

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

Факультет електроенерготехніки та автоматики

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

«На правах рукопису»
УДК _____

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

_____ Сергій КОВБАСА
(підпис)

“ ____ ” _____ 2022 р.

Магістерська дисертація

на здобуття ступеня магістра

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

**зі спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеха-
ніка»**

на тему:

Система векторного керування кутовою швидкістю синхронних реактивних
двигунів

Виконав: студент 6 курсу, групи ЕП-11мп

_____ Поліщук Вадим Васильович

(прізвище, ім'я, по батькові)

_____ (підпис)

Науковий керівник проф., д.т.н., Пересада Сергій Михайлович

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

_____ (підпис)

Консультант _____

(назва розділу)

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

Рецензент _____ доц., к.т.н., Чумак Вадим Володимирович

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

Засвідчую, що у цій магістерській дисе-
ртації немає запозичень з праць інших
авторів без відповідних посилань.

Студент (-ка) _____

(підпис)

Київ – 2022 р.

ВІДОМІСТЬ ДИПЛОМНОГО ПРОЕКТУ

№ з/п	Формат	Позначення	Найменування	Кількість листів	Примітка
1	A4	141.8116.005.МД	Завдання на дипломний проект	2	
2	A4	141.8116.005.МД	Пояснювальна записка	172	
3	A1	141.8116.005.МД	Структурна схема системи керування моментом	1	
4	A1	141.8116.005.МД	Структурна схема системи керування кутовою швидкістю	1	
5	A1	141.8116.005.МД	Структурна схема системи керування кутовим положенням	1	
6	A1	141.8116.005.МД	Функціональна схема електроприводу	1	
7	A1	141.8116.005.МД	Дослідження динаміки систем керування	2	

				141.8116.005.МД		
	ПІБ	Підп.	Дата			
Розробн.	Поліщук В.В.			Відомість дипломного проекту	Лист	Листів
Керівн.	Пересада С.М.				2	172
Консульт.					КПІ ім. Ігоря Сікорського Каф. АЕМС-ЕП Гр. ЕП-11мп	
Н/контр.						
Зав.каф.	Ковбаса С.М.					

Пояснювальна записка до дипломного проекту

на тему: «Система векторного керування кутовою швидкістю синхронних ре-
активних двигунів»

Київ – 2022 р.

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

Факультет електроенерготехніки та автоматики

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

Рівень вищої освіти – другий (магістерський)

Спеціальність – 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

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

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Сергій КОВБАСА
(підпис)

« ____ » _____ 2022 р.

ЗАВДАННЯ
на магістерську дисертацію студенту
Поліщуку Вадиму Васильовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації «Система векторного керування кутовою швидкістю синхронних реактивних двигунів»,
науковий керівник дисертації проф., д.т.н., Пересада Сергій Михайлович,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

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

2. Строк подання студентом дисертації 15 грудня 2022р.

3. Об'єкт дослідження процес керування механічними координатами синхронних реактивних двигунів.

4. Вихідні дані Параметри двигуна М3АL 90LА 4: номінальна потужність 2.2 кВт; номінальний струм 5.6 А; номінальна частота обертання ротора 3000об/хв; номінальний момент навантаження 7 Нм; к-сть пар полюсів 2; момент інерції ротора двигуна, 0.00202 кг·м²; активний опір статора 2 Ом; індуктивність по осі q 0.03 Гн.

5. Перелік завдань, які потрібно розробити Провести аналітичний огляд технічної літератури у відповідності до теми дисертації, розробити алгоритми векторного керування моментом, кутовою швидкістю та кутовим

положенням синхронних реактивних двигунів, розробити моделюючі програми за розробленими алгоритмами та виконати дослідження динамічних показників розроблених систем керування, розробити стартап-проект у відповідності до теми дисертації.

6. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу структурна схема системи керування моментом, структурна схема системи керування кутовою швидкістю, структурна схема системи керування кутовим положенням, функціональна схема електроприводу, дослідження динаміки систем керування (2 аркуші).

7. Консультанти розділів дисертації*

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

* Якщо визначені консультанти. Консультантом не може бути зазначено наукового керівника магістерської дисертації.

8. Дата видачі завдання 5 вересня 2022р.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Строк виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Аналітичний огляд технічної літератури	23 вересня 2022р	
2	Аналіз особливостей форми рівнянь математичної моделі синхронного реактивного двигуна	30 вересня 2022р	
3	Розробка алгоритму керування моментом	14 жовтня 2022р	
4	Розробка алгоритму керування швидкістю	28 жовтня 2022р	
5	Розробка алгоритму керування положенням	11 листопада 2022р	
6	Розробка моделюючих програм та дослідження динаміки систем керування	25 листопада 2022р	
7	Розробка стартап проекту	2 грудня 2022р	
8	Оформлення пояснювальної записки	14 грудня 2022р	

Студент

(підпис)

Вадим ПОЛІЩУК

Науковий керівник дисертації

(підпис)

Сергій ПЕРЕСАДА

РЕФЕРАТ

Магістерська робота виконана на 172 сторінках, вміщує 34 рисунки, 2 таблиці, а також графічний матеріал виконаний на 6 аркушах А1.

Метою дисертаційного дослідження є розробка алгоритмів керування механічними координатами синхронних реактивних двигунів, а саме: керування моментом, кутовою швидкістю та кутовим положенням валу двигуна.

В процесі виконання роботи проведено аналітичний огляд технічної літератури, розроблено алгоритми векторного керування моментом, кутовою швидкістю та кутовим положенням синхронного реактивного двигуна, розроблено моделюючі програми для середовища SIMNON на основі яких проведено дослідження динамічних показників систем керування, а також розроблено стартап проект у відповідності до теми дисертації. В графічному матеріалі наведено структурні схеми систем керування, функціональна схема електропривода а також дослідження динаміки систем керування

Реалізація дипломної роботи виконувалась з допомогою наступних програмних застосунків: MATLAB R2022b, Microsoft Office Visio, Microsoft Office Word 21, SIMNON.

СИНХРОННИЙ РЕАКТИВНИЙ ДВИГУН, СИСТЕМА КЕРУВАННЯ, АЛГОРИТМ, МОМЕНТ, КУТОВА ШВИДКІСТЬ, КУТОВЕ ПОЛОЖЕННЯ, МОДЕЛЮВАННЯ, СТРУКТУРНА СХЕМА, ФУНКЦІОНАЛЬНА СХЕМА.

					141.8116.005.МД Керування кутовою швидкістю і кутовим положенням синхронних явнополюсних двигунів Реферат			
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Лім		Маса	Масштаб
Розроб.	Поліщук В.В.							
Перевір.								
					Аркуш 6		Аркушів 172	
Керівник	Пересада С.М.				КПІ ім. Ігоря Сікорського Каф. АЕМС-ЕП Гр. ЕП-11мп			
Н. контр.								
Затверд.	Ковбаса С.М.							

ABSTRACT

The master's dissertation contains 172 pages, 34 figures, 2 tables, as well as graphic material made on 6 sheets of A1.

The purpose of the dissertation research is the development of control algorithms of the mechanical coordinates of synchronous reluctance motor, such as: torque control, angular velocity, and angular position of the motor shaft.

In the course of the work, an analytical review of the technical literature was carried out, algorithms for vector control of torque, angular velocity and angular position of a synchronous jet engine were developed, simulation programs for the SIMNON environment were developed, based on which a analysis of the dynamic characteristics of control systems was carried out, and a start-up project was developed in accordance with the topic theses. The graphic material shows the structural diagrams of control systems, the functional diagram of the electric drive, as well as the analysis of the dynamics of control systems

The thesis was implemented using the following software applications: MATLAB R2022b, Microsoft Office Visio, Microsoft Office Word 21, SIMNON.

SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR, CONTROL SYSTEM, ALGORITHM, TORQUE, ANGULAR VELOCITY, ANGULAR POSITION, SIMULATION, STRUCTURE DIAGRAM, FUNCTIONAL DIAGRAM.

					<i>141.8116.005.МД</i>									
					Керування кутовою швидкістю і кутовим положенням синхронних явнополюсних двигунів Реферат									
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Лім Маса Масштаб									
Розроб.	Поліщук В.В.													
Перевір.														
					Аркуш 7 Аркушів 172									
Керівник	Пересада С.М.				КПІ ім. Ігоря Сікорського Каф. АЕМС-ЕП Гр. ЕП-11мп									
Н. контр.														
Затверд.	Ковбаса С.М													

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ	12
ВСТУП	16
1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ТЕХНІЧНОЇ ЛІТЕРАТУРИ.....	20
Висновки за розділом	36
2 МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ СИНХРОННОГО РЕКТИВНОГО ДВИГУНА.....	37
Висновки за розділом	43
3 СИНТЕЗ АЛГОРИТМІВ КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ ТА КУТОВОЮ ШВИДКІСТЮ ТА ПОЛОЖЕННЯМ	44
3.1 Постановка задачі керування моментом.....	44
3.2 Цілі керування моментом.....	45
3.3 Синтез регулятора моменту	46
3.4 Синтез регулятора струму по осі q	48
3.5 Синтез регулятора струму по осі d	50
3.6 Задача керування кутовою швидкістю	54
3.7 Цілі керування кутовою швидкістю.....	55
3.8 Синтез регулятора швидкості	55
3.9 Синтез регулятора струму по осі q	57
3.10 Задача керування кутовим положенням	61
3.11 Цілі керування кутовим положенням	61
3.12 Синтез регулятора моменту	62
3.13 Синтез регулятора швидкості	63
3.14 Синтез регуляторів струму.....	64
Висновки за розділом	67
4 РОЗРОБКА МОДЕЛЮЮЧИХ ПРОГРАМ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІКИ ВІДПРАЦЮВАНЬ ВИХІДНИХ КООРДИНАТ СИСТЕМ	

КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ, КУТОВОЮ ШВИДКІСТЮ ТА КУТОВИМ ПОЛОЖЕННЯМ СИНХРОННОГО РЕАКТИВНОГО ДВИГУНА 68

4.1 Розробка програми для дослідження роботи системи керування моментом..... 68

4.1.1 Оголошення змінних..... 68

4.1.2 Математична модель двигуна..... 69

4.1.3 Визначення параметрів двигуна 73

4.1.4 Формування траєкторій заданих величин струму по осі d та заданого моменту 73

4.1.5 Опис рівнянь регулятора моменту 74

4.1.6 Опис рівнянь регуляторів струму..... 76

4.1.7 Визначення похибок відпрацювання моменту та струмів..... 78

4.1.8 Визначення коефіцієнтів налаштувань регуляторів..... 78

4.1.9 Визначення додаткових змінних 79

4.2 Розробка програми для дослідження роботи системи керування кутовою швидкістю..... 80

4.2.1 Оголошення змінних..... 80

4.2.2 Формування траєкторій заданої кутової швидкості та моменту статичного навантаження 81

4.2.3 Опис рівнянь регулятора швидкості 84

4.2.4 Опис рівнянь регуляторів струму..... 84

4.2.5 Визначення похибок відпрацювання швидкості та оцінки моменту навантаження 84

4.2.6 Визначення коефіцієнтів налаштувань регуляторів..... 85

4.3 Розробка програми для дослідження роботи системи керування кутовою швидкістю з режимом ослаблення поля..... 86

4.4 Розробка програми для дослідження роботи системи керування кутовим положенням 90

4.4.1 Оголошення змінних..... 90

4.4.2 Формування траєкторій заданого положення та моменту статичного навантаження	91
4.4.3 Опис рівнянь регулятора положення	94
4.4.4 Опис рівнянь регулятора швидкості	94
4.4.5 Визначення похибки кутового положення	94
4.4.6 Визначення коефіцієнтів налаштувань регуляторів	95
Висновки за розділом	95
5 ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІКИ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ, КУТОВОЮ ШВИДКІСТЮ ТА КУТОВИМ ПОЛОЖЕННЯМ СИНХРОННОГО РЕАКТИВНОГО ДВИГУНА	97
5.1 Дослідження динаміки системи керування моментом.....	97
5.2 Дослідження динаміки системи керування кутовою швидкістю ..	100
5.3 Дослідження динаміки системи керування кутовим положенням	103
5.4 Дослідження динаміки системи керування кутовою швидкістю з режимом ослаблення поля.....	107
Висновки за розділом	113
6 РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАП ПРОЕКТУ.....	115
6.1 Опис ідеї проекту	115
6.2 Технологічний аудит ідеї	117
6.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап проекту	118
6.3.1 Аналіз попиту	118
6.3.2 Визначення потенційних груп клієнтів	119
6.3.3 Аналіз ринкового середовища	120
6.3.4 Аналіз пропозиції на ринку.....	121
6.3.5 Аналіз умов конкуренції в галузі за моделлю 5 сил М. Портера	122
6.3.6 Визначення факторів конкурентоспроможності. Визначення сильних та слабких сторін.....	124

6.3.7 SWOT – аналіз стартап-проекту. Розробка альтернатив ринкового впровадження.....	124
6.4 Розробка ринкової стратегії проекту	126
6.4.1 Визначення стратегії охоплення ринку	126
6.4.2 Визначення базових стратегій розвитку та конкурентної поведінки.....	127
6.4.3 Розробка стратегії позиціонування	127
6.5 Розробка маркетингової програми проекту	128
6.5.1 Визначення ключових переваг концепції потенційного товару	128
6.5.2 Розробка трирівневої маркетингової моделі товару	128
6.5.3 Визначення меж встановлення ціни.....	129
6.5.4 Визначення системи збуту	130
6.5.5 Розробка концепцій маркетингових комунікацій.....	130
Висновки за розділом	132
ВИСНОВКИ.....	133
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	136
Додаток А.....	143
Додаток Б	144
Додаток В.....	149
Додаток Г	150
Додаток Д.....	156
Додаток Е	157
Додаток Є.....	165
Додаток Ж.....	166
Додаток З.....	172

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ

СРД (SynRM) – синхронний реактивний двигун;

СМ – синхронна машина;

ПМ (PM) – постійні магніти;

ККД – коефіцієнт корисної дії;

PMASynRM – синхронна реактивна машина з допоміжними постійними магнітами;

ІРМ – машина з заглибленими постійними магнітами;

SMC – SynRM з альтернативними шарами РМ та композиту з «м'якими» магнітами;

АД (IM) – асинхронний двигун;

(d-q) – позначення синхронно-обертальної системи координат;

T – момент двигуна;

p_n – кількість пар полюсів;

L_d – індуктивність по осі d;

L_q – індуктивність по осі q;

i_d, i_q (i_{sd}, i_{sq}) – компоненти вектору струму статора в системі координат d-q по відповідним осям;

u_d, u_q (u_{sd}, u_{sq}) – компоненти вектору напруги статора в системі координат d-q по відповідним осям;

R (R_s) – активний опір статорної обмотки;

ω – кутова швидкість обертання ротора;

ψ_d, ψ_q (ψ_{sd}, ψ_{sq}) – компоненти вектору потокозчеплення в системі координат d-q по відповідних осях;

M_d, M_q – компоненти взаємодукції між статорною та роторною обмоткою по відповідних осях;

i_{rd}, i_{rq} – компоненти вектору струму ротора в системі координат d-q по відповідним осям;

MPCC – прогнозоване керування струмом статора на основі математичної моделі;

DPCC – дедбіт-прогнозоване керування струмом статора;

МТРА – стратегія максимального моменту за ампер;

ALM-FNN – контролер нечіткої нейронної мережі;

ANN – штучна нейронна мережа;

RLS – алгоритм найменших квадратів;

ЕРС – електрорушійна сила;

IPMSM – явнополюсна СМ;

ЧПУ – числове програмне управління;

ПЛК – програмований логічний контролер;

t – час;

ξ – коефіцієнт помітності, в деяких випадках коефіцієнт демпфування;

ω_e – кутова швидкість обертання системи координат d-q відносно системи координат a-b;

θ_e – кутове положення системи координат d-q відносно системи координат a-b;

θ – кутове положення;

J – момент інерції;

ν – коефіцієнт в'язкого тертя;

T_l – момент навантаження;

L^{app} – загальне позначення явної (apparent) індуктивності;

L^{inc} – загальне позначення інкрементної індуктивності;

L_{dd} – інкрементна індуктивність по осі d;

T^* – заданий момент;

i_d^*, i_q^* – задані значення компоненти вектору струму в системі координат d-q по відповідним осям;

$\tilde{T}$ – похибка відпрацювання заданого моменту;

$\tilde{i}_d, \tilde{i}_q$ – похибка відпрацювання компонент вектору струму в системі координат d-q по відповідним осям;

k_i, k_{ii} – пропорційний та інтегральний коефіцієнти налаштування регуляторів струму;

(a-b) – позначення нерухомої відносно статора системи координат;

i_a, i_b – компоненти вектору струму статора в системі координат a-b по відповідним осям;

u_a, u_b – компоненти вектору напруг статора в системі координат a-b по відповідним осям;

ω^* – завдання кутової швидкості;

$\tilde{\omega}$ – похибка відпрацювання заданої кутової швидкості;

$\tilde{T}_l$ – похибка оцінювання моменту навантаження;

$\hat{T}_l$ – оцінка моменту навантаження;

$k_\omega, k_{\omega i}$ – пропорційний та інтегральний коефіцієнти налаштування регулятора швидкості відповідно;

θ^* – завдання кутового положення;

$\tilde{\theta}$ – похибка відпрацювання заданого кутового положення;

k_θ – коефіцієнт налаштування пропорційної складової регулятора положення;

i_{q_max} – максимальне значення струму по осі q;

i_{max} – обмеження по модулю струму;

i_{dmax} – обмеження максимального струму по осі d;

u_{q_max} – максимальне значення напруги по осі q;

u_{max} – обмеження модуля напруги;

I – модуль струму статора;

U – модуль напруги статора;

P_m – механічна потужність;

P_a – активна потужність двигуна;

P_r – реактивна потужність двигуна;

E – модуль проти-ЕРС двигуна;

$\tilde{E}$ – похибка відпрацювання заданого значення проти-ЕРС;

E^* – задане значення проти-ЕРС;

КЗР – короткозамкнений ротор;

SWOT - сильні (Strength) та слабкі (Weak) сторони, загрози (Troubles) та можливості (Opportunities);

ВСТУП

На сьогодні регульований електропривод застосовується в багатьох галузях промисловості та електротранспорті. Більшість систем регульованого електроприводу, в багатьох практичних застосуваннях таких як системи автоматизації промисловості, робототехніці та електротранспорті використовують асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором в якості приводного двигуна. Проте на протязі останніх років, стрімкого розвитку набувають інші типи машин змінного струму, одним із найперспективніших серед них є синхронний реактивний двигун.

Проблема керування СРД є складною задачею, через особливості конструкції та відповідно рівнянь динамічної моделі двигуна, повний розв'язок якої до цього часу не знайдений.

Обґрунтування актуальності вибору теми дослідження. Розвиток систем керування асинхронних двигунів, на сьогоднішній день, вже досягло достатнього рівня щоб повністю витіснити з ринку системи регульованого електроприводу постійного струму. Різноманіття розроблених алгоритмів керування асинхронними двигунами, дозволяє використовувати дану систему багатьох спеціальних застосуваннях, котрі ставлять до системи високі вимоги до точності, надійності, стабільності та інших якісних показників роботи, а також у застосуваннях, котрі мають менш жорсткі вимоги до динамічних показників якості керування.

Проте незважаючи на переваги асинхронних двигунів, вони все ж не ідеальні та мають певні недоліки, один з найважливіших – ціна. Виробники електричних машин останнім часом проводять між собою цінову конкуренцію, яка має на увазі конкуренцію за рахунок зменшення ціни на товар, а не за рахунок покращення властивостей цього товару. Саме цей факт вказує на необхідність введення альтернативи, котра б стимулювала процес розвитку, як нової альтернативної технології, так і уже вживаної. Такою альтернативою покликаний стати синхронний реактивний двигун.

Варто також відзначити той факт що на сьогоднішній момент, темпи виробництва синхронних реактивних двигунів стрімко нарощуються такими закордонними компаніями як ABB та Siemens, що вказує на те, що даний тип двигунів привернув увагу головних гравців на ринку електротехніки, через свою перспективність. Роботи по вдосконаленню конструкції синхронних реактивних двигунів, та розробка методів керування механічними координатами, які відбуваються і сьогодні, вказують на високий потенціал розвитку даної технології.

Розробка алгоритмів керування механічними координатами синхронних реактивних двигунів є актуальною на сьогодні проблемою. Дослідження методів керування даним типом двигунів активно відбувається на протязі останніх років, і вважаються незакінченими. Найбільшого поширення в технічній літературі набули методи оптимального керування, методи керування на основі нейронних мереж, а також методи векторного керування котрі базуються на математичній моделі СРД, котра є максимально спрощеною.

Проблема розробки алгоритмів векторного керування моментом, кутовою швидкістю та кутовим положенням на даний момент вважається не завершеною, саме тому це є актуальною науковою задачею.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами, грантами. Робота є фрагментом наукових досліджень в області досліджень методів векторного керування синхронними двигунами з постійними магнітами та реактивних синхронних двигунів.

Мета роботи. Метою дисертаційного дослідження є синтез та теоретичне дослідження нових алгоритмів векторного керування механічними координатами синхронних реактивних двигунів, а саме: керування моментом, кутовою швидкістю та кутовим положенням валу двигуна.

Задачі дослідження. Виходячи з мети роботи, визначені задачі наступні:

1. Дослідження особливостей математичної моделі синхронного реактивного двигуна, з урахуванням насичення магнітної системи машини.

2. Синтез алгоритмів векторного керування моментом, кутовою швидкістю та кутовим положенням синхронного реактивного двигуна, на основі моделі, яка враховує насичення магнітної системи двигуна

3. Створення комп'ютерних математичних моделей розроблених структур векторного керування для проведення дослідження динамічних показників роботи системи за розробленими алгоритмами.

4. Дослідження динаміки відпрацювання керованих величин, за використання розроблених алгоритмів керування механічними координатами синхронного реактивного двигуна.

Об'єкт дослідження – процеси керування електромеханічним перетворенням енергії в системі векторно-керованого електропривода з синхронним реактивним двигуном.

Предмет дослідження – методи векторного керування кутовою швидкістю, положенням та моментом синхронного реактивного двигуна.

