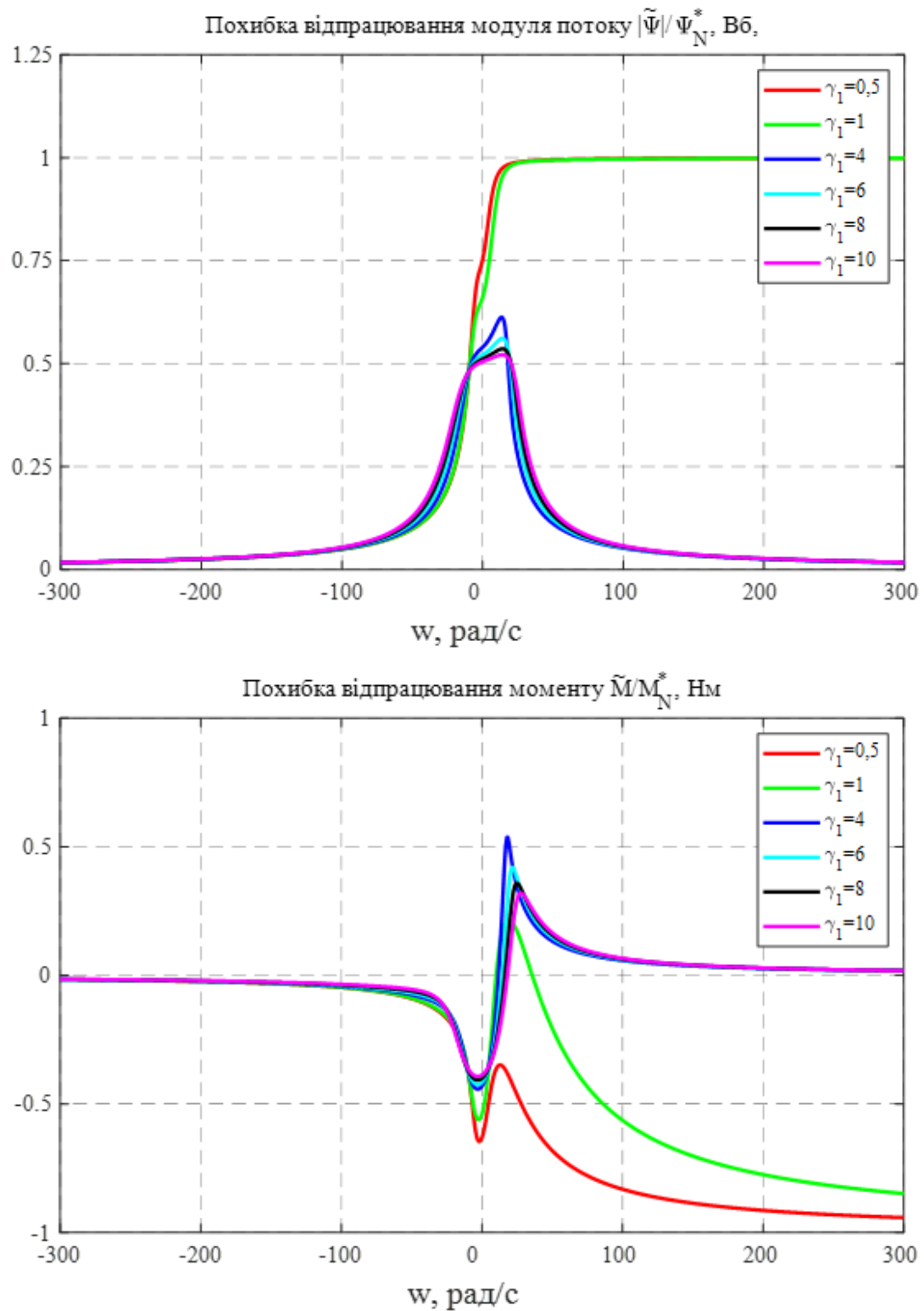


Рисунок 4.12 – Вплив значення γ_1 на величину похибок відпрацювання траєкторій моменту та потоку в залежності від швидкості при $\Delta R_2 = -0,5 \cdot R_{2N}$

Проведений аналіз графіків (рис. 4.12) свідчить про те, що при фіксованому значенні активного опору ротора ($R_2 = 0,5 \cdot R_{2N}$), збільшення коефіцієнта γ_1 впливає на зменшення значень величини похибок, пов'язаних з

відпрацюванням заданого потоку та моменту в залежності від швидкості. Було встановлено що при значенні коефіцієнту менше 4 система втрачає стійкість в наступному діапазоні швидкостей 0 – 300 рад/с.