Методи дослідження. В основу досліджень покладено методи теорії нелінійного автоматичного керування, а саме: другий метод Ляпунова, метод лінеаризації із зворотнім зв'язком, а також методи математичного моделювання.

Наукова новизна. Підчас написання дисертаційної роботи отримані наступні наукові результати:

1. Вперше розроблено динамічну модель синхронної реактивної машини з врахуванням насичення магнітної системи.

2. Синтезовано нові алгоритми векторного керування моментом, кутовою швидкістю та кутовим положенням синхронного реактивного двигуна.

3. Проведено дослідження динамічних показників керування методом математичного моделювання. Отримані результати демонструють достатні теоретичні показники якості, та підтверджують можливість проведення практичних досліджень за отриманими алгоритмами керування в майбутніх роботах.

Практичне значення отриманих результатів полягає в наступному:

- Розроблені динамічна модель та алгоритми векторного керування механічними координатами СРД, можуть бути використані як основа для

майбутніх досліджень та удосконалення алгоритмів для покращення динамічних показників системи керування, а також при розробці робастних алгоритмів векторного керування.

- Розроблені моделюючі програми систем векторного керування моментом, кутовою швидкістю та кутовим положенням синхронного реактивного двигуна для середовища SIMNON, на основі яких було проведено дослідження динамічних показників системи керування.

- Отримані результати можуть бути використані при створенні навчальних матеріалів. Навчальні матеріали дозволять студентам розширити знання в теорії керування електричними приводами, а також дасть змогу використовувати системи приводів на основі синхронного реактивного двигуна при проектуванні пристроїв в курсових проектах, дипломних роботах та дисертаціях.

Структура та обсяг дисертації. Дисертація складається із змісту вступу, 6 розділів, висновків, списку використаної літератури із 57 найменувань та 9 додатків. робота виконана на 172 сторінках, вміщує 34 рисунки, 2 таблиці, а також графічний матеріал виконаний на 6 аркушах А1.

1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ТЕХНІЧНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

В даному розділі проведено аналітичний огляд технічної літератури, зібрано інформацію про різновиди конструкції синхронного реактивного двигуна, його математичну модель, методи керування синхронним реактивним двигуном, крім того проведено аналіз поширення даного типу машин на ринку, а також зібрано приклади використання синхронних реактивних двигунів в якості приводних двигунів.

Синхронна машина – це машина змінного струму, частота обертання ротора якої дорівнює частоті обертання магнітного поля статора [1].

Синхронні машини в більшості застосувань використовуються в ролі синхронних генераторів та компенсаторів, але використання СМ в якості двигунів також має своє місце [2].

Синхронна машина складається з рухомого ротора і нерухомого статора це визначається пряма конструкція електричної машини. Деякі синхронні машини виконуються із зворотною конструкцією[2].

Синхронні двигуни, відповідно до конструкції, можуть бути поділені на ступні типи:

- двигуни з електромагнітним збудженням;
- двигуни ПМ;
- реактивні двигуни;
- гістерезисні двигуни [3].

Синхронна реактивна машина (SynRM) з поперечно-пластинчатим ротором була запропонована відносно давно, але лише в останні роки вона стає все більш привабливою до використання у найрізноманітніших електромеханічних системах приводів. Це пояснюється її робастністю, високою здатністю до перевантаження та відносно низькою вартістю. Двигун SynRM має високу конкурентоспроможність у застосуваннях, які вимагають високої динаміки відпрацювання вихідних координат, високої щільності крутного моменту та відмовостійкості.

Зростання інтересу до даного типу двигунів, основною мірою викликане тим, що ціна на рідкоземельні матеріали, такі як неодим та диспрозій, які використовуються в якості постійних магнітів в деяких типах машин, є нестабільною, і часто вищою за очікувану [4].

У 1923 році Костко визнав, що продуктивність синхронних реактивних машин буде досить низькою з точки зору ефективності та коефіцієнта потужності, якщо машина не розроблена так щоб досягалися високі значення коефіцієнту явнопольсності. Рішення даної проблеми, полягало в тому, щоб розбити ротор на кілька секцій, які були б шляхами, через які проходить потік для збільшення різниці між індуктивностями вздовж осей d і q . Протягом наступних років ця концепція розвивалася, що призвело до більш просунутих конструкцій ротора, призначених для використання в двигунах приводів із регульованою частотою обертання. Також були представлені деякі комерційні зразки даної технології виробництва двигунів; однією з найвідоміших із них була лінійка синхронних реактивних машин і приводів, запропонованих АВВ у 2012 році, які навіть сьогодні доступні, та випускаються на номінальну потужність від 5,5 до 315 кВт для промислового застосування [4].

Основні показники для машини потужністю 90 кВт у цій лінійці є: ККД при повному навантаженні 96,1 % і коефіцієнт потужності 0,73, що ілюструє як сильні, так і слабкі сторони цієї технології [4].

Одним із прогресивних методів збільшення явнопольсності в синхронних реактивних машинах, вище рівнів досягнутих із умовно-ламінованими машинами, є ламінування машини в осьовому напрямку за допомогою вкладених смуг зернисто-орієнтованої ламінованої сталі, які розділені тонкими шарами ізолюючого матеріалу. Перший зареєстрований приклад такої аксіально-ламінованої конструкції ротора з'явився в 1966 році.[4].

Найбільш привабливою особливістю цієї аксіально-ламінованої конструкції ротора – можливість значно збільшити кількість потокобар'єрів на полюс, що робить можливим суттєве підвищення явнопольсності машини. Підвищення явнопольсності, у свою чергу, збільшує коефіцієнт потужності машини та,

потенційно, її ефективність, знижуючи необхідний струм статора. На жаль, аксіально-ламінована конструкція має більші втрати в залізі, в пластинах ротора поблизу повітряного зазору, що обмежує її переваги в ефективності. Можливо, навіть важливіше те, що значні проблеми з технологічністю, пов'язані з цими аксіально-ламінованими конструкціями ротора, серйозно перешкоджають можливостям його комерціалізації [4].

На рисунку 1.1 показано два чотириполюсні двигуни SynRM, які характеризуються двома і трьома потокобар'єрами на полюс відповідно. Постійні магніти (PM) можуть бути вставлені в кожен роторний потокобар'єр, як це показано на рис. 1.1b, де два двигуни, що характеризуються двома і трьома потокобар'єрами на полюс відповідно. Отримана конфігурація називається синхронна реактивна машина з допоміжними постійними магнітами (PMASynRM). Іноді таку машину також називають машиною з заглибленими постійними магнітами (IPM), як правило, коли потік від постійних магнітів має тенденцію бути домінуючим компонентом потоку машини. Мета застосування ПМ широка: наситити залізне осердя ротора, збільшити крутний момент двигуна, збільшити коефіцієнт потужності, і т. д [4]

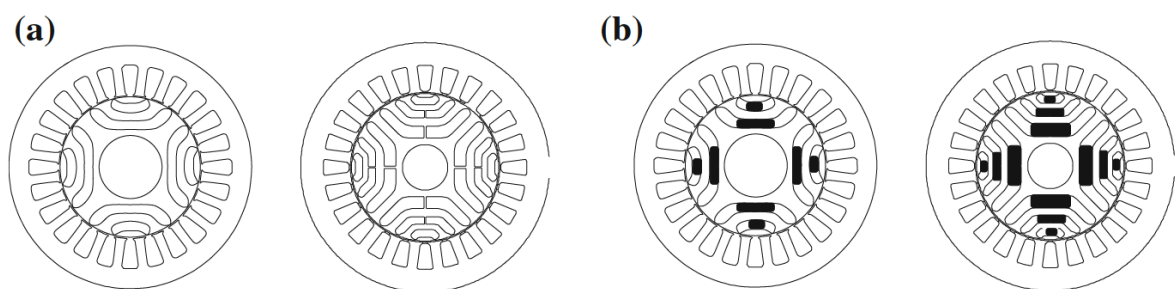


Рисунок 1.1 – Ескіз чотириполюсних синхронних реактивних двигунів (a) та реактивних двигунів з допоміжними постійними магнітами (b), з двома та трьома потокобар'єрами на полюс (a – двигуни SynRM, b – двигуни PMASynRM)

Розглянемо чотириполюсну машину SynRM, яку зображено на рис. 1.2a. Для потоку є два різних шляхи. Один з них – це шлях із високою проникністю, див. рис. 1.2b, лінії потоку, що протікають по залізу ротора, паралельно

потокобар'єрам. Зазвичай цей шлях проходження визначається напрямком осі d . Другий – це шлях із низькою проникністю, див. рис. 1.2с, оскільки лінії потоку повинні перетинати потокобар'єри ротора. Його зазвичай визначають напрямком осі q . Кінцева система відліку d - q показана на рис. 1.2d [4].

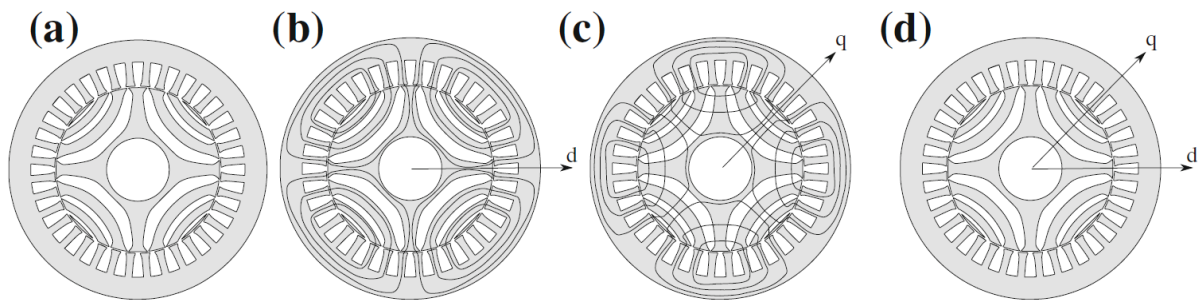


Рисунок 1.2 – Ескіз синхронного реактивного двигуна: а – геометрія, б – лінії потоку по осі d , с – лінії потоку по осі q , d – система координат d - q

Звичайний синхронний реактивний двигун SynRM має просту конструкцію та добрі характеристики. Він не має обмотки ротора і обертається з синхронною швидкістю, тому контролер має простіший, ніж у машин змінного струму іншого типу. Максимальні вихідні характеристики традиційного синхронного реактивного двигуна в основному визначаються співвідношенням між магнітними опорами на осях d і q ротора. У звичайному синхронному реактивному двигуні це досягається використанням складеного ротора з магнітних і немагнітних матеріалів. У сфері конструювання ротора SynRM було проведено багато робіт, по дослідженню покращення моментних характеристик за рахунок збільшення різниці індуктивності осей d - q та коефіцієнту явнополюсності.[5].

Двигун SynRM вважається перспективною альтернативою синхронним двигунам з постійними магнітами (PMSM) через його просту структуру ротора, низькі втрати ротора та порівнянну з асинхронними двигунами щільність моменту. Однак ефективність двигуна SynRM і щільність крутного моменту все ще поступаються PMSM. Це пояснюється головним чином наявністю містків та центральних стійок, як показано на рис. 1.3. Вони суттєво впливають на механічну міцність ротора на високих швидкостях [6].

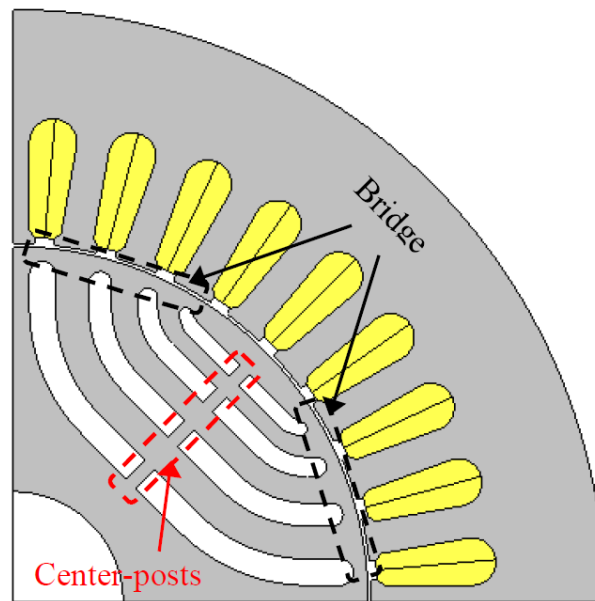


Рисунок 1.3 – Розріз ротора в синхронній реактивній машині

Містки та центральні стійки можна усунути в аксіально–ламінованих двигунах SynRM, як це згадувалось раніше, де сталеві пластини укладаються в осьовому напрямку і прикріплюються до валу ротора. Однак осьовий пластинчастий ротор складається з великої кількості неідентичних деталей, тому процес збирання двигуна незручний для масового виробництва [6].

Існують також конструкції SynRM з вуглеволоконистим рукавом на поверхні ротора. Втулка може забезпечити механічну міцність, яка дозволяє усунути центральні стійки та зменшити товщину моста. Також двигуни SynRM можна виготовляти з двофазного магнітного матеріалу, де містки та центральні стовпи кожної пластини хімічно обробляються для ослаблення магнітних властивостей, таким чином зменшуючи потокозчеплення двигуна, зберігаючи при цьому механічну міцність ротора. Проблеми виробництва та магнітні властивості двофазних матеріалів досі залишаються актуальною проблемою дослідження. Іншим методом зменшення впливу мостів/центральных стовпів є вставка постійних магнітів у потокобар'єри ротора. Потік створений постійними магнітами підвищує рівень щільності потоку. Крім того магніти підвищують момент машини, використовуючи додаткову компоненту моменту від магнітів. Однак сучасні технології

виробництва магнітів зазвичай змушують конструкторів двигунів розробляти шари ротора з порожнинами прямокутної форми для зниження вартості магніту, що може бути оптимальною формою для коефіцієнта явнopolюсності машини [6].

Автор статті [6] пропонує двигун SynRM з альтернативними шарами за ПМ та композиту з «м'якими» магнітами (SMC). Запропонована конструкція та спосіб виготовлення ротора усувають потребу в мостах і центральних опорах, а також зменшують кількість деталей ротора та етапи його складання. Хоча постійні магніти і SMC, виготовлені з використанням адитивного виробництва, мають відносно нижчі магнітні властивості в порівнянні з комерційними варіантами з рідкоземельними магнітами, результати моделювання автора показали, що запропонована конструкція двигуна може досягти кращої продуктивності в порівнянні зі звичайними двигунами SynRM і двигунами з ПМ. В основному це пов'язано з усуненням мостів і центральних стовпів, які обмежують можливості машини [6].

Як описує автор статті [7], синхронні двигуни з постійними магнітами більш ефективні в порівнянні з асинхронними двигунами, проте їх вартість все ще висока через наявність в конструкції постійних магнітів. Розмагнічування також є одним з недоліків вищезгаданого типу двигунів. Натомість синхронні реактивні двигуни (SynRM) останнім часом привернули до себе багато уваги, оскільки ротор такої машини в порівнянні з іншими, вже названими типами не має жодного провідника чи постійного магніту. Він коштує дешевше ніж асинхронний двигун, а його ККД вищий при тих же показниках потужності.

Порівнюючи однакові за потужностями асинхронні та синхронні реактивні двигуни виявлено, що основна відмінність між двигунами та полягає в структурі ротора. Конструкція статора та довжина радіального повітряного зазору залишаються постійними в обох випадках. SynRM має дещо вищу ефективність, ніж асинхронні двигуни, це пояснюється відсутністю втрат в роторі. Основним недоліком SynRM є малий коефіцієнт потужності. Асинхронний двигун забезпечує більш високі значення моменту при однакових рівнях струму та вимагає меншої вхідної потужності для тієї самої вихідної потужності [7, 8]

У глобальному масштабі SynRM здатний забезпечити таку саму вихідну продуктивність, як і ІМ, але з вищою ефективністю в усьому діапазоні швидкостей. Тим не менш, на це впливає нижчий коефіцієнт потужності, що може призвести до необхідності збільшення потужності перетворювача та додаткових втрат на стороні перетворювача. Також недоліками SynRM по відношенню до ІМ є нижча щільність крутного моменту та пульсації крутного моменту, однак відповідні методи проектування та спеціальні стратегії керування можуть подолати ці проблеми [9].

Автор статті [10] Проводить аналіз пускових режимів синхронного реактивного двигуна при прямому пуску та порівнює їх з аналогічними за параметрами асинхронними двигунами. Порівняння показало що при прямому пуску асинхронний двигун має незначні, але кращі показники рівня струму статора, та моменту навантаження. В загальному поведінка синхронного реактивного двигуна та його енергетичні показники при прямому пуску повторюють за якістю перехідних процесів такі ж дослідження проведені для синхронних двигунів з постійними магнітами.

В статті [11] підкреслюється що сучасні конструкції синхронних реактивних двигунів порівняно зі стандартними асинхронними двигунами, має вищу щільність моменту. Завдяки незначним втратам у роторі, синхронний реактивний двигун, в порівнянні, показує номінальний момент в середньому більший на 10% – 20%.

В результаті, враховуючи втрати, вартість виробництва та щільність потужності, нові прототипи синхронного реактивного двигуна є гідною альтернативою асинхронним двигунам [7, 8].

Якщо порівнювати між собою синхронні двигуни з постійними магнітами та синхронні реактивні двигуни, то у деяких випадках, коли умови ваги та розмірів не є пріоритетними, конструкція SynRM має високу конкурентоспроможність, завдяки своїй високій надійності та відносно низькій вартості, як це зазначають автори в статті [12].

Розглянемо питання загального визначення математичної моделі синхронних реактивних двигунів.

Equation Section 1 Автори статей [13, 14, 15] подають рівняння математичної моделі у вигляді системи диференціальних рівнянь:

Рівняння моменту визначається за наступним виразом

$$T = p_n (L_d - L_q) i_{sd} i_{sq}, \quad (1.1)$$

де p_n – к-сть пар полюсів, L_d , L_q – індуктивності статора по відповідним осям, i_{sd} , i_{sq} – струми статора по відповідним осям.

Напруги статора визначаються за наступними виразами

$$\begin{aligned} u_{sd} &= R_s i_{sd} + \dot{\psi}_{sd} - \frac{\omega}{p_n} \psi_{sq}, \\ u_{sq} &= R_s i_{sq} + \dot{\psi}_{sq} + \frac{\omega}{p_n} \psi_{sd}, \end{aligned} \quad (1.2)$$

де R_s – опір статорної обмотки, ψ_{sd} , ψ_{sq} – потокозчеплення статора по відповідним осям, ω – кутова швидкість обертання валу.

Рівняння потокозчеплень статора

$$\begin{aligned} \psi_{sd} &= L_d i_{sd} + M_d i_{rd}, \\ \psi_{sq} &= L_q i_{sq} + M_q i_{rq}, \end{aligned} \quad (1.3)$$

де M_d , M_q – взаємодукція між статорною та роторною обмоткою по відповідних осях, i_{rd} , i_{rq} – струми ротора по відповідних осях.

Рівняння напруг ротора

$$\begin{aligned} 0 &= R_{rd} i_{rd} + \dot{\psi}_{rd}, \\ 0 &= R_{rq} i_{rq} + \dot{\psi}_{rq}, \end{aligned} \quad (1.4)$$

де i_{rd} , i_{rq} – струми ротора по відповідним осям, ψ_{rd} , ψ_{rq} – потокозчеплення ротора по відповідним осям.

Потокозчеплення ротора визначаються за наступними виразами

$$\begin{aligned}\psi_{rd} &= L_{rd}i_{rd} + M_{d-sd}i_{sd} \\ \psi_{rq} &= L_{rq}i_{rq} + M_{q-sq}i_{sq}\end{aligned}\quad (1.5)$$

де L_{rd} , L_{rq} – індуктивності ротора по відповідним осям.

Рівняння моменту може бути представлене в наступному вигляді

$$T = p_n (\psi_{sd}i_{sq} - \psi_{sq}i_{sd}). \quad (1.6)$$

Як видно з рівняння (1.3) в математичній моделі даного типу двигуна, вагомими є явища перехресного насичення та взаємо індукції. Про вплив даних явищ на форму рівнянь математичної моделі, більш детально описано в розділі 2, даної роботи.

Крім цього автори статті [16], показують та доводять що вище визначені рівняння математичної моделі синхронного реактивного двигуна, підходять також і для мікромашин та машин малої потужності.

Як описано в статті [17] найголовнішою проблемою в математичному моделюванні складність точного визначення низки параметрів, а також явища насичення, перенасичення та перехресних зв'язків.

Найбільшого впливу перехресні зв'язки та насичення мають на індуктивність статора по осі d, та момент, який розвиває двигун. Автором статті [17] запропонований метод оптимального керування за стратегією максимального моменту на одиницю струму, який враховує всі вищеописані складності моделювання.

В статті [18] автор досліджує можливість програмного моделювання системи електроприводу з синхронним реактивним двигуном. Цінність даних досліджень підкріплюється необхідністю такого моделювання при пошуку нових можливих застосувань даного типу електропривода. Крім цього можливість такого моделювання допоможе розробникам електромеханічних систем електроприводу більш точно прогнозувати поведінку системи в найрізноманітніших

технологічних ситуаціях, та поведінку електропривода в аварійних режимах роботи. Порівняльний аналіз з реальними експериментами показав високу відносну точність моделювання, за принципом представленими в статті [18].

На основі спрощеної математичної моделі, яка наведена вище, було розроблено безліч алгоритмів керування, як стандартних так і оптимальних, та навіть з використанням фазі-контролерів та адаптивного керування.

В статті [15] розроблено методи керування які можуть бути застосовані при проектуванні та виробництві експериментальних електроприводів. Методи керування які були наведені в даній статті підтверджені експериментальними результатами керування синхронним реактивним двигуном, оскільки, як стверджують автори, привод з визначеними методами керування – має високі показники стійкості, як при роботі привода без навантаження так і при навантаженнях, як активному, так і генераторному.

Автори статті [19] провели розробку моделі прогнозованого керування струмом статора на основі математичної моделі (MPCC) та дедбіт-прогнозованого керування (DPCC). Провівши порівняння зі стандартним керуванням з використанням ПІ-регулятора було виявлено що: DPCC і MPCC є кращими для досягнення продуктивності в перехідних процесах, але MPCC має відносно низьку продуктивність в усталених режимах, особливо в регіоні з низькою швидкістю обертання ротора. Коли співвідношення між електричною частотою та частотою перемикання ключів інвертора збільшується, DPCC і MPCC краще, ніж стандартний ПІ-регулятор струму. Тому відповідно до різних робочих умов різні стратегії контролю струму можуть бути експериментально застосовані до приводів з SynRM.

В статті [20] наведено метод адаптивного керування кутовою швидкістю. В основі даного методу керування лежить ПІ-регулятор з полеорієнтованим керуванням. Автор також називає головну проблему складності керування даним типом двигуна, неможливість повного керування компонентою струму по осі d . Окрім цього в даній роботі застосовується оптимізація алгоритму керування за стратегією МТРА, на основі нейронної мережі Ерміта.

На основі розроблених алгоритмів керування в статті [20] проведені експериментальні дослідження, які показали що запропоновані алгоритми керування швидкістю забезпечують задовільну продуктивність, стійкість надійність керування, та можуть бути застосовані для найрізноманітніших потреб в промисловості та електромобільності.

В статті [21] пропонується метод керування максимальним моментом привода за допомогою адаптивного механізму навчання – контролера нечіткої нейронної мережі (ALM-FNN) та штучної нейронної мережі (ANN). Спосіб керування застосовний у всьому діапазоні швидкостей і враховує межі номінального значення струму та напруги інвертора. Для кожного режиму керування виводилась умова, яка визначає оптимальний струм осі d для роботи з максимальним моментом. У цьому документі також пропонується новий метод ослаблення поля, використовуючи який можна зберегти рівень максимального моменту SynRM [21].

В результаті з аналізу проведених експериментів в статті [21] можна дійти висновку: контролер ALM-FNN має менші перерегулювання, швидший час наростання та час встановлення усталених значень, ніж ПІ-регулятор. Оцінка швидкості за допомогою ANN має задовільну продуктивність.

Розглядаються та активно розвиваються також робастні методи керування. Так наприклад в статті [22] розробляється робастний алгоритм керування моментом, за допомогою якого вихідна напруга інвертора зберігається на рівні опорної напруги синхронного реактивного двигуна. Цей метод керування зменшує пульсації моменту з урахуванням магнітного насичення. Для оцінки параметрів індуктивностей для SynRM даний метод використовує рекурсивний алгоритм найменших квадратів (RLS). Оцінені індуктивності використовуються для розрахунку моменту та напруги ланки постійного струму.

За результатами моделювання проведеного авторами в статті [22] видно, що використовуючи спостерігач напруги ланцюга постійного струму, запропонована система керування моментом має хорошу продуктивність для підтримки

лінійної вихідної напруги інвертора в системі приводу двигуна з коливанням напруги ланки постійного струму [22].

Також стрімкого розвитку набувають напрацювання в сфері бездавачевого керування синхронними реактивними двигунами.

Так в статті [23] обговорюється можливість використання високочастотної ШІМ для реалізації безсенсорного керування. Теоретичний аналіз і експериментальні результати, які наведені в статті показують, що двигун може запускатися безпечно і надійно з будь якого положення. Оцінка положення виробляє бту гармоніку під навантаженням, яка основним чином пояснюється наявністю магнітного насичення та перенасичення машини, це вважається основним недоліком цього методу керування.

В статті [24] розглянуто безсенсорне керування на основі спостерігача Люенбергера з розширеною моделлю ЕРС. В роботі представлено структуру спостерігача разом із моделлю розширеного простору станів, яка використовується для отримання як фактичних, так і спостережуваних $\alpha\beta$ -струмів і $\alpha\beta$ -електрорушійної сили (ЕРС). На основі експериментів розроблена ефективна стратегія безсенсорного керування із високою точністю спостережуваних змінних і оціненої швидкості.

Розроблений в [24] алгоритм також демонструє хороші результати, по оцінці швидкості ротора. Експериментальні результати показують хорошу продуктивність загальної безсенсорної системи керування.

Як видно із статті [25] дослідники продовжують працювати над новітніми та неординарними методами керування, так запропоновано метод нелінійного керування із зворотним зв'язком за хаосом. Хаос - це нелінійне явище, яке погіршує продуктивність багатьох систем приводу. В роботі показано, що привод SynRM призводить до хаосу, коли компонента напруги статора по осі d втрачає стійкість. Метою є стабілізація хаотичних приводних систем до стабільного стійкого стану. Пропонується нелінійний метод керування зі зворотним зв'язком для управління хаосом через керування d та q компонентами напруги статора. За допомогою комп'ютерного моделювання в статті показано, що стан системи після

застосування нової стратегії керування завжди встановлюються в стабільній рівновазі.

Як раніше було описано, одною із проблем моделювання, а відповідно і розробки алгоритмів керування є визначення параметрів двигуна. Так в статті [26] представлено набір процедур для самоідентифікації та автоматичного налаштування безсенсорного полеорієнтованого керування для IPMSM та SynRM, у якому загальну проблему розділено на окремі питання ідентифікації та налаштування приводу. Праця охоплює інформацію про ідентифікацію всіх параметрів двигуна (крім механічних) і налаштування всіх параметрів керування на основі бажаної траєкторії керування швидкістю. Комплексний метод був випробуваний на різних двигунах, що відрізняються розміром і типом, демонструючи надійні можливості керування. Однак робота в даному напрямку вважається досі не закінченою та потребує подальшого удосконалення та вивчення.

На сьогоднішній день, синхронні реактивні двигуни ще не набули широкого застосування, однак дослідження і експерименти, які проводяться дослідниками з різних країн, підтверджують конкурентоспроможність даного типу двигунів, та прогнозують набуття широкого застосування вже в найближчому майбутньому.

Так в статті [12] проводиться обґрунтування доцільності використання синхронних реактивних двигунів малих розмірів в малих електронних пристроях, таких як ручний електро-інструмент (дриль, лобзик, шліфувальні машинки і т.д.), кухонне обладнання, пральні та посудомийні машини, пилососи тощо.

Автори статей [15, 27, 28, 29, 30, 31, 32] провели безліч експериментів по дослідженню синхронного реактивного двигуна в якості тягового приводного двигуна в електромобілях та гібридах.

В статті [15] розроблено методи керування швидкістю, такі які можуть бути застосовані у виробництві експериментальних електроприводів для можливого використання як у комерційних, так і в пасажирських електричних і гібридних електричних транспортних засобах.

Автори статті [27, 28, 29, 30] проводять порівняльний аналіз продуктивності SynRM та PMASynRM у випадку їх використання в електромобілях. Було виявлено, що коли феритові магніти вставляються в роторні бар'єри двигуна SynR, це підвищує ефективність та коефіцієнт потужності без сильного збільшення ціни двигуна через низьку вартість феритового магніту. Через ризик необоротного розмагнічування SynRM із феритовим магнітом має обмежену здатність до перевантаження. Натомість стандартний SynRM має дуже високу здатність до перевантаження.

В роботах [28, 29, 30] детально описані процеси конструювання двигунів, для їх ефективного використання в електромобілях. Ефективність розроблених двигунів, для приводів електромобілів підтверджена експериментальними даними з широкого набору тестових відпрацювань.

Окрім електромобілів, використання синхронних реактивних двигунів можливе також і в залізничних транспортних засобах, про що стверджує автор статті [8], в якій проведений порівняльний аналіз асинхронного та синхронного реактивного двигуна з точки зору електричних, магнітних і теплових характеристик.

Проте, використання SynRM не обмежується застосуванням їх в електротранспорті. Автор статті [33] проводить порівняльне дослідження характеристик регульованих приводів із синхронним реактивним двигуном та асинхронним двигуном при застосуванні в насосних установках. За результатами роботи показано, що застосування SynRM в приводі насоса здатне сприяти значному підвищенню ефективності насосної установки.

В роботі [34] описана технологія ефективної модернізації підприємства, із переходом від асинхронних двигунів до синхронних реактивних двигунів. В статті описаний процес за яким, єдина частина яка замінюється – це ротор машини. Модернізація підприємства за таким процесом не тягне за собою переобладнання робочих місць та устаткування через зміну геометричних розмірів машини.

Якщо ж підприємець вирішив відмовитись від модернізації за запропонованим вище шляхом, або підприємство зовсім нове, то на даний момент на ринку двигунів та електроприводів є вибір СРД та частотних перетворювачів від різних виробників електромеханічних пристроїв.

Так наприклад на замовлення можна виготовити двигун у Британській компанії Bonfiglioli UK Limited [35], індійської компанії Mark Elektriks [36].

Найбільшими виробниками комплектних електроприводів є компанії: KOSTAL [37], ABB [38, 39, 40] та Siemens [41].

Не залишились осторонь також і китайські аналоги. Так відносно дешеві сервоприводи на основі синхронних реактивних двигунів представили компанії SZGH [42], що випускає серводвигуни, а також системи керування верстатами з ЧПУ. Changzhou Nanfang Motor Co [43], ще один китайський виробник котрий виробляє трифазні синхронні реактивні двигуни різної потужності.

Підбиваючи підсумки можна зробити наступний перелік основних переваг синхронних реактивних двигунів у використанні в регульованому електроприводі:

1. Основна ідея синхронного реактивного двигуна (SynRM) полягає в тому, що ротор не має обмоток або магнітів, лише пластини з електричної сталі, складені разом, щоб утворити пакет ротора. На відміну від асинхронного двигуна, ротор SynRM не має індукційного струму і, отже, втрат. Це робить SynRM ідеальним поєднанням простоти та ефективності.

2. Можливість повного керування швидкістю обертання валу двигуна, аж до нульової. Багато процесів потребують точного регулювання швидкості. SynRM — це синхронний двигун, який завжди працює на еталонній швидкості практично без помилок, без енкодера. Навіть найкращі системи компенсації ковзання в інверторі асинхронного двигуна ніколи не зрівняються з точністю SynRM.

3. Широкий спектр застосувань. Приводи з синхронним реактивним двигуном можуть бути застосовані в найрізноманітніших застосуваннях, наприклад в таких, які мають квадратичну характеристику моменту навантаження – насоси

та вентилятори. Приводи також забезпечують достатню якість керування механічними координатами у застосуваннях де вимагається постійне значення моменту, таких як екструдери, конвеєри та машини для волочіння дроту тощо.

4. Холодний і тихий. Система приводу SynRM, забезпечує ці дві основні переваги. Чим менше шуму виробляє двигун, тим краще робоче середовище. Двигун SynRM працює дуже тихо порівняно з асинхронним двигуном завдяки геометрії ротора. Тепло означає втрату енергії, але це також означає, потребу в охолодженні. Через особливості конструкції ротора SynRM, втрати ротора, які в асинхронному двигуні можуть становити до 40 відсотків загальних втрат, усуваються. Зниження втрат означає кращу ефективність, довший термін служби підшипників і менші втрати на тепло що розсіюється.

5. Широкий вибір приводів. Технологічні процеси різні, і кожен формує свої вимоги до приводу. Світові виробники електроприводів пропонують вибір приводів з діапазоном напруги від 230 до 690 В і діапазоном потужності до 710 кВт. Також у деяких виробників, таких як ABB, можна замовити додаткові прикладні програми разом із приводом. Ці програми розроблені для підтримки адаптації до різних застосувань, таких як штучний підйом, моталки, крани, градирні тощо. Крім того, приводи мають вбудовану підтримку адаптивного програмування на основі логіки ПЛК IEC 61131-3, яку можна використовувати, якщо немає відповідної програми.

6. Ідеально підходить для модернізації. Привод SynRM є ідеальним рішенням для модернізації двигуна. SynRM двигун за стандартом IE4 однаковий за розмірами до асинхронного двигуна IE2, що усуває потребу в механічних модифікаціях. Підвищення ефективності, з іншого боку, скоротить час окупності інвестицій [44].

Висновки за розділом

Швидкий розвиток технологій та виробництва електродвигунів призводить до того, що виникає необхідність у розробці нових алгоритмів векторного керування механічними координатами відповідних типів двигунів.

Синхронні реактивні двигуни завдяки своїм покращеним, в порівнянні з синхронними двигунами з постійними магнітами, характеристиками, знаходять все ширшого поширення з кожною ітерацією модернізації, випуску нової моделі електричного транспорту, або приводів для промислових застосувань.

Розробка алгоритмів векторного керування механічними координатами синхронних реактивних двигунів, дозволить більш повно розглядати конкурентоспроможність даного типу двигуна в якості приводного, для найрізноманітніших застосувань.

Отже, на основі проведеного аналізу технічної літератури, основними задачами в роботі є:

- Аналіз та дослідження особливостей рівнянь динамічної моделі синхронного реактивного двигуна, яка враховує явище насичення електромагнітної системи.
- Розробка алгоритмів векторного керування механічними координатами синхронного реактивного двигуна.
- Аналіз особливостей математичного моделювання системи керування СРД, на основі розроблених алгоритмів.
- Дослідження динамічних показників відпрацювання моменту, кутової швидкості та кутового положення, з використанням розроблених алгоритмів векторного керування синхронними реактивними двигунами.

2 МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ СИНХРОННОГО РЕКТИВНОГО ДВИГУНА

Як було виявлено в попередньому розділі – синхронна реактивна машина має багато переваг та гарний потенціал, щоб бути конкурентоспроможною до використання в типових застосуваннях електромеханічних систем електроприводу, серед інших типів електричних машин, які на сьогоднішній день мають більше поширення. Для того щоб скористатися усіма перевагами синхронної реактивної машини необхідна правильна стратегія керування. **Equation Section 2**

Для розробки алгоритмів керування слід визначити математичну модель двигуна, яка була б достатньо наближеною, щоб враховувати особливості синхронного реактивного двигуна.

Синхронні реактивні двигуни працюють за принципом, подібним до явнополюсних синхронних двигунів. Різниця полягає в конструкції ротора, який не має обмоток, а має сталеві пластини з невеликими потокобар'єрами. Ротор спроектований так, щоб мати 2 шляхи для проходження потоку, один з яких унікає всі потокобар'єри, з високою проникністю та низьким опором, пряма (d) вісь (рис. 2.1(a)). Квадратурна вісь (q) має низьку проникність і вищий опір (рис. 2.1(b)) через потокобар'єри. Обидві осі визначають систему відліку d-q, як показано на рис. 2.1(c) [4, 45].

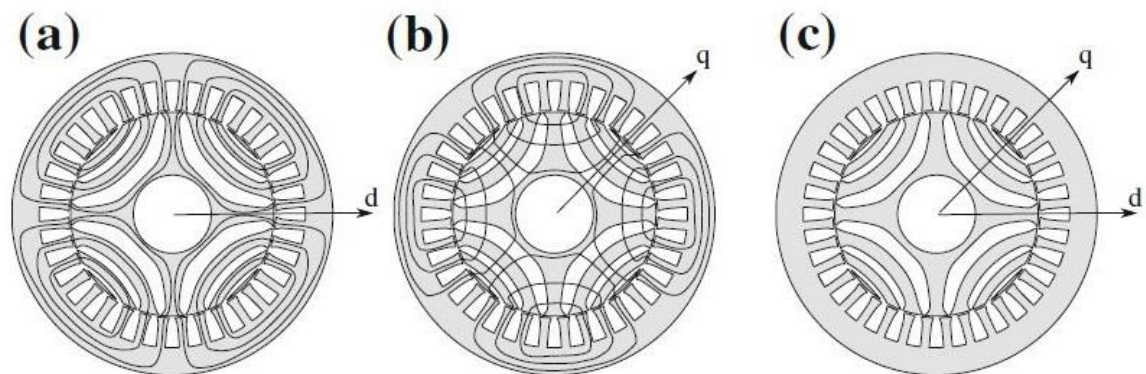


Рисунок 2.1. Схематичне зображення синхронного реактивного двигуна:

(a) лінії потоку осі d; (b) лінії потоку осі q та (c) система відліку d-q

Головною причиною такої конструкції є збільшення різниці між двома індуктивностями ($L_d - L_q$) в системі координат ротора d-q, для збільшення моменту. Ця різниця залежить від конструкції ротора, яка визначається за так званим коефіцієнтом помітності, що визначається за виразом

$$\xi = \frac{L_d}{L_q}, \quad (2.1)$$

де L_d , L_q – індуктивності намагнічування по відповідним осям [45].

Ротори синхронних реактивних двигунів намагаються виготовляти таким чином, щоб машина мала високий коефіцієнт явнополюсності, що призводить до покращення характеристик створення моменту [45].

Динамічна модель синхронного реактивного двигуна подана у вигляді рівнянь потокозчеплень в системі координат ротора d-q, приймаючи, що відсутні втрати в сталі двигуна, а також відсутні втрати на гістерезис

$$\begin{aligned} \dot{\psi}_d &= -Ri_d - \omega_e \psi_q + u_d, \\ \dot{\psi}_q &= -Ri_q + \omega_e \psi_d + u_q, \end{aligned} \quad (2.2)$$

де R – опір статорної обмотки, i_d , i_q – струми статора по відповідним осям, u_d , u_q – напруги статора по відповідним осям, ω_e – швидкість обертового магнітного поля статора [45].

Зв'язок електричних кутових величин кута та швидкості з механічними показано в наступних рівняннях

$$\theta_e = p_n \theta, \quad (2.3)$$

$$\omega_e = p_n \omega, \quad (2.4)$$

де p_n – к-сть пар полюсів, θ – механічне кутове положення ротора, ω – механічна кутова швидкість ротора [45].

Рівняння електромеханічного моменту має наступний вигляд [45]

$$T = \frac{3}{2} p_n (\psi_d i_q - \psi_q i_d), \quad (2.5)$$

Загальна модель синхронної реактивної машини також включає рівняння моменту подане за виразом

$$T = J\dot{\omega} + \nu\omega + T_l, \quad (2.6)$$

де J – момент інерції ротора, ν – коефіцієнт в'язкого тертя, T_l – момент навантаження [45].

Слід зауважити, що лінійна модель (2.2) не передбачає реальних умов використання двигуна, коли можливе насичення сердечника. За умов коли осердя вже насичене, збільшення струму не призводить до значного збільшення потоку, що свідчить про нелінійність зв'язку між ними. Також слід враховувати наявність ефекту перехресного насичення, який виникає через взаємодію струмів через загальне осердя [45].

Фактично потік по кожній з осей d-q, залежить від обох компонент струму одночасно, тобто можна стверджувати що [45]

$$\begin{aligned} \psi_d &= \psi_d(i_d, i_q), \\ \psi_q &= \psi_q(i_d, i_q). \end{aligned} \quad (2.7)$$

Магнітну модель машини можна подати в альтернативній формі, розділом індуктивностей на явну (apparent) L^{app} та інкрементальну L^{inc} [45].

Явна індуктивність може бути описана як [45]

$$L^{app}(i_d, i_q) = \begin{bmatrix} L_d^{app}(i_d, i_q) & L_{dq}^{app}(i_d, i_q) \\ L_{qd}^{app}(i_d, i_q) & L_q^{app}(i_d, i_q) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\psi_d(i_d, i_q)}{i_d} & \frac{\psi_d(i_d, i_q)}{i_q} \\ \frac{\psi_q(i_d, i_q)}{i_d} & \frac{\psi_q(i_d, i_q)}{i_q} \end{bmatrix}. \quad (2.8)$$

В (2.8) – по головній діагоналі розміщуються члени які описують явну індуктивність як співвідношення між потокозчепленням та відповідним струмом

на тій же самій осі. Члени не головної діагоналі визначають ефект перехресного насичення, вони мають настільки малі значення, що ними можна знехтувати [45].

Виконавши підстановку (2.7) в (2.2), отримаємо рівняння динаміки струмів [45]

$$\begin{aligned} \dot{i}_d &= \frac{1}{L^{\text{inc}}(i_d, i_q)} \left(-R i_d - \omega_e \psi_q(i_d, i_q) + u_d \right), \\ \dot{i}_q &= \frac{1}{L^{\text{inc}}(i_d, i_q)} \left(-R i_q + \omega_e \psi_d(i_d, i_q) + u_q \right), \end{aligned} \quad (2.9)$$

де L^{inc} – матриця інкрементальних індуктивностей, яка визначається за наступним виразом [45]

$$L^{\text{inc}}(i_d, i_q) = \begin{bmatrix} L_{dd}(i_d, i_q) & L_{dq}(i_d, i_q) \\ L_{qd}(i_d, i_q) & L_{qq}(i_d, i_q) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \psi_d(i_d, i_q)}{\partial i_d} & \frac{\partial \psi_d(i_d, i_q)}{\partial i_q} \\ \frac{\partial \psi_q(i_d, i_q)}{\partial i_d} & \frac{\partial \psi_q(i_d, i_q)}{\partial i_q} \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

Інкрементні індуктивності представляють зміну магнітного потоку двигуна відносно обох компонент струму i_d та i_q у певній робочій точці. Таким чином, вони несуть інформацію про малозмінний, або швидкоплинний непостійний стан двигуна, біля робочої точки [45].

На рисунку 2.2 зображено типову криву намагнічування, з графічним позначенням явної та інкрементної індуктивностей [45].

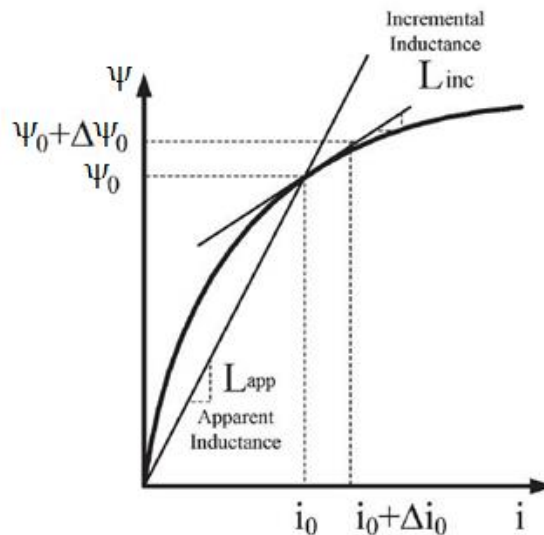


Рисунок 2.2 – Визначення явних та інкрементальних індуктивностей

На рисунку 2.2 зображена явна індуктивність, за нахилом лінеаризованої залежності потокозчеплення від струму, вона проходить через початок координат і робочу точку, тоді як додаткова індуктивність визначена як нахил лінії дотичної до робочої точки [45].