При проведенні даного дослідження була помічена необхідність в збільшенні мінімальних значень коефіцієнтів налаштування спостерігачів зі збільшенням активного опору ротора. В разі незмінності мінімальних значень коефіцієнтів зі збільшенням опору, стійкість системи втрачається.

Наступним етапом дослідження є визначення залежності похибок в залежності від зміни опору ротора ΔR_2 при кутових швидкостях нижнього діапазону, при таких налаштуваннях спостерігача: $k_i = 1300$, $\lambda = 50$, $\gamma_1 = 10$.

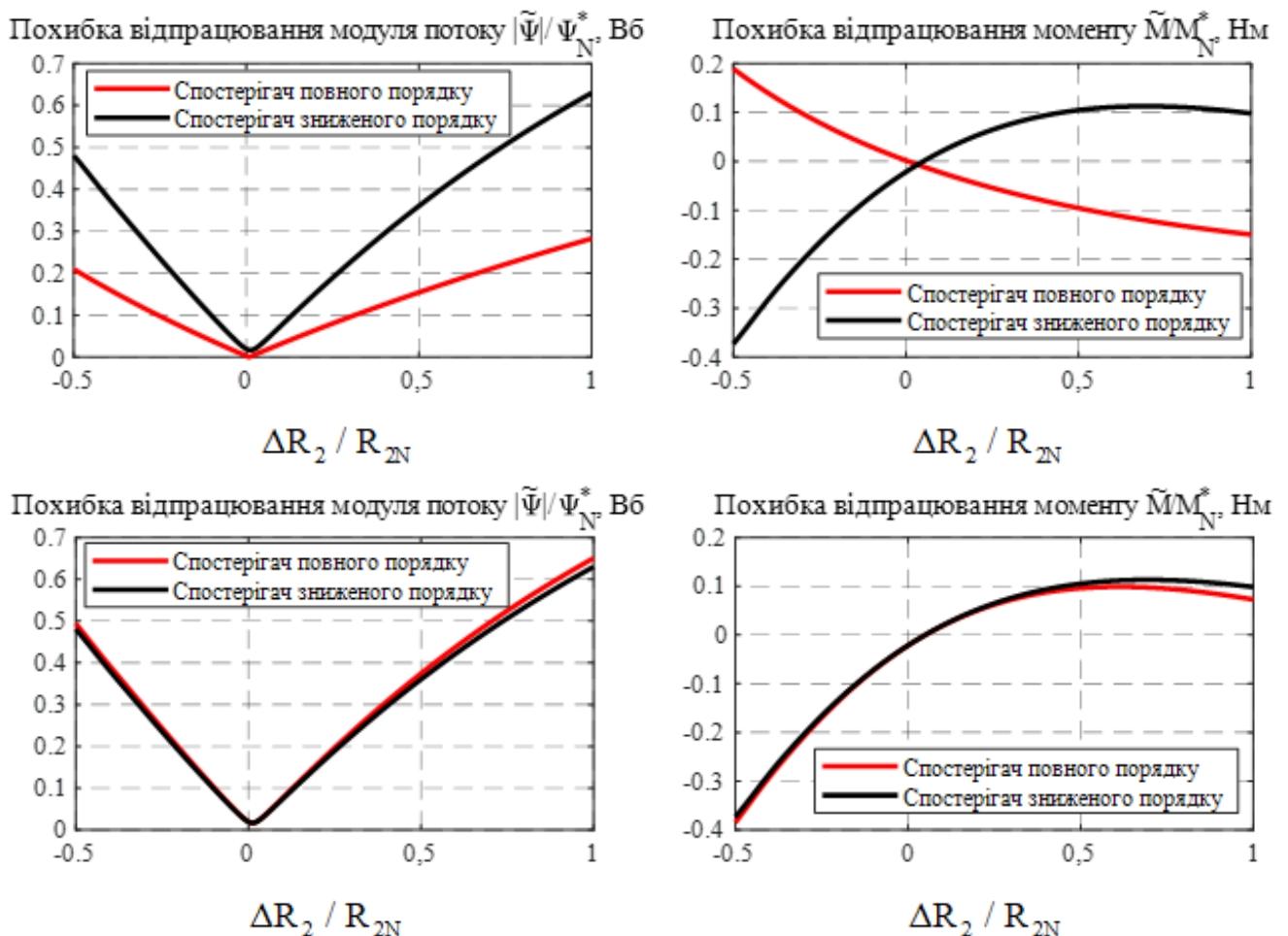


Рисунок 4.13 – Залежність похибки відпрацювання моменту та потоку від варіації активного опору ротора при $\omega = 50$ рад/с та $\omega = 0$ рад/с відповідно

Аналізуючи графіки залежності похибки відпрацювання моменту та потоку від варіації активного опору ротора можна помітити значно меншу величину похибок відпрацювання в системі зі спостерігачем повного порядку порівняно з системою зі спостерігачем зниженого порядку, при швидкості 50 рад/с, проте при швидкості 0 рад/с різниця в помилках відпрацювання близька до нуля.

Висновки по розділу

В умовах досліджень наведених в розділі було виявлено:

1. модельована система прямого векторного керування зі спостерігачем вектора потокозчеплення повного порядку має високі властивості робастності щодо варіації значень активного опору ротора від номінального в процесі експлуатації асинхронного двигуна. Дане твердження справедливе для всього діапазону швидкостей, за винятком інтервалів швидкостей близьких до нуля, при якому графіки похибок відпрацювання потоку та моменту мають колоколоподібну та синусоподібну форми відповідно, досягаючи своїх екстремумів;

2. залежність похибок відпрацювання моменту та потоку від варіації активного опору ротора менша в системі зі спостерігачем повного порядку порівняно з системою зі спостерігачем зниженого порядку, при швидкості 50 рад/с, але при швидкості 0 рад/с різниця в помилках відпрацювання близька до нуля;