Для синхронних реактивних двигунів стандартний вигляд графіків залежностей потокозчеплення від струму подається в такому вигляді як на рисунку 2.3 [46].

Із рисунку 2.3 видно, що потокозчеплення майже не насичується. Нехтуючи ефектом перехресного насичення, а також вищеописаним фактом можна стверджувати що:

1. Потокозчеплення по осі q , може бути визначене за наступною рівністю

$$\Psi_q = L_q i_q, \quad (2.11)$$

де $L_q = \text{const}$ – явна (apparent) індуктивність по осі d .

2. Потокозчеплення $\Psi_d(i_d, i_q)$ залежить тільки від струму по осі d , тобто $\Psi_d(i_d)$.

Графік залежності потокозчеплення $\psi_d(i_d, i_q)$ та $\psi_q(i_d, i_q)$, Вб

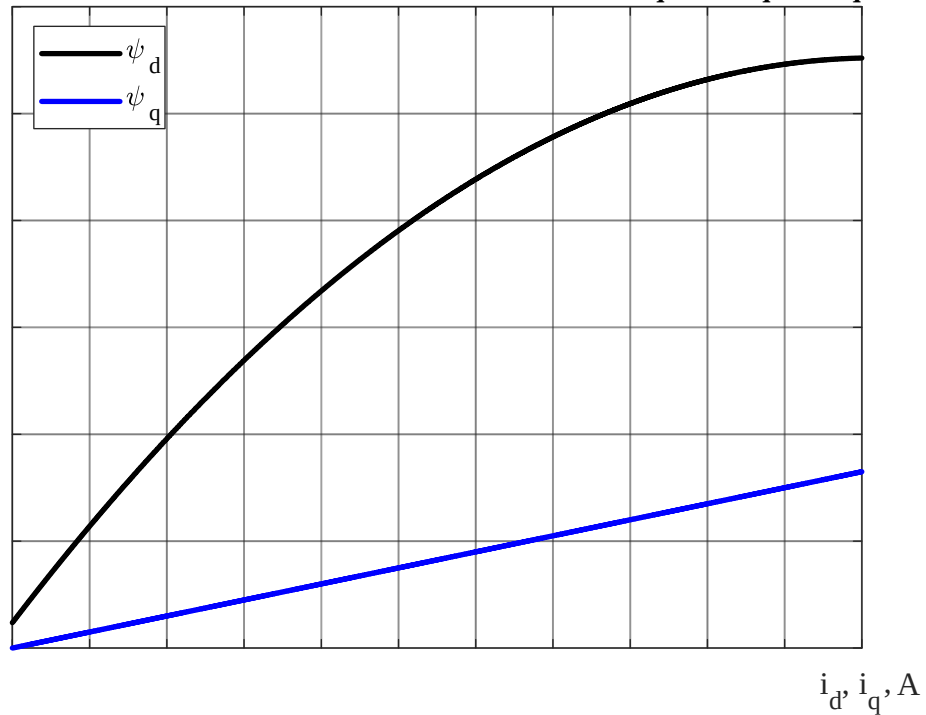


Рисунок 2.3 – Графіки залежностей потокозчеплення від струму синхронного реактивного двигуна

Приймаючи до уваги вищезазначені припущення, рівняння моменту двигуна може бути записане як лінійно параметризований вираз, з моментотворюючою компонентою струму i_q :

$$T = \frac{3}{2} p_n (\psi_d(i_d) i_q - L_q i_d i_q) = \mu_1 \psi(i_d) i_q, \quad (2.12)$$

де $\psi(i_d) = \psi_d(i_d) - L_q i_d$, $\mu_1 = \frac{3}{2} p_n$.

З рівнянь (2.2), (2.4), (2.5), (2.6), (2.7), (2.9) та (2.10) виконавши відповідні підстановки та нехтуючи впливом перехресного насичення, отримаємо динамічну модель синхронного реактивного двигуна, у вигляді, придатному для подальшого синтезу алгоритмів керування:

$$\begin{aligned}
\dot{\theta} &= \omega, \\
\dot{\omega} &= \mu \psi(i_d) i_q - \frac{T_l}{J}, \\
T &= \mu_1 \psi(i_d) i_q, \\
\dot{i}_d &= \frac{1}{L_{dd}(i_d)} (-R i_d - \omega p_n L_q i_q + u_d), \\
\dot{i}_q &= \frac{1}{L_q} (-R i_q + \omega p_n \psi_d(i_d) + u_q),
\end{aligned} \tag{2.13}$$

де $\mu = \frac{\mu_1}{J}$.

Висновки за розділом

В даному розділі проведений покроковий аналіз особливостей форми рівнянь динамічної моделі синхронного реактивного двигуна.

Розглянуто питання виокремлення двох типів індуктивностей – явної (apparent) та інкрементної. Явна індуктивність визначається, за нахилом лінеаризованої залежності потокозчеплення від струму, вона проходить через початок координат і робочу точку, тоді як додаткова індуктивність визначається за нахилом лінії дотичної до робочої точки (рис. 2.2).

За стандартним виглядом графіків потокозчеплень як залежностей від струмів в системі координат ротора (рис. 2.3) зроблене припущення, згідно якого потокозчеплення по осі q – не заходить в зону насичення, в той час як робоча точка потокозчеплення по осі d , заходить в зону насичення.

Нехтуючи дією перехресних зв'язків, а також враховуючи наявність явної (apparent) та інкрементної індуктивностей, беручи до уваги зроблене припущення, відносно насичення потокозчеплень по осям, досягнуто форми рівнянь динамічної моделі синхронного реактивного двигуна відповідно до (2.13).

3 СИНТЕЗ АЛГОРИТМІВ КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ ТА КУТОВОЮ ШВИДКІСТЮ ТА ПОЛОЖЕННЯМ

В даному розділі викладено алгоритми керування механічними координатами, а саме моментом та кутовою швидкістю, синхронних реактивних двигунів. В основу покладено інформацію з робіт [47, 48, 49, 50].

3.1 Постановка задачі керування моментом

Equation Section 3 В якості об'єкта керування виступає динамічна математична модель синхронного реактивного двигуна в системі координат ротора d-q, з урахуванням наступних припущень [45, 46]:

1. Відсутність перехресних зв'язків між потокозчепленнями та індуктивностями, а також явища перехресного насичення.
2. Значення потоку по осі d – ψ_d може заходити в зону насичення та визначається за відомою залежністю.
3. Потокозчеплення по осі q – ψ_q , не заходить в зону насичення.

Враховуючи всі вищеназвані припущення, математична модель синхронного реактивного двигуна приймає наступного вигляду:

$$\begin{aligned}
 \dot{\theta} &= \omega, \\
 \dot{\omega} &= \mu \psi(i_d) i_q - \frac{T_l}{J}, \\
 T &= \mu_1 \psi(i_d) i_q, \\
 \dot{i}_d &= \frac{1}{L_{dd}(i_d)} (-R i_d - \omega p_n L_q i_q + u_d), \\
 \dot{i}_q &= \frac{1}{L_q} (-R i_q + \omega p_n \psi_d(i_d) + u_q),
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

де θ – кутове положення ротора, відносно нерухомого статора, ω – механічна кутова швидкість ротора, $\mu = \frac{\mu_1}{J}$, $\mu_1 = \frac{3}{2} p_n$, J – момент інерції, p_n – кількість пар полюсів двигуна, $\psi(i_d) = \psi_d(i_d) - L_q i_d$, $\psi_d(i_d)$ – потокозчеплення по осі d, L_q –

явна (apparent) індуктивність по осі q , i_d , i_q – струми статора по осям d та q відповідно, T – момент двигуна, T_l – момент статичного навантаження, $L_{dd}(i_d) = \frac{\partial \psi_d(i_d)}{\partial i_d}$ – інкрементна індуктивність по осі d , R – активний опір обмотки статора, u_d , u_q – напруги статора по осям d та q відповідно.

Необхідно синтезувати алгоритм керування, з вектором управляючих струмів та напруг, за умов струмового та керування напругами відповідно, як функцію залежності від вимірюваних змінних (θ, T, i_d, i_q) , приймаючи наступні припущення:

1. Параметри двигуна вважаються відомими. Потокозчеплення $\psi_d(i_d)$, $\psi_q(i_q) = L_q i_q$ плавні та відомі залежності, індуктивності $L_{dd}(i_d)$ та L_q також відомі.
2. Задаючі дії моменту $T^*(t)$ та струму по осі d $i_d^*(t)$ мають відомі та обмежені перші похідні за часом.
3. Кутова швидкість обертання ротора, для умов керування моментом, є зовнішньою обмеженою функцією часу.
4. Насичення по осі d враховується в алгоритмі керування.
5. Керування відбувається за сталого потоку по осі d – ψ_d , тобто струм по відповідній осі задається на постійному рівні, та не змінюється в процесі керування механічними координатами [49].

3.2 Цілі керування моментом

1. Асимптотичне відпрацювання моменту та компоненти струму по осі d

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{T} = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i}_d = 0. \quad (3.2)$$

де $\tilde{T} = T^* - T$ – похибка відпрацювання заданої траєкторії моменту, $\tilde{i}_d = i_d^* - i_d$ – похибка відпрацювання заданої траєкторії прямої компоненти струму [49].

2. Асимптотична розв'язаність керування моментом та компонентою струму по осі d.

3) Асимптотична лінеаризація підсистеми керування моментом.

3.3 Синтез регулятора моменту

За умов повного відпрацювання компоненти струму i_d , тобто коли $i_d = i_d^*$, забезпечується умова

$$\lim_{i_d^* \rightarrow i_d} \psi(i_d^*) = \psi(i_d), \quad (3.3)$$

що вказує на те, що функція $\psi(i_d)$ точно відома. З рівняння моменту в (3.1) враховуючи вираз для знаходження похибки відпрацювання моменту, можна переписати як [49]

$$T = T^* + \tilde{T} = \mu_1 \psi(i_d^*) (i_q^* + \tilde{i}_q) + \mu_1 \tilde{\psi}(i_d) i_q \quad (3.4)$$

де $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$ – похибка відпрацювання заданої компоненти струму по осі d, $\tilde{\psi}(i_d)$ – похибка відпрацювання потокозчеплення, викликана похибкою $\tilde{i}_d$.

З виразу (3.4) можна записати рівняння керуючої дії по осі q

$$i_q^* = \frac{T^*}{\mu_1 (\psi(i_d^*))}. \quad (3.5)$$

Слід зазначити, що задання для компоненти струму по осі d – i_d^* має бути таким, щоб $\psi(i_d^*) > 0$ [49].

Структура регулятора моменту, відповідно до виразу (3.5) зображена на рисунку 3.1.

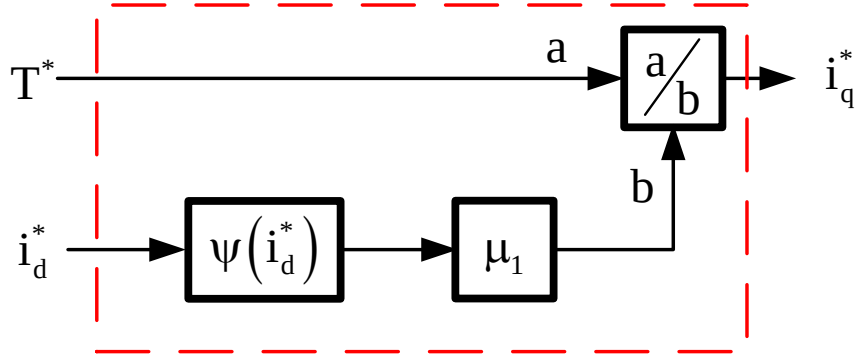


Рисунок 3.1 – Структурна схема регулятора моменту

Вектор керуючих струмів в системі координат статора набуває наступного вигляду [49]

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix} = e^{j p_n \theta} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

$$\text{де } e^{j p_n \theta} = \begin{bmatrix} \cos(p_n \theta) & -\sin(p_n \theta) \\ \sin(p_n \theta) & \cos(p_n \theta) \end{bmatrix}.$$

Компоненти струму i_d та i_q можуть бути визначені із реальних значень фізичних величин згідно перетворення Парка-Горєва за виразом [49]

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = e^{-j p_n \theta} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix} \quad (3.7)$$

$$\text{де } e^{-j p_n \theta} = \begin{bmatrix} \cos(p_n \theta) & \sin(p_n \theta) \\ -\sin(p_n \theta) & \cos(p_n \theta) \end{bmatrix}.$$

Виконавши підстановку (3.5) в (3.2), отримаємо рівняння похибки відпрацювання [49]

$$\tilde{T} = \mu_1 \psi(i_d^*) \tilde{i}_q + \mu_1 \tilde{\psi}(i_d) i_q. \quad (3.8)$$

За умов керування струмами, задані значення струмів відповідатимуть реальним значенням $i_q^* = i_q$, $i_d^* = i_d$, відповідно похибки відпрацювання струмів

будуть рівні нулю. Так із виразу (3.8) видно, що при $\tilde{i}_q = 0$ та $\tilde{i}_d = 0 \Rightarrow \tilde{\psi}(i_d) = 0$ – система є лінійною та асимптотично стійкою.

3.4 Синтез регулятора струму по осі q

Для проектування регулятора струму по осі q, треба визначити похідну від керуючої дії i_q^* за часом. Похідна від заданого струму i_q^* визначається за виразом [49]

$$\dot{i}_q^* = \frac{\dot{T}^*}{\mu_1(\psi(i_d^*))}. \quad (3.9)$$

Структуру блоку розрахунку похідної, згідно виразу (3.9) зображено на рисунку 3.2.

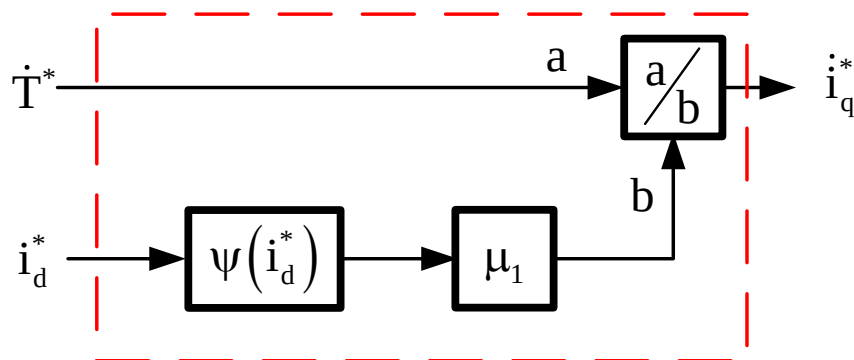


Рисунок 2.3 – Структурна схема блоку розрахунку похідної від заданого струму по осі q

Динаміка похибки відпрацювання струму по осі q, згідно 5-го рівняння із системи (3.1) запишеться у вигляді виразу [49]

$$\dot{\tilde{i}}_q = \frac{1}{L_q} \left(-R i_q + \omega_p \psi_d(i_d) + u_q \right) - \dot{i}_q^*. \quad (3.10)$$

Виходячи з рівняння динаміки похибки (3.10), рівняння керуючої дії у вигляді напруги записується у наступному вигляді [49]

$$\begin{aligned} u_q &= R i_q^* + \omega p_n \psi_d(i_d) + L_q (\dot{i}_q^* - k_i \tilde{i}_q - x_q), \\ \dot{x}_q &= k_{ii} \cdot \tilde{i}_q, \end{aligned} \quad (3.11)$$

де k_i , k_{ii} – пропорційний та інтегральний коефіцієнти налаштування регуляторів струму відповідно.

Структурна схема регулятора струму по осі q, за рівняннями (3.11) зображено на рисунку 3.3.

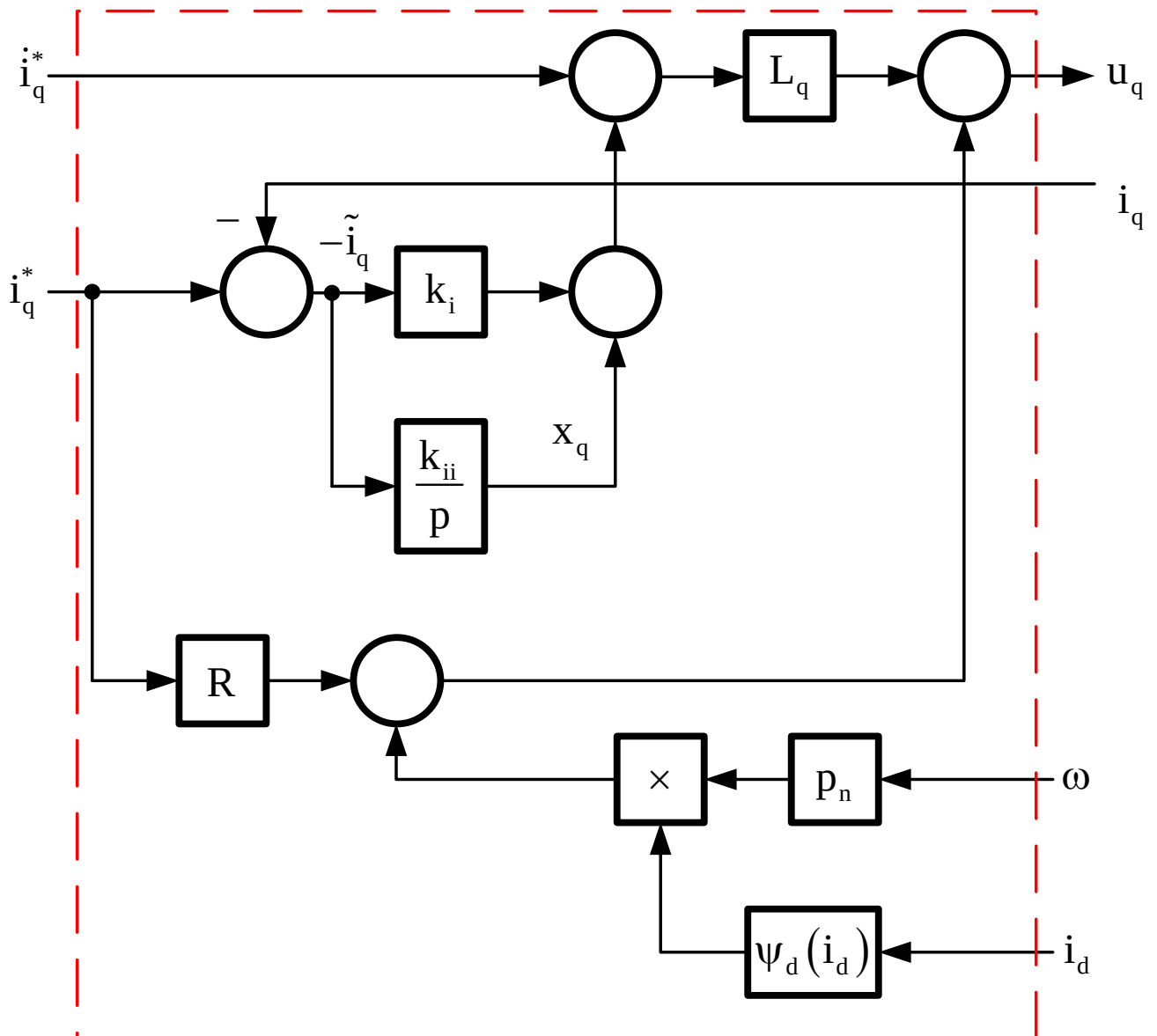


Рисунок 3.3 – Структурна схема регулятора струму по осі q

3.5 Синтез регулятора струму по осі d

Виходячи із 4-го рівняння в (3.1), запишемо динаміку похибки відпрацювання струму по осі d [49]

$$\dot{\tilde{i}}_d = \frac{1}{L_{dd}(\tilde{i}_d)} \left(-Ri_d - \omega p_n L_q i_q + u_d \right) - \dot{i}_d^*. \quad (3.12)$$

З рівняння похибки відпрацювання струму по осі d (3.12), сформуємо рівняння керуючої дії у вигляді напруги по осі d [49]

$$\begin{aligned} u_d &= Ri_d^* - p_n \omega L_q i_q + L_{dd}(\tilde{i}_d)(\dot{i}_d^* - k_i \tilde{i}_d - \dot{x}_d), \\ \dot{x}_d &= k_{ii} \tilde{i}_d. \end{aligned} \quad (3.13)$$

Структурна схема регулятора струму по осі d, у відповідності до рівнянь (3.13) зображено на рисунку 3.4.

В системі координат статора, вектор керуючих напруг приймає наступного вигляду [49]

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \end{pmatrix} = e^{j p_n \theta} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix}. \quad (3.14)$$

Виконавши підстановку рівнянь керуючих дій у вигляді напруги по осі q (3.11) та осі d (3.13) в систему рівнянь динамічної моделі двигуна (3.1), отримаємо систему рівнянь динаміки похибок [49]

$$\begin{aligned} \tilde{T} &= \mu_1 \psi(\tilde{i}_d^*) \tilde{i}_q + \mu_1 \tilde{\psi}(\tilde{i}_d) i_q, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -k_{iq} \tilde{i}_q - \dot{x}_q, \\ \dot{x}_q &= k_{ii} \tilde{i}_q, \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -k_{id} \tilde{i}_d - \dot{x}_d, \\ \dot{x}_d &= k_{ii} \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\text{де } k_{iq} = k_i + \frac{R}{L_q}, \quad k_{id} = k_i + \frac{R}{L_{dd}(\tilde{i}_d)}.$$

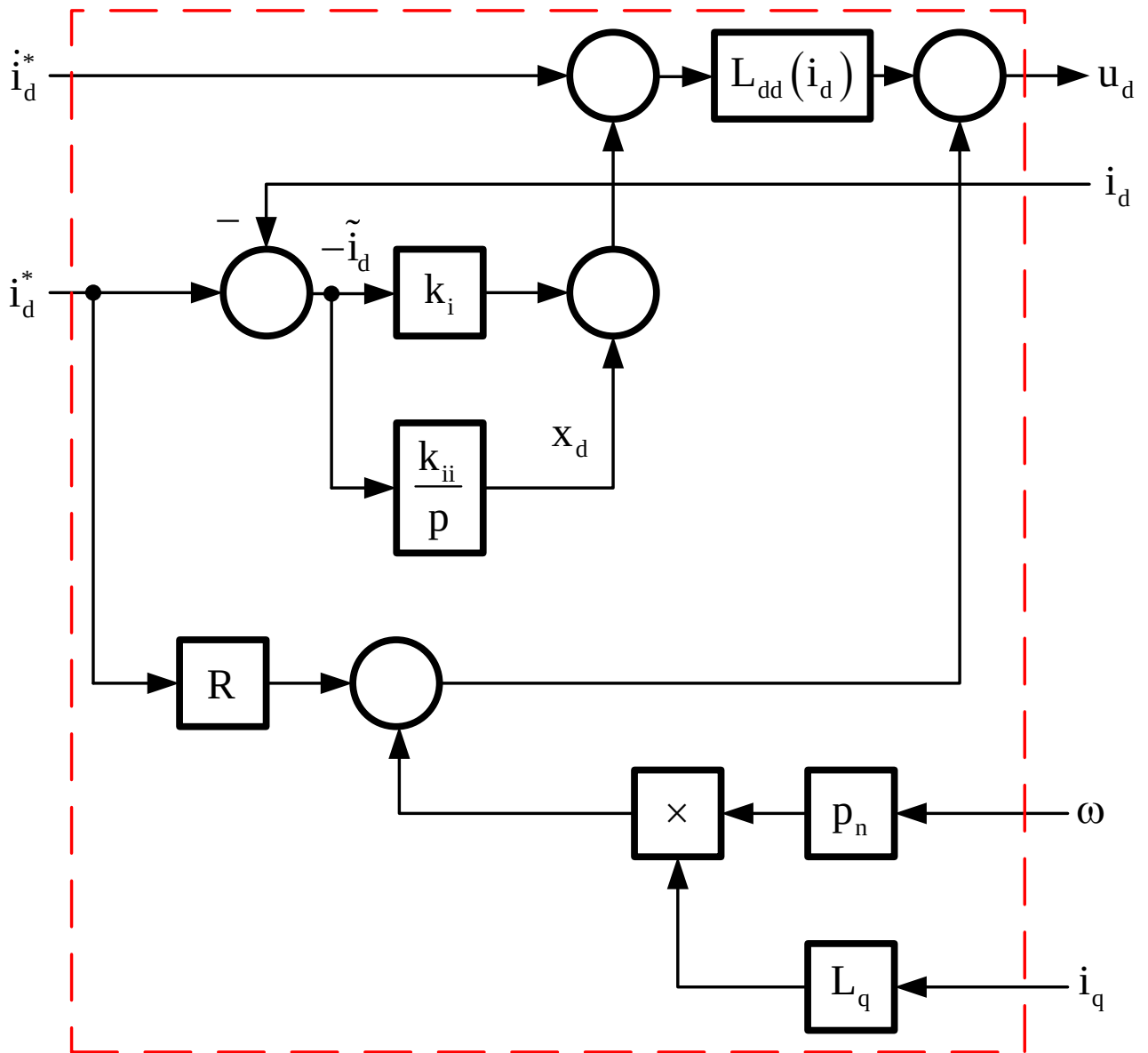


Рисунок 3.4 – Структурна схема регулятора струму по осі d

З рівнянь динаміки похибок (3.15) видно, що система керування, яка включає регулятор моменту (3.5), регулятор струму по осі q (3.11) та регулятор струму по осі d (3.13), за умов додатних коефіцієнтів налаштування регуляторів струму k_i , k_{ii} є лінійною та асимптотично стійкою, тобто $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{T}, \tilde{\psi}(i_d), \tilde{i}_d, x_d, \tilde{i}_q, x_q) = 0$. Крім того електромагнітна підсистема розв'язана від системи керування моментом. Все це вказує на те що поставлені цілі керування моментом досягнуті [49].

Оптимізація похибок відпрацювання забезпечується шляхом вибору коефіцієнтів налаштувань регуляторів струму, як для стандартної лінійної системи

2-го порядку. Тож налаштування для системи із коефіцієнтом демпфування $\xi = 0.707$ використовується співвідношення $k_{ii} = \frac{k_i^2}{2}$, а для $\xi = 1$ використовується $k_{ii} = \frac{k_i^2}{4}$ [49].

Структурну схему системи керування моментом синхронного реактивного двигуна, з керуючими діями – напругами статора, зображено на рисунку 3.5.

На рисунку 3.5, можна побачити структурні блоки регулятора моменту (рис. 3.1), блоку розрахунку похідної (рис. 3.2), регулятор струму по осі q (рис. 3.3), регулятор струму по осі d (рис. 3.4), а також блок лінеаризуючого регулятора, який виконує прямі та зворотні перетворення координат (перетворення Парка-Горьєва), структура якого зображена на рисунку 3.6.

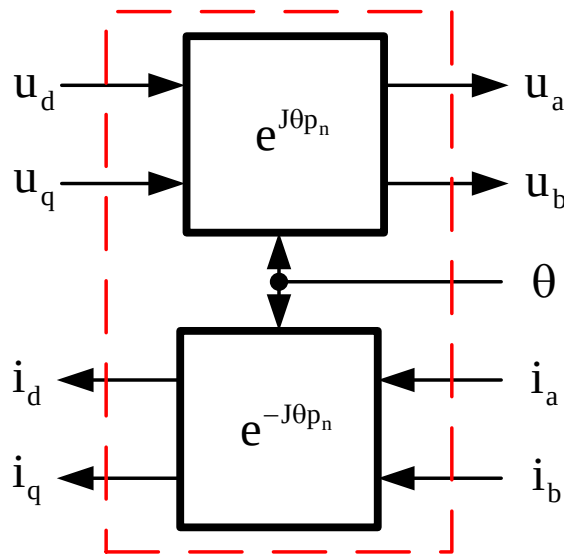


Рисунок 3.6 – Структура блоку лінеаризуючого регулятора

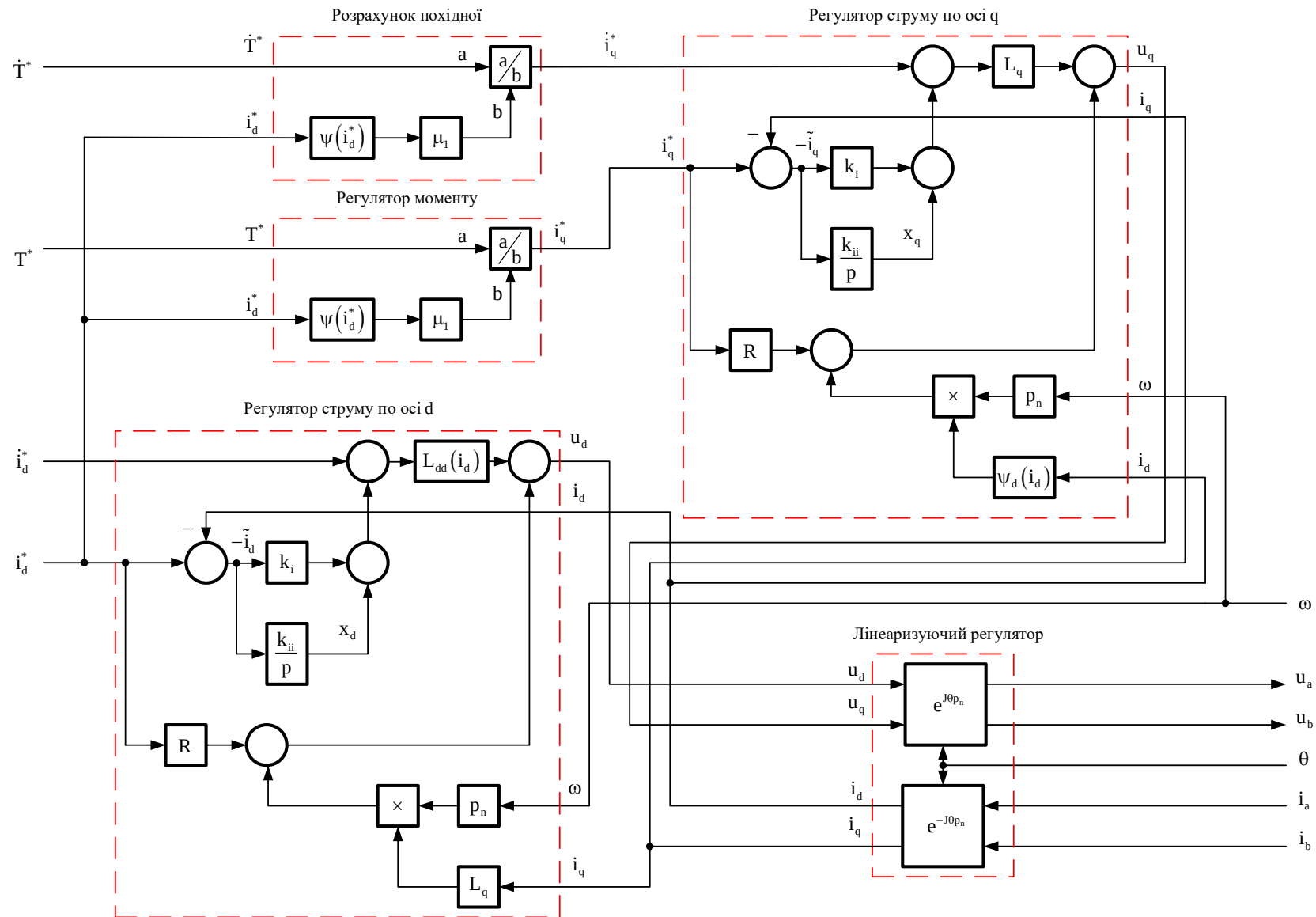


Рисунок 3.5 – Структурна схема системи керування моментом СРД

Для взаємозв'язку реальних електричних трифазних змінних електричної машини та двофазних змінних керуючих дій використовуються наступні вирази

$$\mathbf{x}_{(ab)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \mathbf{x}_{(abc)} \triangleq [3 \rightarrow 2] \mathbf{x}_{(abc)}, \quad (3.16)$$

де $[3 \rightarrow 2]$ – матриця перетворення векторів трифазних змінних $\mathbf{x}_{(abc)}$ до двофазних $\mathbf{x}_{(ab)}$; $\mathbf{x}_{(ab)}$ – вектор у двофазній системі координат (a – b) [50].

Зворотне перетворення визначається за виразом

$$\mathbf{x}_{(abc)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \mathbf{x}_{(ab)} \triangleq [2 \rightarrow 3] \mathbf{x}_{(ab)}. \quad (3.17)$$

де $[2 \rightarrow 3]$ – матриця перетворення векторів двофазних змінних $\mathbf{x}_{(ab)}$ до трифазних $\mathbf{x}_{(abc)}$ [50].

3.6 Задача керування кутовою швидкістю

В якості об'єкта керування виступає динамічна математична модель синхронного реактивного двигуна в системі координат ротора d-q (3.1), з урахуванням зроблених припущень з п.п. 3.1.

Необхідно синтезувати алгоритм керування, з вектором управляючих струмів та напруг, за умов струмового та керування напругами відповідно, як функцію залежності від вимірюваних змінних $(\theta, \omega, i_d, i_q)$ приймаючи наступні припущення [49]:

1. Параметри двигуна вважаються відомими. Потокозчеплення $\psi_d(i_d)$, $\psi_q(i_q) = L_q i_q$ плавні та відомі залежності, індуктивності $L_{dd}(i_d)$ та L_q також відомі.

2. Задаючи дії швидкості $\omega^*(t)$ та струму по осі d $i_d^*(t)$ мають відомі та обмежені перші похідні за часом, а задана кутова швидкість має також відому та обмежену 2-гу похідну за часом.

3. Момент статичного навантаження – невідомий, але обмежений, та такий, який змінюється повільно, або є постійним

4. Насичення по осі d враховується в алгоритмі керування.

5. Керування відбувається за сталого потоку по осі d – ψ_d , тобто струм по відповідній осі задається на постійному рівні, та не змінюється в процесі керування механічними координатами.

3.7 Цілі керування кутовою швидкістю

1. Асимптотичне відпрацювання кутової швидкості та прямої компоненти струму [49]

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

де $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$ – похибка відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості.

2. Асимптотична розв'язаність процесів керування кутовою швидкістю та компонентою струму по осі d.

3. Асимптотична лінеаризація підсистем керування кутовою швидкістю та компонентою струму по осі d.

3.8 Синтез регулятора швидкості

За умов повного відпрацювання компоненти струму i_d , тобто коли $i_d = i_d^*$, забезпечується умова (3.3), що вказує на те, що функція $\psi(i_d)$ точно відома. З рівнянь динамічної моделі двигуна (3.1), запишемо рівняння похибки відпрацювання кутової швидкості [49]

$$\dot{\tilde{\omega}} = \mu \left(\psi(i_d^*) (i_q - i_q^*) \right) - \hat{T}_l - \tilde{T}_l - \dot{\omega}^* + \mu \tilde{\psi}(i_d) i_q, \quad (3.19)$$

де $\tilde{T}_l = \frac{T_l}{J} - \hat{T}_l$ – похибка оцінювання моменту навантаження, $\hat{T}_l$ – оцінка моменту навантаження $\frac{T_l}{J} = \text{const}$ [49].

З виразу (3.19) напишемо вираз для керуючої дії, у вигляді струму по осі q

$$\begin{aligned} i_q^* &= \frac{1}{\mu \psi(i_d^*)} (\hat{T}_l + \dot{\omega}^* - k_\omega \tilde{\omega}), \\ \dot{\hat{T}}_l &= -k_{\omega i} \tilde{\omega}, \end{aligned} \quad (3.20)$$

де k_ω , $k_{\omega i}$ – пропорційний та інтегральний коефіцієнти налаштування регулятора швидкості відповідно [49].

Структурну схему регулятора швидкості відповідно до рівняння (3.20) зображено на рисунку 3.8.

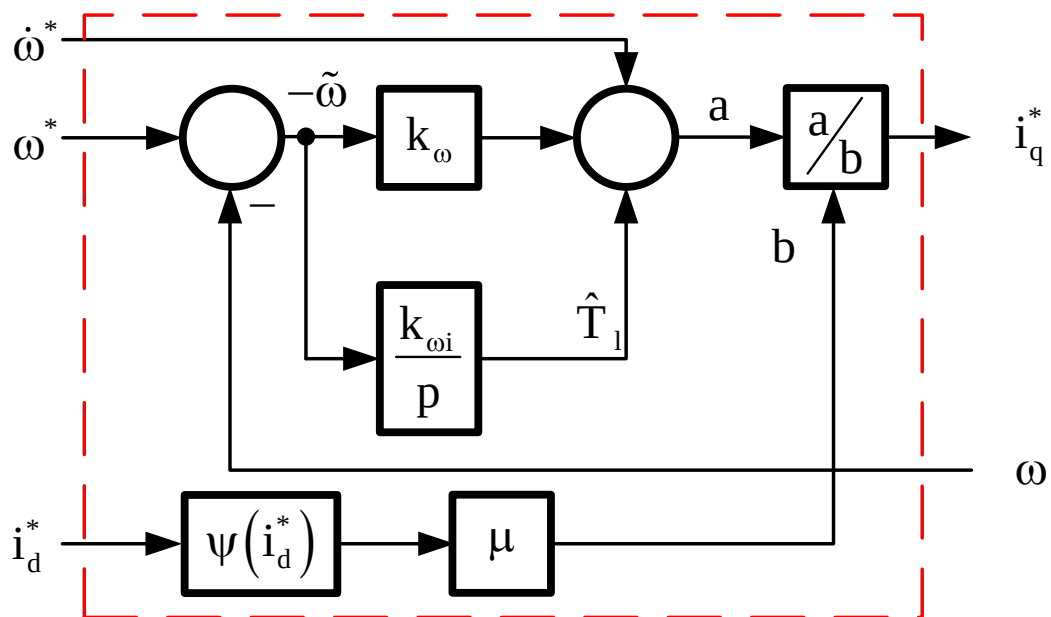


Рисунок 3.8 – Структурна схема регулятора швидкості

Вектор керуючих струмів в системі координат статора запишеться в такому ж вигляді, як це визначено в (3.7).

Виконавши підстановку (3.20) в (3.19), отримаємо рівняння динаміки похибок у вигляді [49]

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\omega}} &= -k_{\omega}\tilde{\omega} - \tilde{T}_l + \mu\psi(i_d^*)\tilde{i}_q - \dot{\omega}^* + \mu\tilde{\psi}(i_d)\tilde{i}_q, \\ \dot{\tilde{T}}_l &= k_{\omega i}\tilde{\omega}.\end{aligned}\quad (3.21)$$

За умов струмового керування $i_q^* = i_q$, $i_d^* = i_d$, а отже і похибки відпрацювання відповідних величин будуть рівні нулю. Як видно з рівнянь динаміки похибок (3.21), за будь яких додатних значень коефіцієнтів регулятора швидкості k_{ω} , $k_{\omega i}$, враховуючи той факт що $\tilde{i}_q = 0$ та $\tilde{i}_d = 0 \Rightarrow \tilde{\psi}(i_d) = 0$, система є лінійною та асимптотично стійкою [49].

Стандартні для лінійної системи 2-го порядку співвідношення коефіцієнтів налаштування регулятора швидкості: з коефіцієнтом демпфування $\xi = 0.707$ використовується співвідношення $k_{\omega i} = \frac{k_{\omega}^2}{2}$, а для $\xi = 1$ використовується $k_{\omega i} = \frac{k_{\omega}^2}{4}$ [49].

3.9 Синтез регулятора струму по осі q

Для подальшого проектування регулятора струму, необхідно визначити похідну від заданого струму i_q^* . Проте, якщо правильно вибрати коефіцієнти налаштування регуляторів струму, тобто коли коефіцієнт підсилення пропорційного регулятора достатньо високий, регулятор може повністю компенсувати похибку відпрацювання струму по відповідній осі, без врахування похідної від задаючої дії. Саме тому похідна від заданого струму i_q^* не розглядається, з огляду на спрощення викладення алгоритмів керування [49].

Динаміка похибки відпрацювання струму по осі q, згідно 5-го рівняння із системи (3.1) запишеться у вигляді виразу [49]

$$\dot{\tilde{i}}_q = \frac{1}{L_q}(-R\tilde{i}_q + \omega p_n \psi_d(i_d) + u_q) - \dot{i}_q^*. \quad (3.22)$$

Виходячи з рівняння динаміки похибки (3.22), рівняння керуючої дії у вигляді напруги записується у наступному вигляді [49]

$$\begin{aligned} u_q &= R i_q^* + \omega p_n \psi_d(i_d) + L_q (-k_i \tilde{i}_q - x_q), \\ \dot{x}_q &= k_{ii} \cdot \tilde{i}_q, \end{aligned} \quad (3.23)$$

де k_i , k_{ii} – пропорційний та інтегральний коефіцієнти налаштування регуляторів струму відповідно [49].

Структурна схема регулятора струму по осі q , за рівняннями (3.23) зображено на рисунку 3.9.

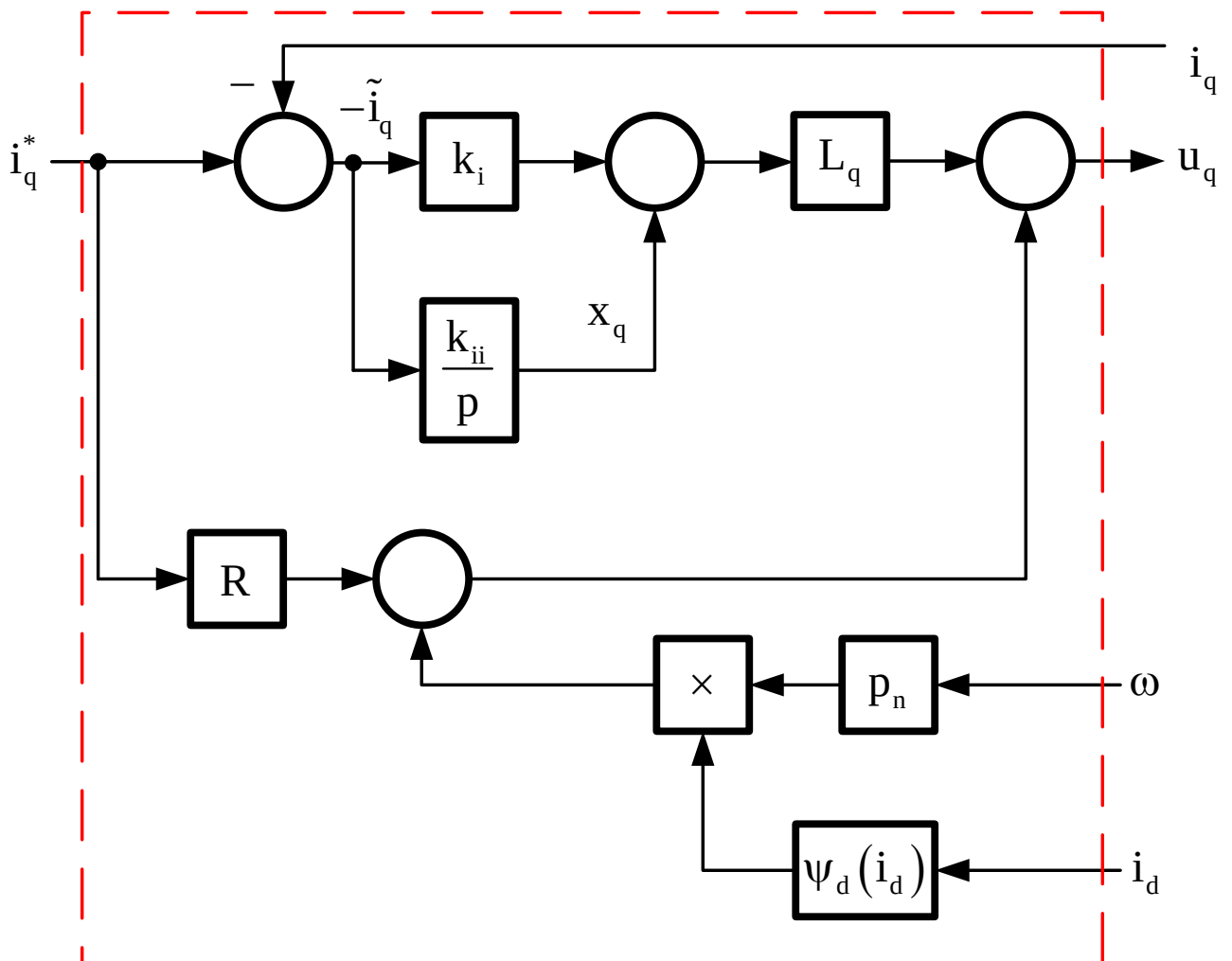


Рисунок 3.9 – Структурна схема регулятора струму по осі q системи керування кутовою швидкістю

Динаміка похибки відпрацювання струму по осі d запишеться так само як в рівнянні (3.12). Вираз для керуючої дії у вигляді напруги по осі d запишеться так само як і для випадку керування моментом (3.13). Вектор керуючих напруг в системі координат статора, як раніше зазначалось, запишеться у вигляді (3.14).