3. збільшення точності регулювання можливе шляхом збільшення значень коефіцієнтів налаштування, таких як k_i , λ , γ_1 . Однак це вимагає зменшення частоти квантування за часом при практичній реалізації алгоритму;

4. для збереження асимптотичної стійкості системи необхідно збільшити значення коефіцієнтів налаштування спостерігача вектора потокозчеплення, в разі збільшення активного опору ротора. Тому рекомендовано встановлювати мінімальні значення коефіцієнтів

налаштування, рівні таким, які необхідні для збереження стійкості системи при значенні $\Delta R_2 / R_{2N} = 1$.

ВИСНОВКИ

У рамках цього дипломного проекту було здійснено аналіз системи прямого векторного керування моментом з використанням спостерігачів вектора потокозчеплення, а також проведено дослідження робастності цих систем зі спостерігача повного та зниженого порядків. Отримано наступні результати:

1. кращих результатів в керуванні асинхронними двигунами, можна досягти шляхом удосконалення спостерігачів вектора потокозчеплення, які відіграють важливу роль у системах керування. Це дозволить забезпечити більш точне та стабільне відпрацювання заданих траєкторій і покращити загальну продуктивність систем векторного керування;

2. дослідження показали, що спостерігач повного порядку зі зворотними зв'язками має значно кращі результати оцінювання вектору потокозчеплення, що призводить до збільшення ефективності систем керування. Цей тип спостерігача проявляє кращу робастність до зміни активного опору ротора, має меншу помилку оцінювання та час сходження похибки до нуля, що робить його більш придатним для реальних систем керування. Зокрема, модельована система прямого векторного керування зі спостерігачем вектора потокозчеплення повного порядку має високі робастні властивості щодо варіації значень активного опору ротора від номінального під час експлуатації асинхронного двигуна;

3. для досягнення більшої точності регулювання рекомендується збільшити значення коефіцієнтів налаштування, таких як k_i , λ , γ_1 . Проте, це може вимагати зменшення частоти квантування при практичній реалізації алгоритму;

4. для забезпечення асимптотичної стійкості системи в разі збільшення активного опору ротора необхідно збільшити значення коефіцієнтів налаштування спостерігача вектора потокозчеплення. Тому рекомендовано встановлювати мінімальні значення коефіцієнтів налаштування, рівні таким, які необхідні для збереження стійкості системи при значенні $\Delta R_2 / R_{2N} = 1$.

Загалом, системи векторного керування дозволяють досягати високої ефективності та точності керування асинхронними двигунами. Удосконалення спостерігачів вектора потокозчеплення може сприяти подальшому покращенню результатів управління.

Результати отримані в процесі виконання дипломного проекту можуть бути використанні в етапі розробки та проектування систем векторного керування моментом АД.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. С. М. Пересада, С. М. Ковбаса, Н. Д. Красношопка Непряме векторне керування асинхронними двигунами з властивостями робастності та адаптації до змін активного опору ротора// Київ, КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020, – 174 с.
2. Hughes T.P. Networks of Power: Electrification in Western Society, 1880 – 1930 / T.P. Hughes. – Baltimore, London: The Johns Hopkins University Press, 1983. – 474 p.
3. Taylor D.G. Nonlinear control of electric machines: An overview / D.G. Taylor // IEEE Control Systems Magazine. – Dec. 1994. – Vol. 14, Iss. 6. – P. 41 – 51.
4. Айзерман М.А. Стислий нарис становлення і розвитку класичної теорії регулювання і керування / М.А. Айзерман // Автоматика і телемеханіка. – 1993. – Вип. 7. – ст. 6 – 18.
5. Isidori A. Nonlinear Control Systems (3rd edition) / A. Isidori. – Berlin: Springer-Verlag, 1995. – 549 p.
6. Krstic M. Nonlinear and Adaptive Control Design / M. Krstic, I. Kanellakopoulos, P. Kokotovic. – New York: Wiley, 1995. – 576 p.
7. Ємельянов С.В. Системи автоматичного керування зі змінною структурою / С.В. Ємельянов. - М.: Наука, 1967. – 336 с.
8. Passivity-based control of a class of Blondel-Park transformable electric machines / P.J. Nicklasson, R. Ortega, G. Espinosa-Perez, C.G.J. Jacobi // IEEE Transactions on Automatic Control. – 1997. – Vol. 42, Iss. 5. – P. 629 – 647.
9. Kokotovic P.V. The joy of feedback: nonlinear and adaptive / P.V. Kokotovic // IEEE Control Systems Magazine. – 1992. – Vol. 12. – P. 7–17.
10. Виноградов А.Б. Векторне керування електроприводами змінного струму / А.Б. Виноградов. – Іваново: ГОУВПО "Іванівський державний енергетичний університет імені В.І. Леніна", 2008. – 298 с.
11. Kazmierkowski M.P. Control of Converter-Fed Induction Motor Drives m / M.P. Kazmierkowski // Power Electronics and Motor Drives. The Industrial

Electronics Handbook (2nd edition) / B.M. Wilamowski, J.D. Irwin. – CRC Press, Taylor and Francis Group, 2011. – Chapter 21. – p. 21 – 1 – 21 – 39.

12. Пересада С. М. Узагальнений алгоритм частотного керування асинхронними двигунами. Частина 1: синтез на основі другого методу Ляпунова / С.М. Пересада, С.М. Ковбаса, А.Ю. Онанко // Електромеханічні та енергозберігаючі системи. 2014 - Вип. 2/2011 (14). – с. 13 – 16.