Виконавши підстановку (3.23) і (3.13) в (3.1), отримаємо рівняння динаміки похибок які запишуться як [49].

$$\begin{aligned}
 \dot{\tilde{\omega}} &= -k_{\omega} \tilde{\omega} - \tilde{T}_l + \mu \psi(i_d^*) \tilde{i}_q + \mu \tilde{\psi}(i_d) i_q, \\
 \dot{\tilde{T}}_l &= k_{\omega i} \tilde{\omega}, \\
 \dot{\tilde{i}}_q &= -k_{iq} \tilde{i}_q - x_q - \frac{k_{\omega}}{\mu} \tilde{M}_c, \\
 \dot{x}_q &= k_{ii} \tilde{i}_q, \\
 \dot{\tilde{i}}_d &= -k_{id} \tilde{i}_d - x_d, \\
 \dot{x}_d &= k_{ii} \tilde{i}_d,
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

$$\text{де } k_{iq} = k_i + \frac{R}{L_q}, \quad k_{id} = k_i + \frac{R}{L_{dd}(i_d)}.$$

З рівнянь динаміки похибок (3.24) видно, що система керування, яка включає регулятор швидкості (3.20), регулятор струму по осі q (3.23) та регулятор струму по осі d (3.13), за умов додатних коефіцієнтів налаштування регуляторів струму k_i , k_{ii} , та регулятора швидкості k_{ω} , $k_{\omega i}$ є лінійною та асимптотично стійкою, тобто $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\omega}, \tilde{\psi}(i_d), \tilde{i}_d, x_d, \tilde{i}_q, x_q) = 0$. Крім того електромагнітна підсистема розв'язана від системи керування швидкістю. Все це вказує на те що поставлені цілі керування кутовою швидкістю досягнуті [49].

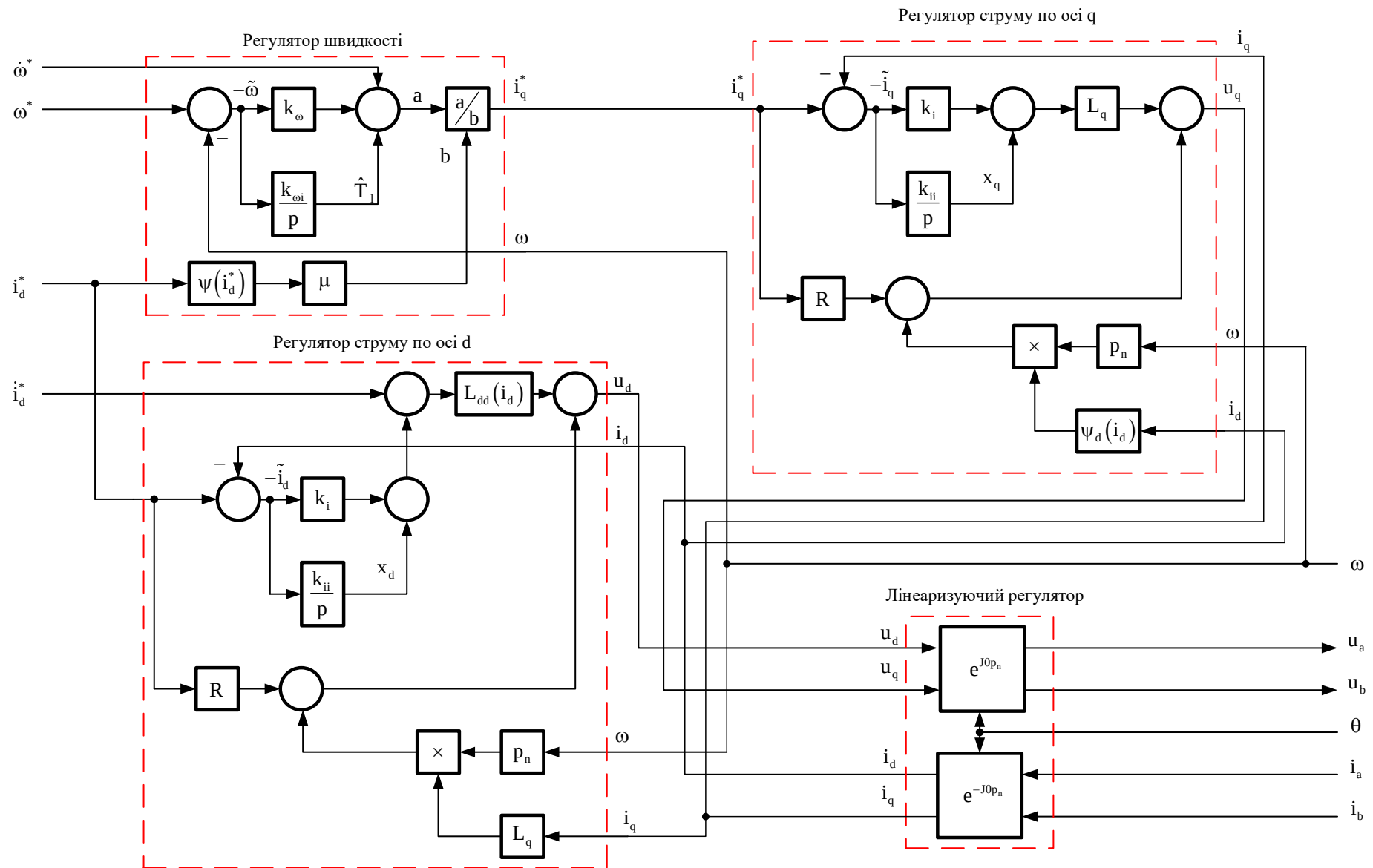


Рисунок 3.10 – Структурна схема системи керування кутовою швидкістю СРД

3.10 Задача керування кутовим положенням

В якості об'єкта керування виступає динамічна математична модель синхронного реактивного двигуна в системі координат ротора d-q (3.1), з урахуванням зроблених припущень з п.п. 3.1.

Необхідно синтезувати алгоритм керування, з вектором управляючих струмів та напруг, за умов струмового та керування напругами відповідно, як функцію залежності від вимірюваних змінних $(\theta, \omega, i_d, i_q)$ приймаючи наступні припущення [49]:

1. Параметри двигуна вважаються відомими. Потокозчеплення $\psi_d(i_d)$, $\psi_q(i_q) = L_q i_q$ плавні та відомі залежності, індуктивності $L_{dd}(i_d)$ та L_q також відомі.

2. Задаючі дії кутового положення $\theta^*(t)$ та струму по осі d $i_d^*(t)$ мають відомі та обмежені перші похідні за часом, а задане кутове положення має також відому та обмежену 2-гу та 3-тю похідну за часом.

3. Момент статичного навантаження – невідомий, але обмежений, та такий, який змінюється повільно, або є постійним

4. Насичення по осі d враховується в алгоритмі керування.

5. Керування відбувається за сталого потоку по осі d – ψ_d , тобто струм по відповідній осі задається на постійному рівні, та не змінюється в процесі керування механічними координатами.

3.11 Цілі керування кутовим положенням

1. Асимптотичне відпрацювання положення та компоненти струму по осі d [49]

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\theta} = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i}_d = 0, \quad (3.25)$$

Виконавши підстановку рівняння (3.27) в (3.26) отримаємо вираз для динаміки похибки відпрацювання кутового положення [49]

$$\dot{\tilde{\theta}} = -k_{\theta}\tilde{\theta} + \tilde{\omega}. \quad (3.28)$$

3.13 Синтез регулятора швидкості

За умов повного відпрацювання компоненти струму i_d , тобто коли $i_d = i_d^*$, забезпечується умова (3.3), що вказує на те, що функція $\psi(i_d)$ точно відома. З рівнянь динамічної моделі двигуна (3.1), враховуючи вирази (3.27) та (3.26), запишемо рівняння похибки відпрацювання кутової швидкості [49]

$$\dot{\tilde{\omega}} = \mu \left(\psi(i_d^*) (\dot{i}_q - i_q^*) \right) - \hat{T}_l - \tilde{T}_l - (\ddot{\theta}^* - k_{\theta}(-k_{\theta}\tilde{\theta} + \tilde{\omega})) + \mu \tilde{\psi}(i_d) i_q. \quad (3.29)$$

З виразу (3.29) напишемо вираз для керуючої дії, у вигляді струму по осі q [49]

$$\begin{aligned} i_q^* &= \frac{1}{\mu \psi(i_d^*)} (\hat{T}_l + \ddot{\theta}^* + k_{\theta}^2 \tilde{\theta} - (k_{\omega} + k_{\theta}) \tilde{\omega}), \\ \dot{\hat{T}}_l &= -k_{\omega i} \tilde{\omega}, \end{aligned} \quad (3.30)$$

де k_{ω} , $k_{\omega i}$ – пропорційний та інтегральний коефіцієнти налаштування регулятора швидкості відповідно [49].

Структура регулятора швидкості відповідно до виразу (3.30) зображено на рисунку 3.12.

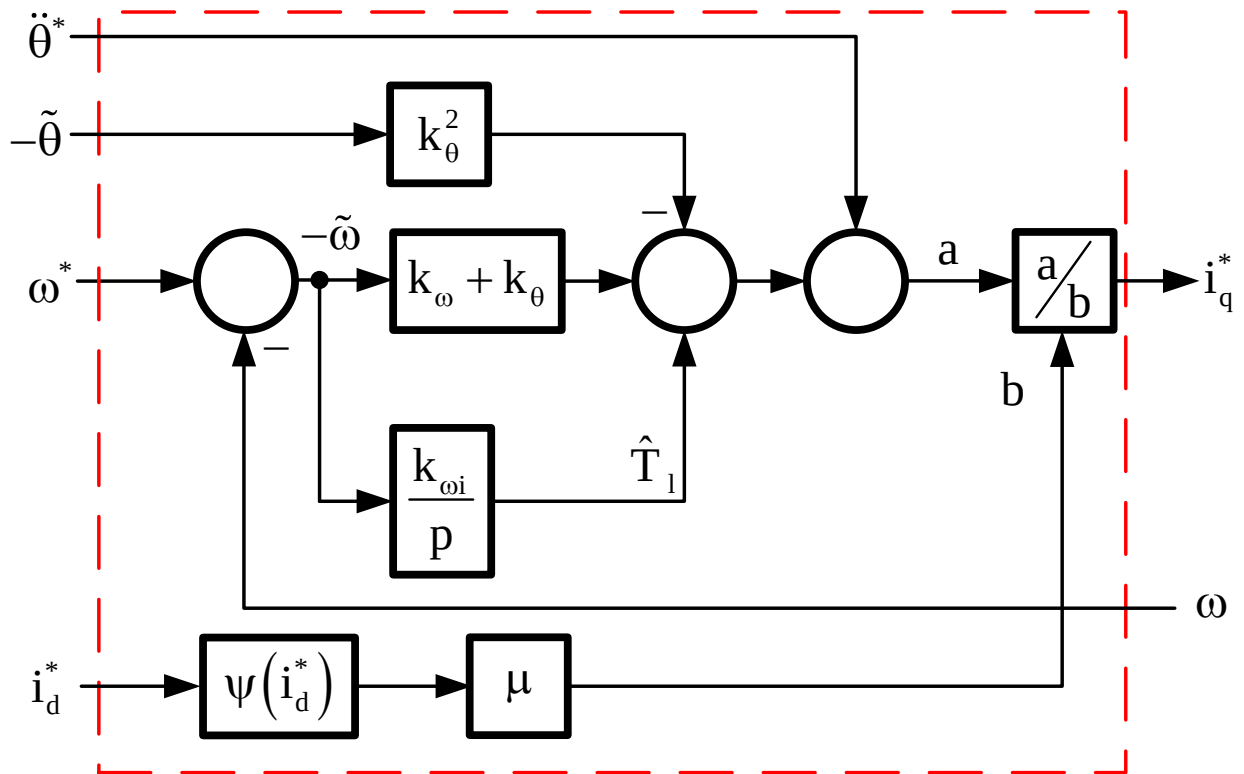


Рисунок 3.12 – Структурна схема регулятора швидкості системи керування кутовим положенням

За умов струмового керування $i_q^* = i_q$, $i_d^* = i_d$, а отже і похибки відпрацювання відповідних величин будуть рівні нулю. Як видно з рівнянь динаміки похибок (3.30), за будь яких додатних значень коефіцієнтів регулятора положення k_θ швидкості k_ω , $k_{\omega i}$, враховуючи той факт що $\tilde{i}_q = 0$ та $\tilde{i}_d = 0 \Rightarrow \tilde{\psi}(i_d) = 0$, система є лінійною та асимптотично стійкою [49].

3.14 Синтез регуляторів струму

Синтез регулятора струму по осі q , передбачає визначення похідної від заданого струму i_q^* . Проте як зазначалося в п.п 3.9 похідна від заданого струму i_q^* не розглядається, з огляду на спрощення викладення алгоритмів керування.

Динаміка похибки відпрацювання струму по осі q запишеться так само як в рівнянні (3.22), а вираз для керуючої дії (напруги по осі q) має такий же вигляд як аналогічний вираз в системі керування кутовою швидкістю (3.23) [49].

Динаміка похибки відпрацювання струму по осі d запишеться так само як в рівнянні (3.12). Вираз для керуючої дії у вигляді напруги по осі d запишеться так само як і для випадку керування моментом (3.13). Вектор керуючих напруг в системі координат статора, як раніше зазначалось, запишеться у вигляді (3.14).

Виконавши підстановку (3.23) і (3.13) в (3.1), отримаємо рівняння динаміки похибок які запишуться як [49]

$$\begin{aligned}
 \dot{\tilde{\theta}} &= -k_{\theta} \cdot \tilde{\theta} - \tilde{\omega}, \\
 \dot{\tilde{\omega}} &= -k_{\omega} \tilde{\omega} - \tilde{T}_l + \mu \psi(i_d^*) \tilde{i}_q + \mu \tilde{\psi}(i_d) i_q, \\
 \dot{\tilde{T}}_l &= k_{\omega l} \tilde{\omega}, \\
 \dot{\tilde{i}}_q &= -k_{iq} \tilde{i}_q - x_q - \frac{k_{\omega} + k_{\theta}}{\mu} \tilde{T}_l, \\
 \dot{x}_q &= k_{ii} \tilde{i}_q, \\
 \dot{\tilde{i}}_d &= -k_{id} \tilde{i}_d - x_d, \\
 \dot{x}_d &= k_{ii} \tilde{i}_d,
 \end{aligned} \tag{3.31}$$

З рівнянь динаміки похибок (3.31) видно, що система керування, яка включає регулятор положення (3.27) регулятор швидкості (3.30), регулятор струму по осі q (3.23) та регулятор струму по осі d (3.13), за умов додатних коефіцієнтів налаштування регуляторів струму k_i , k_{ii} , регулятора швидкості k_{ω} , $k_{\omega l}$ та регулятора положення k_{θ} є лінійною та асимптотично стійкою, тобто $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\theta}, \tilde{\omega}, \tilde{\psi}(i_d), \tilde{i}_d, x_d, \tilde{i}_q, x_q) = 0$. Крім того електромагнітна підсистема розв'язана від системи керування швидкістю. Все це вказує на те що цілі керування досягнуті [49].

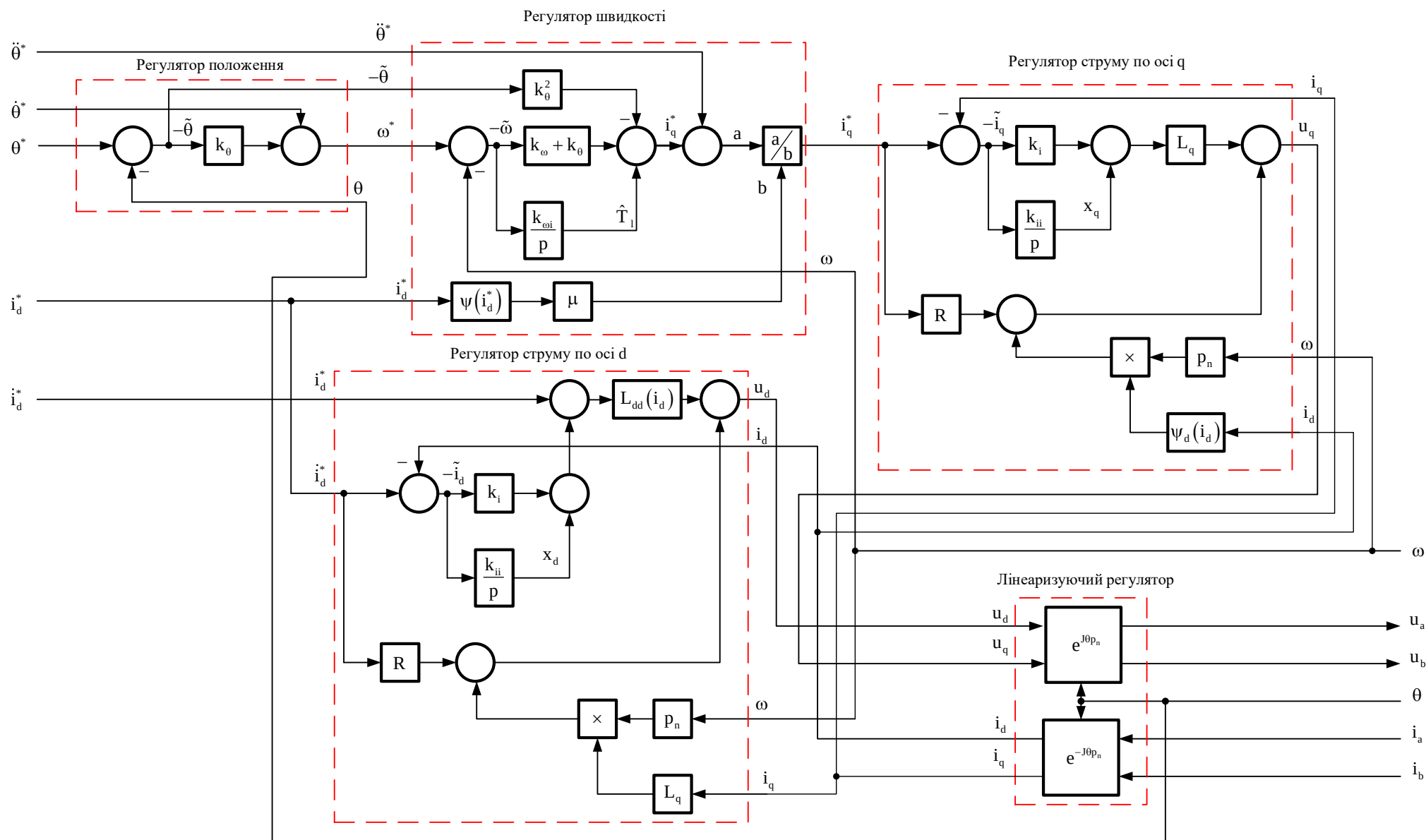


Рисунок 3.13 – Структурна схема системи керування кутовим положенням СРД

Висновки за розділом

В даному розділі розроблені алгоритми векторного керування моментом кутовою швидкістю та кутовим положенням синхронного реактивного двигуна.

Алгоритм векторного керування моментом включає розроблений регулятор моменту, блок розрахунку похідної від заданого значення моменту, а також ПІ-регулятори струму по осям d та q . За рівнянням динаміки похибок (3.15) видно, що система керування, за умов додатних коефіцієнтів налаштування регуляторів струму k_i , k_{ii} є лінійною та асимптотично стійкою, крім того електромагнітна підсистема розв'язана від системи керування моментом.

Алгоритм керування кутовою швидкістю включає: ПІ-регулятор швидкості ПІ-регулятор струму по осі d та ПІ-регулятор струму по осі q . З рівнянь динаміки похибок (3.24) видно, що система керування за умов додатних коефіцієнтів налаштування регуляторів струму k_i , k_{ii} , та регулятора швидкості k_ω , $k_{\omega i}$ є лінійною та асимптотично стійкою, тобто $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\omega}, \tilde{\psi}(i_d), \tilde{i}_d, x_d, \tilde{i}_q, x_q) = 0$. Крім того, так само як і в алгоритмі керування моментом, електромагнітна підсистема розв'язана від системи керування швидкістю.

Також розроблено алгоритм керування кутовим положенням, до якого входить ПІ-регулятор положення ПІ-регулятор швидкості та регулятори струму аналогічні тим, які використовуються в алгоритмі керування кутовою швидкістю. З рівнянь динаміки похибок (3.31) видно, що система керування, за умов додатних коефіцієнтів налаштування регуляторів k_i , k_{ii} , регулятора швидкості k_ω , $k_{\omega i}$ та регулятора положення k_θ є лінійною та асимптотично стійкою, тобто виконуються умови $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\theta}, \tilde{\omega}, \tilde{\psi}(i_d), \tilde{i}_d, x_d, \tilde{i}_q, x_q) = 0$.

За рівняннями регуляторів, для розроблених алгоритмів векторного керування, було складено структурні схеми відповідних систем керування.

4 РОЗРОБКА МОДЕЛЮЮЧИХ ПРОГРАМ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІКИ ВІДПРАЦЮВАНЬ ВИХІДНИХ КООРДИНАТ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ, КУТОВОЮ ШВИДКІСТЮ ТА КУТОВИМ ПОЛОЖЕННЯМ СИНХРОННОГО РЕАКТИВНОГО ДВИГУНА

В даному розділі приведений опис розроблених програм, для дослідження динаміки відпрацювання систем керування моментом, кутовою швидкістю та кутовим положенням, за алгоритмами розробленими в розділі 3, даної роботи.

Всі програми написані для математичного моделювання системи керування та двигуна в програмному середовищі SIMNON.