13. Костенко М.П. Робота багатофазного асинхронного двигуна за змінного числа періодів / М.П. Костенко // Электричество. – 1925. – № 2. – с. 24 – 32.

14. Muñoz-Garcia A. A New Induction Motor V/f Control Method Capable of High-Performance Regulation at Low Speeds / A. Muñoz-Garcia, T.A. Lipo, D.W. Novotny // IEEE Transactions on Industrial Applications. – 1998. – Vol. 34, № 4. – p. 813–821.

15. Transistor inverter motor drive having voltage boost at low speeds: U.S. Patent 3971972 A: DE2610432A1 / Stich F.A.; заявитель и патентообладатель Allis-Chalmers Corporation. – № US 05/558,294; заявл. 14.03.1975; опубл. 27.07.1976.

16. A low cost stator oriented voltage source variable speed drive / Y. Xue, X. Xu, T.G. Habetler, D.M. Divan // Conference Record of the IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting – IAS'90. – 1990. – Vol. 1. – p. 410 – 415.

17. Bodson M. High performance induction motor control via input-output linearization / M. Bodson, J. Chiasson, R. Novotnak // IEEE Control Systems Magazine. – 1994. – Vol. 14, Iss. 4. – p. 25 – 33.

18. Passivity-Based Control of Euler-Lagrange Systems / R. Ortega, A. Loria, P.J. Nicklasson, H. Sira-Ramirez. – London: Springer-Verlag, 1998. – 543 p.

19. Blaschke F. Das verfahren der feldorientierung zur regelung der asynchron maschine / F. Blaschke // Siemens Forschungs. Ektwicklungs. – 1972. – Berichte №1. – p. 184–193.

20. Novotny D.W. Vector Control and Dynamics of AC Drives / D.W. Novotny, T.A. Lipo. – Oxford: Clarendon Press, 1996. – 456 p.

21. Пересада С.М. Узагальнений алгоритм прямого векторного керування асинхронним двигуном / С.М. Пересада, С. М. Ковбаса // Технічна електродинаміка. – 2002. – №4. – с. 17 – 22.

22. Direct self-control of the flux and rotary moment of a rotary-field machine: U.S. Patent 4678248 A: CA1279093C, DE3438504A1, DE3438504C2, EP0179356A2, EP0179356A3, EP0179356B1 / Depenbrock M.; заявник і патентовласник Brown, Boveri & Cie Ag. – № US 06/788,816; заяв. 18.10.1985; опубл. 7.07.1987.

23. Перельмутер В.М. Пряме керування моментом і струмом двигунів змінного струму / В.М. Перельмутер. – Х.: Основа, 2010. – 210 с.

24. Пересада С. М. Векторне керування в асинхронному електроприводі: аналітичний огляд. Вісник ДДТУ 1999 р., с. 1 – 23.

25. Пересада С. М. Узагальнена теорія непрямого векторного керування асинхронним двигуном. Частина I. Проблема векторного керування в асинхронному електроприводі: короткий огляд і формулювання проблеми. // Технічна електродинаміка. – 1999 р. – №2. с. 27 – 32.

26. Пересада С. М. Узагальнена теорія непрямого векторного керування асинхронним двигуном. Частина II. Синтез алгоритму відпрацювання модулю потоку та кутової швидкості. // Технічна електродинаміка. – 1999 р. – №4. с. 26 – 31.

27. Пересада С. М., Ковбаса С. М. Пряме векторне керування асинхронним двигуном з властивістю глобальної експоненціальної стійкості // Техн. електродинаміка. Тем. вип. "Проблеми сучасної електротехніки". – 2002. – Ч. 2. – с. 36 – 4

28. W. Leonhard, Control of Electrical Drives. Springer – Verlag, Berlin: 1996.

29. G. C. Verghese and S. R. Sanders, "Observes for flux estimation in induction machines", IEEE Trans. Indust. Electron., Vol. 35, p. 85 – 94, 1988.

30. Попович М. Г., Лозинський О. Ю., Клепиков В. Б., Мацко Б. М., Пересада С. М., Теряев В. І., Бутний В. В., Місюренко В. О., Панченко Б. Я. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи: Навч.

посібник / За ред. Поповича М. Г., Лозинського О. Ю. – К.:Либідь, 2005. – 680с.

31. Енергоефективні електромеханічні системи широкого технологічного призначення. Монографія/ Загірняк М. В., Клепиков В. Б., Ковбаса С. М., Михальський В. М., Пересада С. М., Садовой О. В., Шаповал І. А. – Київ, НАН України. – 2018. – 310 с.

32. S. M. Peresada, Kovbasa, O. V. Statsenko, O. V. Serhiienko, “Direct speed-flux vector control of induction motors: Controller design and experimental robustness evaluation”, Applied Aspects of Information Technology, vol. 5, no. 3, Oct. 2022, pp. 217 – 227, DOI: <https://doi.org/10.15276/aaIT.05.2022.15>.

33. Пересада С.М., Бовкунович В.С. Робастність алгоритмів непрямого векторного керування асинхронними двигунами до варіацій активного опору ротора // ISSN 2074-2630 Наукові праці Донецького національного технічного університету No11. – Донецьк, ДонНТУ, 2011. с. 296 – 300.

ДОДАТОК А

Номінальні параметри досліджуваного АД

Параметр	Значення
Потужність P , кВт	0,75
Число пар полюсів p_n	1
Номінальний момент M_n , Нм	2,5
Активний опір статора R_1 , Ом	11
Активний опір ротора R_2 , Ом	5,3
Індуктивність статора L_1 , Гн	0,95
Індуктивність ротора L_2 , Гн	0,95
Індуктивність намагнічуючого контуру L_2 , Гн	0,91
Момент інерції J , кг·м ²	0,003

ДОДАТОК Б

Програма дослідження динамічних показників спостерігачів

```

"Full-order flux observer
continuous system mot6
"States, derivatives and time
state Psa Psb w
state c s ia ib
state Psao Psbo iao ibo
der dPsa dPsb dw
der dc ds dia dib
der dPsao dPsbo diao dibo
time t
"Parameters
"observer parameters
ki=1000
lamda=10
gm1=10
"motor parameters
p=1
PSA:0.1
PSB:0
Q=0.5
q1=1
Lm=0.91
L1=0.95
R1=11
L2=0.95
R2=5.3
J=0.003
sgm=L1-Lm*Lm/L2
bet=Lm/(sgm*L2)
gamma=R1/sgm+alf*bet*Lm
alf=R2/L2
"References
"sin & cos
wo=314
dc=-s*wo
ds=c*wo
c:1
"load torque
tl=if t<0.5 then 0 else 2.5
"Applied voltages
ua=314*c
ub=314*s
"Motor model
dw=trq/(J)-tl/(J)
trq=3*Lm*p*(Psa*ib-Psb*ia)/(L2*2)
mu=3*Lm*p/(J*L2*2)
dia=-R11*ia/sgm+R2*Q*bet*PSA/L2+w*bet*p*Psb-R2*Q*bet*Lm*ia/L2+uaa
uaa=ua/sgm
dib=-R11*ib/sgm+R2*Q*bet*PSb/L2-w*Psa*p*bet-R2*Q*bet*Lm*ib/L2+ubb