4.1 Розробка програми для дослідження роботи системи керування моментом

4.1.1 Оголошення змінних

Через особливості моделювання в програмному середовищі SIMNON, в першу чергу необхідно оголосити змінні, які в програмі будуть задаватися у вигляді похідних за часом.

continuous system mt

state tet w trqr id iq

state yd yq

der dtet dw dtrqr did diq

der dyd dyq

time t

zero=0

де state – маркер оголошення змінних, tet – θ – кутове положення, w – ω – кутова швидкість, trqr – T^* – задане значення моменту, id – i_d – струм статора по осі d, iq – i_q – струм статора по осі q, yd – x_d за рівнянням (3.13), yq – x_q за

рівнянням (3.11), der – маркер оголошення похідних від часу відповідних змінних приведених в state.

4.1.2 Математична модель двигуна

Математична модель синхронного реактивного двигуна, в середовищі SIMNON, задається у вигляді рівнянь динамічної моделі двигуна. Дана частина програми описана наступними командами

```
w:00
```

```
dtet=w
```

```
dw=(trq-Tl)/J-nu*w
```

```
did=(ud-R*id+w*pn*psq)/Lde
```

```
diq=(uq-R*iq-w*pn*psd)/Lq
```

```
Trq=3*pn*(psd*iq-Lq*id*iq)/2
```

```
psdr = 0.189*idr-0.0169*idr*idr+0.0237-Lq*idr
```

```
psd=0.189*id-0.0169*id*id+0.0237
```

```
psq=Lq*iq
```

```
Lde=0.189-0.0338*id
```

Роз'яснимо окремі рядки даної частини програми.

w:00 – Вказує на швидкість двигуна, в початковий момент часу $\omega(t=0) = 0$.

```
dtet=w
```

```
dw=(trq-Tl)/J-nu*w
```

```
did=(ud-R*id+w*pn*psq)/Lde
```

$$diq = (uq - R \cdot iq - w \cdot pn \cdot psd) / Lq$$

$$Trq = 3 \cdot pn \cdot (psd \cdot iq - Lq \cdot id \cdot iq) / 2$$

де $T_l - T_l$ – момент статичного навантаження, J – момент інерції, $\mu - \nu$ коефіцієнт в'язкого тертя, $u_d - u_d$ – напруга статора по осі d, R – опір статорної обмотки, $p_n - p_n$ – к-сть пар полюсів, $psq - \psi_q(i_q)$ – потокозчеплення по осі q, $L_{de} - L_{dd}$ – інкрементальна індуктивність по осі d, $u_q - u_q$ – напруга статора по осі q, $psd - \psi_d(i_d)$ – потокозчеплення по осі d, $L_q - L_q$ – явна (apparent) індуктивність по осі q, $Trq - T$ – момент двигуна.

Ця частина програми містить рівняння динамічної моделі синхронного реактивного двигуна у відповідності до рівнянь системи (3.1).

$$psdr = 0.189 \cdot idr - 0.0169 \cdot idr \cdot idr + 0.0237 - Lq \cdot idr$$

$$psd = 0.189 \cdot id - 0.0169 \cdot id \cdot id + 0.0237$$

$$psq = Lq \cdot iq$$

$$Lde = 0.189 - 0.0338 \cdot id$$

Дана частина програми описує залежності потокозчеплень $psdr - \psi(i_d^*)$, $\psi_d(i_d)$, $\psi_q(i_q)$ та індуктивності $Lde - L_{dd}(i_d)$.

Графічне відображення залежностей $\psi(i_d^*)$, $\psi_d(i_d)$, $\psi_q(i_q)$, $L_{dd}(i_d)$ зображено на рисунках 4.1 – 4.4 відповідно.

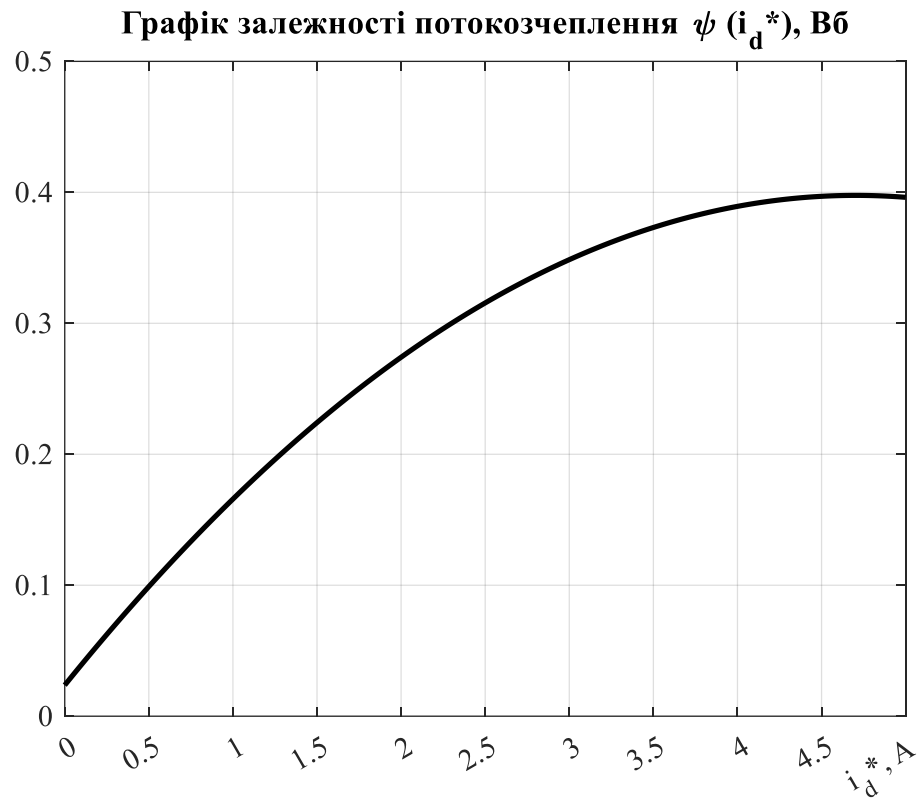


Рисунок 4.1 – Графік залежності потокозчеплення від заданого струму по осі d

$$\psi(i_d^*)$$

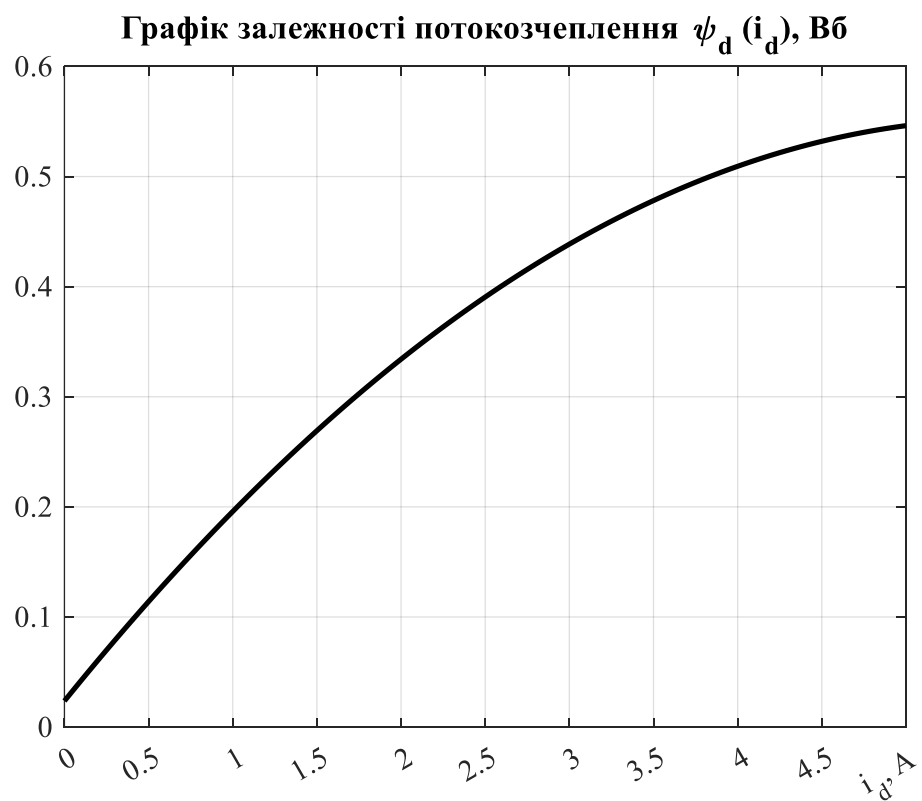


Рисунок 4.2 – Графік залежності потокозчеплення по осі d від струму по осі d

$$\psi_d(i_d)$$

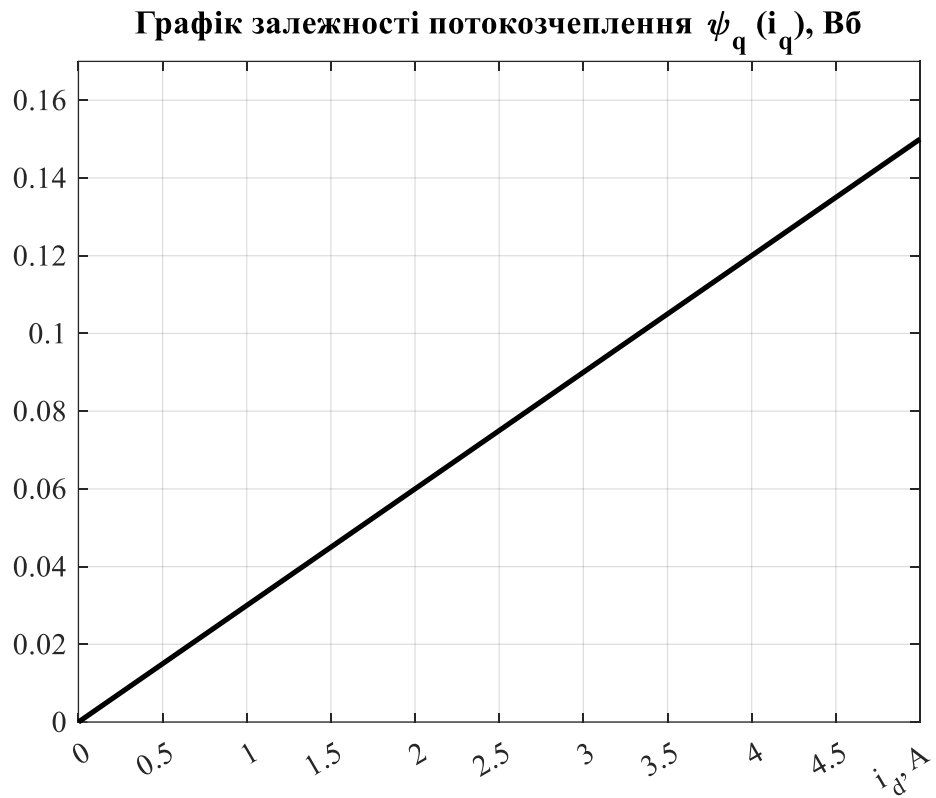


Рисунок 4.3 – Графік залежності потокозчеплення по осі q від струму по осі q

$$\psi_q(i_q)$$

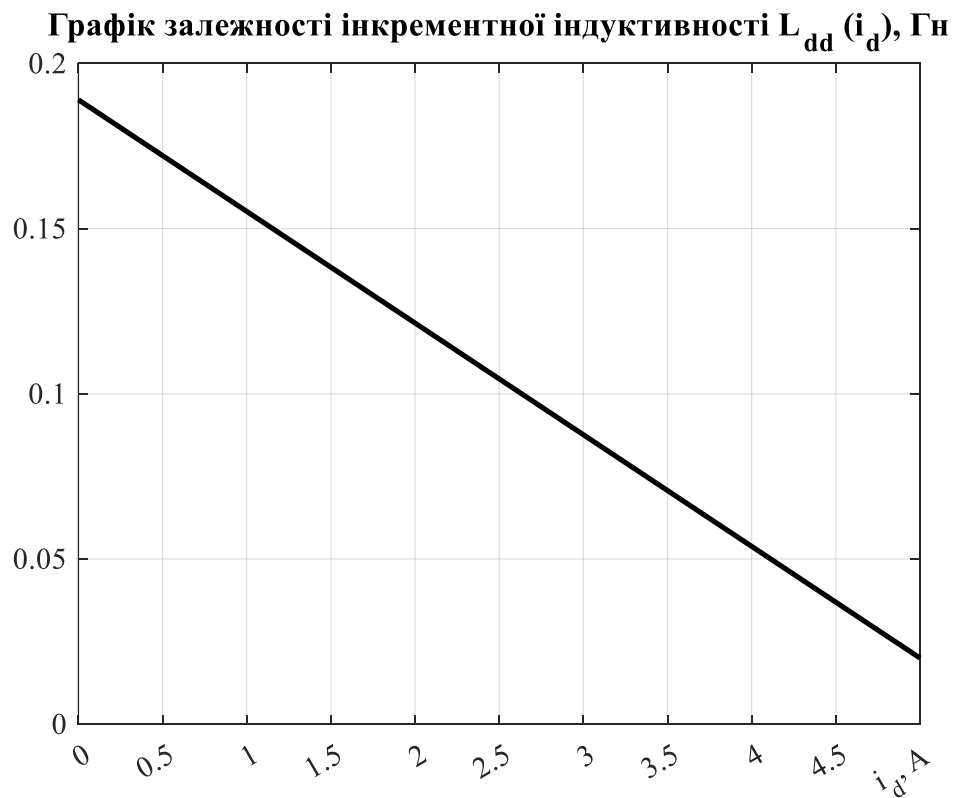


Рисунок 4.4 – Графік залежності інкрементної індуктивності по осі d від струму

по осі d $L_{dd}(i_d)$

4.1.3 Визначення параметрів двигуна

Параметри двигуна, відповідно до додатку А, записуються в програмі в явному вигляді наступним чином:

$$R=2$$

$$p_n=2$$

$$L_q=0.03$$

$$\mu=0$$

$$\mu_1=1.5 \cdot p_n$$

$$\mu=\mu_1/J$$

$$J=0.002 \cdot 2 \cdot 2$$

Як можна побачити, в програмі прийнятий коефіцієнт вязкого тертя рівним нулю, для спрощення опису динамічних процесів в двигуні, при моделюванні систем керування. Момент інерції прийнятий двократний номінальний, для моделювання механічної системи, котра виступає в ролі навантаження. Також прописані значення для обчислення сталих коефіцієнтів μ_1 – μ_1 та μ – μ , котрі будуть використані в рівняннях регуляторів.

4.1.4 Формування траєкторій заданих величин струму по осі d та заданого моменту

Сформуємо траєкторії для заданого моменту та струму по осі d.

"Load torque

$$T_l=0$$

"Traject of torque

$$dTrqr = \text{if } t < 0.55 \text{ then } 0 \text{ else } dTrqr11$$

$$dTrqr11 = \text{if } t < 0.65 \text{ then } 40 \text{ else } dTrqr1$$

```

dTrqr1=if t<0.85 then 0 else dTrqr2
dTrqr2=if t<0.95 then -40 else dTrqr3
dTrqr3=if t<1.5 then 0 else dTrqr4
dTrqr4=if t<1.6 then -40 else dTrqr5
dTrqr5=if t<1.8 then 0 else dTrqr6
dTrqr6=if t<1.9 then 40 else 0

```

"Traject of idr

```

id_r = if t<0.5 then 8*t else idr1
idr1 = if t<1 then 4 else idr2
idr2 = if t<1.25 then 4-8*(t-1) else 2

```

```

didr = if t<0.5 then 8 else didr1
didr1 = if t<1 then 0 else didr2
didr2 = if t<1.25 then -8 else 0

```

Заданий момент навантаження нульовий, з огляду на те що алгоритмом керування моментом не передбачена компенсація моменту навантаження.

Формування траєкторій відбувається за допомогою умовних операторів, які в потрібний визначений момент часу змінюють значення відповідних змінних. Графіки сформованих траєкторій заданого моменту T^* та струму по осі $d i_d^*$ зображено на рисунках 4.5 та 4.6 відповідно.

4.1.5 Опис рівнянь регулятора моменту

Рівняння регулятора моменту у відповідності до формул (3.5), (3.9) описані в програмі наступним чином:

"Trq controller

```

iqr1=Trqr/(mu1*psdr)
diqr=dTrqr/(mu1*psdr)

```

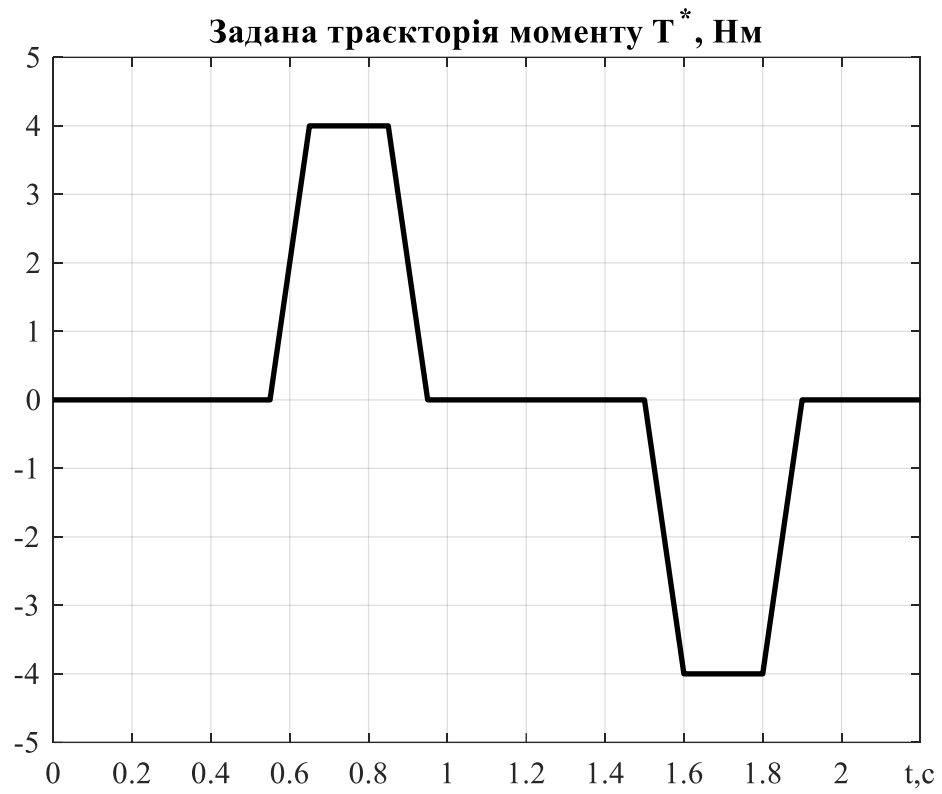


Рисунок 4.5 – Графік траєкторії заданого моменту $T^*(t)$



Рисунок 4.6 – Графік траєкторії заданого струму по осі d $i_d^*(t)$

Слід зазначити, що в програмі також передбачене обмеження по струму статора, яке враховує реальні обмеження двигуна та частотного перетворювача.

"current limitations

$$i_{qr} = \min(\max(i_{qr1}, -I_{qm}), I_{qm})$$

$$I_{qm} = \sqrt{I_m^2 - i_d^2}$$

$$I_m = 5.6 \cdot 2$$

$$i_{dr} = \min(\max(i_{dr1}, -i_{dmax}), i_{dmax})$$

$$i_{dmax} = 4$$

де $i_{qr} - i_q^*$ – заданий струм по осі q, i_{qr1} – заданий струм по осі q, який формується у відповідності до формули (3.5), без врахування обмежень по струму, I_{qm} – $i_{q_max} = \sqrt{i_{max}^2 - i_d^2}$ – максимальне значення струму по осі q, котре може бути сформоване враховуючи обмеження по модулю струму i_{max} та наявність сформованого струму по осі в – i_d , який в загальному випадку не заходить в обмеження через власне обмеження по заданому струму i_{dmax} , $I_m - i_{max}$ – обмеження модуля струму, $i_{dr} - i_d^*$ – заданий струм по осі d, з урахуванням обмежень i_{d_max} , i_{dmax} – i_{d_max} – обмеження максимального струму по осі d.

В даному випадку прийняте значення обмеження модуля струму на рівні двократного номінального струму обмотки статора двигуна, параметри якого приведені в додатку А, обмеження максимального струму по осі d прийняте на рівні 4А.

4.1.6 Опис рівнянь регуляторів струму

Рівняння регуляторів струму записані до моделюючої програми у відповідності до рівнянь (3.11) та (3.13).

"d-q-current controllers

$$ud1=R*idr-psq*pn*w+Lde*(didr-ki*idd-yd)$$

$$dyd=kii*idd$$

$$uq1=R*iqr+psd*pn*w+Lq*(diqr-ki*iqd-yq)$$

$$dyq=kii*iqd*k$$

$$k = \text{if } \text{abs}(uq1) < U_{qm} \text{ then } 1 \text{ else } 0$$

Крім того, до програми додані обмеження по напрузі, які враховують реальні обмеження по напрузі частотного перетворювача та двигуна. У випадку коли модуль напруги перевищує обмеження, інтегральна складова регулятора струму по осі q , стає рівною нулю, що запобігає подальшому зростанню напруги по даній осі, і як наслідок модуля напруги.

"voltage limitations

$$ud = \min(\max(ud1, -U_m), U_m)$$

$$uq = \min(\max(uq1, -U_{qm}), U_{qm})$$

$$U_{qm} = \sqrt{U_m * U_m - ud * ud}$$

$$U_m = 310$$

де ud – u_d – значення напруги по осі d , яке розраховується за виразом (3.13) та враховує обмеження по максимальному амплітудному значенню модуля напруги $u_{\max}$, зазвичай, так само як і для випадку із обмеження струму по даній осі, напруга по осі d не заходить в обмеження, uq – u_q – значення напруги по осі q , яке розраховується за виразом (3.11) та враховує обмеження по максимальній напрузі u_{q_max} , $U_{qm} - u_{q_max} = \sqrt{u_{\max}^2 - u_d^2}$ – максимальне значення напруги по осі q , котре може бути сформоване враховуючи наявність напруги по осі d та максимального значення напруги, яке може сформувати на виході трифазний частотний перетворювач, $U_m - u_{\max}$ – обмеження модуля напруги.