```

```

ubb=ub/sgm
r11=R1*q1
dPsa=-R2*Q*Psa/L2-w*p*Psb+R2*Q*Lm*ia/L2
dPsb=-R2*Q*Psb/L2+w*p*Psa+R2*Q*Lm*ib/L2
"current values
Ps=sqrt(Psa*Psa+Psb*Psb)
I=sqrt(ia*ia+ib*ib)
U=sqrt(ua*ua+ub*ub)
"Full-order observer
diao=-gamma*iao+alf*bet*PSAo+bet*w*PSBo+ua/sgm-za
dibo=-gamma*ibo+alf*bet*PSBo-bet*w*PSAo+ub/sgm-zb
dPsao=-R2*Psao/L2-w*p*Psbo+R2*Lm*ia/L2-nua
dPsbo=-R2*Psbo/L2+w*p*Psao+R2*Lm*ib/L2-nub
za=-ki*eiao+lamda*eibo
zb=-ki*eibo-lamda*eiao
nua=(-alf*bet*eiao+bet*w*eibo)/gm1
nub=(-alf*bet*eibo-bet*w*eiao)/gm1
"estimated signals
io=sqrt(iao*iao+ibo*ibo)
Pso=sqrt(Psao*Psao+Psbo*Psbo)
"estimation errors
eiao=ia-iao
eibo=ib-ibo
ePsao=Psa-Psao
ePsbo=Psb-Psbo
eio=sqrt(eiao*eiao+eibo*eibo)
ePso2=sqrt(ePsao*ePsao+ePsbo*ePsbo)
end
macro exa8
syst ex8
store Psa Psb Psao Psbo
store ePso2 Pso ePsao ePsbo-add
store Ps w U i-add
store ua ub ia ib-add
store eiao eibo eio io-add
store trq tl-add
simu 0 1 1e-5/1e-4
end

```

ДОДАТОК В

Програма дослідження динамічних показників системи керування

```
"DFOC full order for 0,75 kW motor speed-flux control full order observer
continuous system mot6
state w psr PSA PSb xd ia ib Trqr yd yq PSAo PSBo PSm
state iao ibo
der dw dpsr dPSA dPSB dxd dia dib dTrqr dyd dyq dPSAo dPSBo dPSm
der diao dibo
time t
zero=0
"references
"torque reference Trqr computation
dTrqr =if t>0.28 and t<0.405 then 2.5/0.125 else dTrqr1
dTrqr1=if t>0.405 and t<0.605 then 0 else dTrqr2
dTrqr2=if t>0.605 and t<0.73 then -2.5/0.125 else 0
"load torque
tl=if t<0.789 then 0 else trqr
"flux reference Psrr and derivatives computation
pd=if t<0.02 then 50 else pd1
pd1=if t<0.26 then 0 else pd2
pd2=if t< 0.28 then -50 else pd3
pd3=if t<0.7 then 0 else 0
psd=if t<0.02 then 50*t else psd1
psd1=if t<0.26 then 1 else psd2
psd2=if t<0.28 then 1-50*(t-0.26) else psd3
psd3=if t<0.7 then 0 else 0
dpsr=psd
psr:0.0035
psrr=3.6*psr
psdr=3.6*psd
psddr=pd*3.6
"motor model
"w=if t<1 then -300 else w1
"w1=-300+6*(t-1)
dw=trq/(J)-tl/(J)-nu*w
trq=3*M*p*(PSA*ib-PSB*ia)/(2*L2)
mu1=3*M*p/(L2*2)
dia=-R11*ia/sgm+R2*Q*bt*PSA/L2+w*bt*p*PSB-R2*Q*bt*M*ia/L2+uaa
uaa=ua/sgm
dib=-R11*ib/sgm+R2*Q*bt*PSb/L2-w*PSA*p*bt-R2*Q*bt*M*ib/L2+ubb
ubb=ub/sgm
r11=R1*q1
dPSA=-R2*Q*PSA/L2-w*p*PSB+R2*Q*M*ia/L2
dPSB=-R2*Q*PSB/L2+w*p*PSA+R2*Q*M*ib/L2
"sin cos reference frame
c=PSAo/PSo
s=PSBo/PSo
"ERRORS
"torque
eTrq2 = Trq - Trqr
"flux errors
```



```

"flux modulus
DET=PSA*PSA+PSB*PSB
ps=sqrt(DET)
"flux modulus estimation error
epp=Ps-Pso
"flux(estimated) regulatin error
eps=Pso-psrr
"flux regulation error
epss=Ps-psrr
"flux regulation errors in (a-b)
eaa=psa-psrr*c
ebb=psb-psrr*s
"rotor fluxes in (d-q)
PS2d=PSA*c+PSB*s
PS2q=-PSA*s+PSB*c
"d-axis flux error
PS2dd=PS2d-PSrr
"flux modulus regulation error
ef2=SQRT(PS2q*PS2q+PS2dd*PS2dd)
"Stator current and voltage modulus
I=sqrt(ia*ia+ib*ib)
U=sqrt(ua*ua+ub*ub)
"Full-order observer
diao=-gm*iao+alf*bt*PSAo+bt*w*PSBo+ua/sgm-za
dibo=-gm*ibo+alf*bt*PSBo-bt*w*PSAo+ub/sgm-zb
dPsao=-R2*Psao/L2-w*p*Psbo+R2*Lm*ia/L2-nua
dPsbo=-R2*Psbo/L2+w*p*Psao+R2*Lm*ib/L2-nub
za=-kio*eiao+lmda*eibo
zb=-kio*eibo-lmda*eiao
nua=(-alf*bt*eiao+bt*w*eibo)/gm1
nub=(-alf*bt*eibo-bt*w*eiao)/gm1
"observer estimation errors
eiao=ia-iao
eibo=ib-ibo
DETo=PSAo*PSAo+PSBo*PSBo
pso=sqrt(DETo)
"estimated errors
ea=PSA-PSAo
eb=PSB-PSBo
"CONTROLLER
"d-q control
"stator currents in d-q
id=ia*c+ib*s
iq=-ia*s+ib*c
"stator voltages in a-b
ua=(ud*c-uq*s)
ub=(ud*s+uq*c)
"stator voltages in (d-q)
ud=(ud0)*sgm
uq=(uq0)*sgm
"Flux
dPsm=-alf*Psm+alf*M*id
wo=p*w+R2*M*iq/(PSm*L2)
Psm:0.012"0.0036
"current controller

```

```

ud0=-ki1*idd+nd+idrd-yd
uq0=-ki1*iqd+nq+iqrd-yq
nd=R1*idr/sgm-alf*bt*Pso+alf*bt*M*idr-wo*iq
nq=R1*iqr/sgm+alf*bt*M*iqr+wo*id+bt*p*w*Pso
dyd=kii*idd
dyq=kii*iqd
"current errors
idd=id-idr
iqd=iq-iqr
"current reference derivatives
idrd=(alf*PSdr+PSddr+vps)/(alf*M)
vps=-kps1*(-(alf+kps1)*eps+alf*M*idd-xd)-dx
iqrd=(dTrqr/PSrr-(Trqr*dpsr)/(PSrr*PSrr))/(mu1)
"torque controller
iqr=Trqr/(mu1*psrr)
"flux controller
idr=(psdr+R2*PSrr/L2-kps1*eps-xd)/(R2*M/L2)
dx=kpsi*eps
"parameters
PSA:0
PSB:0
"energy indicators
Pm=Trqr*w " meh power, kBT
Pa=1.5*(Ua*ia+Ub*ib) " activ power, kBT
Pr=1.5*(Ua*ib-Ub*ia) " reactiv power, kBT
"control algorithm parameters
ki1=750
ki=ki1+gm
kii=ki*ki/2
kps1=100
kpsi=2500
"observer parameters
kio=1000
lamda=10
gm1=10
PSAo:0.012
"motor parameters
"dQ = if t>2 and t<10 then 2/8 else 0
Q:1
q1:1
p=1
nu=0"1
Lm=M
M=0.91
L2=0.95
R2=5.3
J=0.003
sgm=L1-M*M/L2
bt=M/(sgm*L2)
L1=0.95
R1=11
gm=R1/sgm+alf*bt*M
alf=R2/L2
end
macro DFOCTR2m

```

```
syst DFOCTR2
store psrr Tl ps2dd ps2q-add
store pd DET Psm epp eps-add
store ua ub ia ib w-add
store iqd idd ea eb ef2-add
store ebb ud eTrq2 PSo eibo-add
store iq eaa U uq l-add
store zero trqr eiao-add
store Q PS trq id Psa Psb Pm Pr Pa epss-add
simu 0 1 1e-5/1e-4
end
```