В даному випадку прийняте значення обмеження модуля струму трохи нижче від реального значення амплітудної напруги, яку на виході може сформувати трифазний частотний перетворювач.

4.1.7 Визначення похибок відпрацювання моменту та струмів

Похибки відпрацювання заданих струмів по осям d та q , а також похибка відпрацювання заданого моменту описані в програмі наступним чином:

"Current errors

$idd=id-idr$

$iqd=iq-iqr$

"Trq error

$Trqd = Trqr - Trq$

де $idd = \tilde{i}_d = i_d - i_d^*$ – похибка відпрацювання заданого струму по осі d , $iqd = \tilde{i}_q = i_q - i_q^*$ – похибка відпрацювання заданого струму по осі q , $Trqd = \tilde{T} = T - T^*$ – похибка відпрацювання заданого моменту.

4.1.8 Визначення коефіцієнтів налаштувань регуляторів

Для системи керування моментом передбачене налаштування регуляторів струму по обом осям: для пропорційної складової регулятора $k_i = 900$, для інте-

гральної складової $k_{ii} = \frac{k_i^2}{2}$.

В програмі налаштування коефіцієнтів регулятора описані наступним чином:

"Controller's parameters

$ki=900$

$$k_{ii}=k_i*k_i/2$$

4.1.9 Визначення додаткових змінних

Для дослідження динамічних процесів при моделюванні також проводиться обрахунок наступних величин: струмів та напруг в системі координат а-в (i_a, i_b, u_a, u_b) за прямим перетворенням координат (перетворення Парка-Горьєва), обрахунок модулів струму та напруги статора та потокозчеплення ротора (I, U), а також розрахунок механічної, активної та реактивної електричних потужностей (P_m, P_a, P_r).

"Transformed variables

$$i_a = i_d \cdot \cos(pn \cdot tet) - i_q \cdot \sin(pn \cdot tet)$$

$$i_b = i_d \cdot \sin(pn \cdot tet) + i_q \cdot \cos(pn \cdot tet)$$

$$u_a = u_d \cdot \cos(pn \cdot tet) - u_q \cdot \sin(pn \cdot tet)$$

$$u_b = u_d \cdot \sin(pn \cdot tet) + u_q \cdot \cos(pn \cdot tet)$$

"Modulus of current and voltage and ps

$$I = \sqrt{i_a^2 + i_b^2}$$

$$U = \sqrt{u_a^2 + u_b^2}$$

"Power

$$P_m = T_r q \cdot w$$

$$P_a = 3 \cdot (u_a \cdot i_a + u_b \cdot i_b) / 2$$

$$P_r = 3 \cdot (u_a \cdot i_b - u_b \cdot i_a) / 2$$

де $i_a - i_a = i_d \cos(p_n \theta) - i_q \sin(p_n \theta)$ – струм по осі а в системі координат статора,
 $i_b - i_b = i_d \sin(p_n \theta) + i_q \cos(p_n \theta)$ – струм по осі b в системі координат статора,
 $u_a - u_a = u_d \cos(p_n \theta) - u_q \sin(p_n \theta)$ – напруга по осі а в системі координат статора,
 $u_b - u_b = u_d \sin(p_n \theta) + u_q \cos(p_n \theta)$ – напруга по осі b в системі координат статора,
 $I = \sqrt{i_a^2 + i_b^2}$ – модуль струму статора, $U = \sqrt{u_a^2 + u_b^2}$ – модуль напруги статора,
 $P_m - P_m = T\omega$ – механічна потужність двигуна, $P_a - P_a = \frac{3}{2}(u_a i_a + u_b i_b)$ – активна
 потужність двигуна, $P_r - P_r = \frac{3}{2}(u_a i_b - u_b i_a)$ – реактивна потужність двигуна.

Повний текст програми занесений до додатку Б, зміст макросу для програмного середовища SIMNON, для моделювання описаної програми занесений до додатку В.

4.2 Розробка програми для дослідження роботи системи керування кутовою швидкістю

4.2.1 Оголошення змінних

Розділ оголошення змінних для системи керування кутовою швидкістю майже повністю співпадає з описаним в підпункті 4.1.1 розділом для керування моментом. Різниця полягає в тому що відсутня змінна заданого моменту T_{rqr} , а також додалися змінні заданої швидкості w_t та оціненого моменту навантаження T_{lo} . Текст даної частини програми наведений нижче.

```
continuous system mt
state w tet wr Tlo
state id iq yd yq
der dw dtet dwr dTlo
der did diq dyd dyq
time t
```


zero=0

де $w_r - \omega^*$ – завдання на відпрацювання кутової швидкості, $T_{lo} - \hat{T}_1$.

Опис математичної моделі двигуна, а також задані параметри двигуна залишаються незмінними, тому використовується тест програми описаний в пунктах 4.1.2 та 4.1.3 відповідно

4.2.2 Формування траєкторій заданої кутової швидкості та моменту статичного навантаження

Текст програми для формування траєкторії заданого струму по осі d, повністю повторює текст із підпункту 4.1.4, тому, в описі програми дана частина пропущена.

"Load torque

Tl= if t<0.6 then 0 else tl1

tl1=if t<0.8 then 5 else tl2

tl2=if t<1.55 then 0 else tl3

tl3=if t<1.75 then -5 else 0

"Speed reference

dwr=al

wrmax=200

ka=0.25

tex=1

ta=0.5

t1=tex+ta*ka

t2=t1+(ta-2*ta*ka)

$$t3 = t_{ex} + t_a$$

$$dacs = w_{rmax} / (k_a * t_a * k_a * t_a + k_a * t_a * (t_a - 2 * k_a * t_a))$$

$$acs = dacs * t_a * k_a$$

$$all = \text{if } t > t_{ex} \text{ and } t < t_1 \text{ then } 2 * dacs \text{ else } all_1$$

$$all_1 = \text{if } t < t_2 \text{ then } 0 \text{ else } all_2$$

$$all_2 = \text{if } t < t_3 \text{ then } -2 * dacs \text{ else } 0$$

$$a_l = \text{if } t < t_{ex} \text{ then } 0 \text{ else } a_{l0}$$

$$a_{l0} = \text{if } t > t_{ex} \text{ and } t < t_1 \text{ then } dacs * (t - t_{ex}) \text{ else } a_{l1}$$

$$a_{l1} = \text{if } t < t_2 \text{ then } acs \text{ else } a_{l2}$$

$$a_{l2} = \text{if } t < t_3 \text{ then } acs - dacs * (t - t_2) \text{ else } 0$$

де w_{rmax} – кінцева швидкість, до якої має розігнатись двигун, t_{ex} – час в секундах початку процесу розгону, t_a – час за який виконатись розгін до заданої швидкості (час який діє прискорення), k_a – частина часу, від часу прискорення, з постійним ривком (не може бути більшою за 0.5), $dacs$ – значення максимального ривка, acs – значення максимального прискорення, all – значення заданого ривка, a_l – значення прискорення.

Формування траєкторій відбувається за допомогою умовних операторів, які в потрібний визначений момент часу змінюють значення відповідних змінних. Графіки сформованих траєкторій моменту навантаження та заданої швидкості зображено на рисунках 4.7 та 4.8 відповідно.

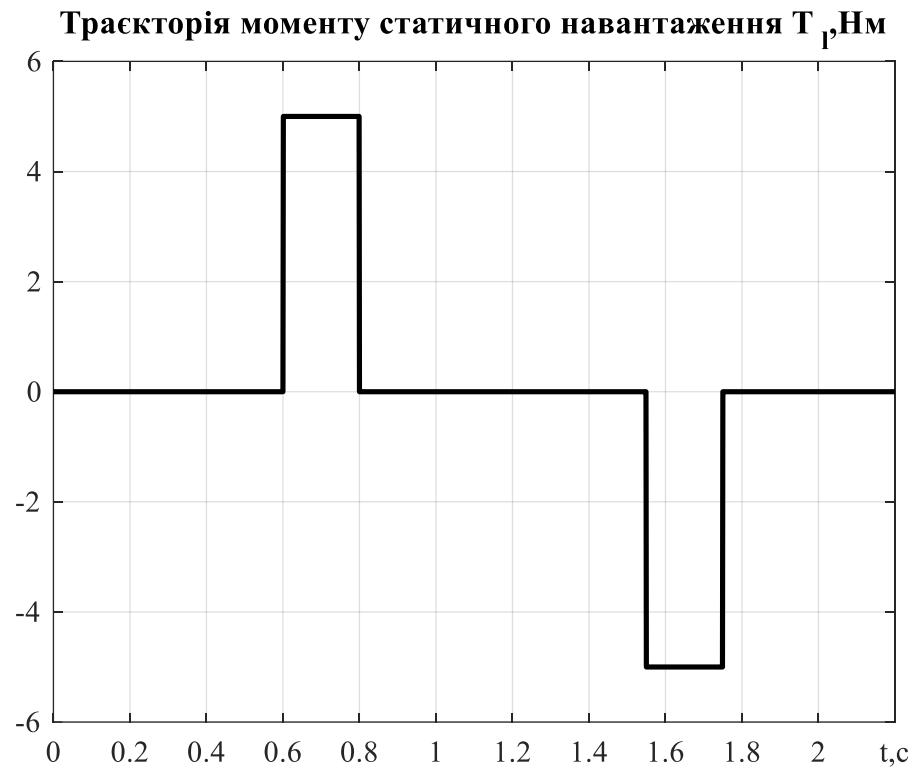


Рисунок 4.7 – Графік траєкторії моменту статичного навантаження $T_l(t)$



Рисунок 4.8 – Графік траєкторії заданої швидкості $\omega^*(t)$

4.2.3 Опис рівнянь регулятора швидкості

Рівняння регулятора швидкості у відповідності до рівнянь (3.20) описані в програмі наступним чином:

```
"speed controller
```

```
iqr1 = (-kw *ew+Tlo+al)/(mu*psdr)
```

```
dTlo = -kwi*ew
```

Також враховується обмеження по струму статора, що враховує реальні обмеження двигуна та частотного перетворювача, аналогічно тим які описані в підпункті 4.1.5.

4.2.4 Опис рівнянь регуляторів струму

Текст програми для опису рівняння регулятора струму по осі d співпадає з раніше описаним з підпункту 4.1.6, тому дана частина тексту моделюючої програми відсутня. Текст для опису рівняння регулятора струму по осі q записані до моделюючої програми у відповідності до рівнянь (3.23) та записується наступним чином:

```
uq1 = R*iqr+w*pn*Psd+Lq*(-ki*iqd+yq)
```

```
dyq =-kii*iqd*k
```

Крім того, до програми додані обмеження по напрузі, які враховують реальні обмеження по напрузі частотного перетворювача та двигуна, аналогічно як це описано в підпункті 4.1.6.

4.2.5 Визначення похибок відпрацювання швидкості та оцінки моменту навантаження

Похибки відпрацювання заданих струмів по осям d та q в програмі описуються аналогічним чином, як це зроблено в підпункті 4.1.7, тому текст цієї частини програми в даному підпункті відсутній. Похибка відпрацювання заданої

кутової швидкості та оцінки моменту статичного навантаження описані в програмі наступним чином:

"speed error

$$ew = w - wt$$

"load estimation error

$$eTl = Tl/J - Tlo$$

де $ew = \tilde{\omega} = \omega - \omega^*$ – похибка відпрацювання заданої швидкості, $eTl = \tilde{T}_l = \frac{T_l}{J} - \hat{T}_l$ – похибка оцінювання моменту статичного навантаження.

4.2.6 Визначення коефіцієнтів налаштувань регуляторів

Для системи керування кутовою швидкістю передбачене налаштування регуляторів струму по обох осях, аналогічне до налаштувань в системі керування моментом з підпункту 4.1.8. Налаштування регулятора швидкості для пропорційної складової регулятора $k_{\omega} = 120$, для інтегральної складової $k_{\omega i} = \frac{k_{\omega}^2}{2}$.

В програмі налаштування коефіцієнтів регулятора швидкості описані наступним чином:

$$kw = 120$$

$$kwi = kw * kw / 2$$

Частина програми для визначення додаткових змінних, аналогічна за текстом програми та його описом до такої із підпункту 4.1.9.

Повний текст моделюючої програми системи керування кутовою швидкістю синхронного реактивного двигуна занесено до додатку Г, макрос для відпрацювання моделюючої програми занесений до додатку Д.

4.3 Розробка програми для дослідження роботи системи керування кутовою швидкістю з режимом ослаблення поля

Додатково до основної моделюючої програми по дослідженню динаміки системи керування кутовою швидкістю, було розроблено додаткову моделюючу програму, яка включає модифікації в частинах формування заданих траєкторій (підпункт 4.2.2).

При моделюванні системи керування кутою швидкістю, з режимом ослаблення поля, задані траєкторії моменту статичного навантаження, заданої швидкості та заданого струму по осі d описуються наступним чином:

```
"Speed reference
```

```
dwr=al
```

```
wrmax=200
```

```
ka=0.25
```

```
tex=0.7
```

```
ta=0.5
```

```
t1=tex+ta*ka
```

```
t2=t1+(ta-2*ta*ka)
```

```
t3=tex+ta
```

```
dacs=wrmax/(ka*ta*ka*ta+ka*ta*(ta-2*ka*ta))
```

```
acs=dacs*ta*ka
```

```
all =if t>tex and t<t1 then 2*dacs else all1
```

```
all1=if t<t2 then 0 else all2
```

```
all2=if t<t3 then -2*dacs else all_fw "
```

al= if $t < t_{\text{ex}}$ then 0 else al0

al0=if $t > t_{\text{ex}}$ and $t < t_1$ then $dacs \cdot (t - t_{\text{ex}})$ else al1

al1=if $t < t_2$ then acs else al2

al2=if $t < t_3$ then $acs - dacs \cdot (t - t_2)$ else al_fw

"w reference for field-weakening with w above 200 rads

all_fw = if $t > t_{\text{fw}} + t_{\text{ex}}$ and $t < t_{\text{fw}} + t_1$ then $w_{\text{fw}} \cdot dacs$ else all1_

all1_ = if $t < t_{\text{fw}} + t_2$ then 0 else all2_

all2_ = if $t < t_{\text{fw}} + t_3$ then $-w_{\text{fw}} \cdot dacs$ else 0

al_fw = if $t < t_{\text{fw}} + t_{\text{ex}}$ then 0 else al0_

al0_ = if $t > t_{\text{fw}} + t_{\text{ex}}$ and $t < t_{\text{fw}} + t_1$ then $w_{\text{fw}} \cdot dacs \cdot (t - t_{\text{fw}} - t_{\text{ex}})$ else al1_

al1_ = if $t < t_{\text{fw}} + t_2$ then $w_{\text{fw}} \cdot acs$ else al2_

al2_ = if $t < t_{\text{fw}} + t_3$ then $w_{\text{fw}} \cdot (acs - dacs \cdot (t - t_{\text{fw}} - t_2))$ else al31_

"for return from field-weakening

al31_ = if $t < 1 + t_{\text{fw}} + t_{\text{ex}}$ then 0 else al3_

al3_ = if $t > 1 + t_{\text{fw}} + t_{\text{ex}}$ and $t < 1 + t_{\text{fw}} + t_1$ then $-dacs \cdot (t - 1 - t_{\text{fw}} - t_{\text{ex}})$ else al4_

al4_ = if $t < 1 + t_{\text{fw}} + t_2$ then $-w_{\text{fw}} \cdot acs$ else al5_

al5_ = if $t < 1 + t_{\text{fw}} + t_3$ then $w_{\text{fw}} \cdot (-acs + dacs \cdot (t - t_{\text{fw}} - t_2 - 1))$ else 0

$w_{\text{fw}} = 1$ "ratio between $w_{\text{rmax}} = 200$ rads and maximal required w

$t_{\text{fw}} = 1$ "accelration time for field-weak. (+1 sec)

id_r = if $t < 0.5$ then $8 \cdot t$ else idr1

idr1 = if $t < 1$ then 4 else idr_fw

didr = if $t < 0.5$ then 8 else 0

"id reference for field-weakening type 1 - open-loop

idr_fw = if kf < 2 then idr_fw1 else idr_fw2

idr_fw1 = if t > (1+tex) and abs(wr) < abs(w1) then 4 else idr_f
 idr_f = 4*w1/(((abs(wr)+0.01)))

w1 = 205 "threshold when we start to lower idr

"Back-EMF based field-weakening - 2 (closed-loop)

"measured EMF

EMF = w*pn*sqrt(psd*psd+psq*psq)

"EMF threshold

Eref = 220

"error

Ed = if t > tex + t_fw then (Eref - EMF) else 0

"integral of error is used as idr

dz = Ed

z:4

idr_fw2 = min(max(z, idmin), idmax)

idmin = 1

"choose field-weakening type: 1 - open-loop, 2 - closed-loop

kf = 1

Опишемо окремі частини програми.

"Speed reference – в даній частині програми виконується розгін до швидкості 200 рад/с з номінальним значенням потокозчеплення.

"w reference for field-weakening with w above 200 rads – в цій частині програми описаний процес розгону двигуна з режимом ослаблення поля із значенням заданої кутової швидкості понад 200 рад/с.

"for return from field-weakening – дана частина програми містить в собі завдання траєкторії кутової швидкості, для гальмування двигуна до виходу з режиму ослаблення поля. Значення змінної w_{fw} вказує на те на скільки значення кінцевої швидкості двигуна буде більше відносно швидкості до режиму ослаблення поля ($1=100\%$). Значення t_{fw} вказує на час в секундах, який вказує на затримку увімкнення режиму ослаблення поля після розгону до початкової швидкості 200 рад/с. Далі задається траєкторія заданого струму по осі d, до режиму ослаблення поля.

"id reference for field-weakening type 1 - open-loop – дана частина програми містить алгоритм формування заданого струму по осі d, в режимі ослаблення поля, коли струм регулюється оберненопропорційно до траєкторії заданої швидкості. Регулювання заданого струму починається із значення заданої швидкості яка визначається змінною $w1$.

"Back-EMF based field-weakening - 2 (closed-loop) – частина програми яка містить алгоритм керування струмом на основі визначення модуля проти-ЕРС двигуна.

"measured EMF – в даній частині проводиться розрахунок модуля проти-ЕРС двигуна за виразом $E = \omega p_n \sqrt{\psi_d^2(i_d) + \psi_q^2(i_q)}$.

"EMF threshold – в даній частині задається порогове значення модуля проти-ЕРС.

"error – в цій частині програми розраховується помилка проти-ЕРС за виразом $\tilde{E} = E^* - E$, враховуючи початковий момент часу, для режиму ослаблення поля

"integral of error is used as i_{dr} – текст даної частини програми формує заданий струм по осі d як інтеграл від помилки проти-ЕРС.

В частині програми "choose field-weakening type: 1 - open-loop, 2 - closed-loop за допомогою коефіцієнту k_f визначається за яким із алгоритмів формуватиметься заданий струм по осі d , в режимі ослаблення поля.

В усьому іншому моделююча програма повністю повторює програму для дослідження роботи системи керування кутовою швидкістю з пункту 4.2.

Повний текст програми занесений до додатку Е, макрос для відпрацювання моделюючої програми занесений до додатку Є.

4.4 Розробка програми для дослідження роботи системи керування кутовим положенням

4.4.1 Оголошення змінних

Розділ оголошення змінних для системи керування кутовим положенням майже повністю співпадає з описаним в підпункті 4.2.1 розділом для керування швидкістю. Різниця полягає в тому що додалися змінні заданого положення $tetr$ заданої швидкості wrr , яка є першою похідною від заданого положення, та заданого прискорення $aclr$, яке є другою похідною від заданого положення. Текст даної частини програми наведений нижче.

```
continuous system mt
```

```
state w tet Tlo
```

```
state id iq yd yq
```

```
state tetr wrr aclr
```

```
der dw dtet dTlo
```

```
der did diq dyd dyq
```

```
der dtetr dwrr daclr
```

```
time t
```

```
zero=0
```

де $tetr = \theta^*$ – завдання на відпрацювання кутового положення, $wtr = \dot{\theta}^*$ – задана траєкторія першої похідної від заданого положення, $aclr = \ddot{\theta}^*$ – задана траєкторія другої похідної від заданого положення.

Опис математичної моделі двигуна, а також задані параметри двигуна залишаються незмінними, тому використовується тест програми описаний в пунктах 4.1.2 та 4.1.3 відповідно

4.4.2 Формування траєкторій заданого положення та моменту статичного навантаження

Текст програми для формування траєкторії заданого струму по осі d, повністю повторює текст із підпункту 4.1.4, тому, в описі програми дана частина пропущена.

"Load torque

```
Tl= if t<0.6 then 0 else t11
t11=if t<0.8 then 5 else t12
t12=if t<1.55 then 0 else t13
t13=if t<1.75 then -5 else t14
t14= if t<2.2 then 0 else t15
t15=if t<2.5 then 5 else 0
```

"references

"Traject of position

```
dtetr = wr
dwrr = aclr
ddtetr=aclr
dddetr=alr
daclr = alr
```

```

alr=if t<tpoch_r then 0 else alr11
alr11=if t<tpoch_r+tr then rmax else alr2
alr2=if t<tpoch_r+tr+ta then 0 else alr3
alr3=if t<tpoch_r+2*tr+ta then -rmax else alr4
alr4=if t<tpoch_r+2*tr+ta+tw then 0 else alr5
alr5= if t<tpoch_r+3*tr+ta+tw then -rmax else alr6
alr6= if t<tpoch_r+3*tr+2*ta+tw then 0 else alr7
alr7= if t<tpoch_r+4*tr+2*ta+tw then rmax else 0

```

tw = (tetamax-2*rmax*tr*(tr*tr+1.5*tr*ta+0.5*ta*ta))/wmax "time of constant speed

ta= wmax/amax-tr "time of constant acceleration

tr=amax/rmax "time of constant jerk

tetamax = 120 "final value of position

wmax = 157 "final value of speed

amax = 1570/2 "final value of acceleration

rmax = 8e3 "final value of jerk

tpoch_r=1

де tetamax – кінцеве значення кутового положення, wmax – обмеження першої похідної від заданого кутового положення, amax – обмеження другої похідної від заданого кутового положення, gmax – обмеження третьої похідної від заданого кутового положення.

Формування траєкторій відбувається за допомогою умовних операторів, які в потрібний визначений момент часу змінюють значення відповідних змінних. Графіки сформованих траєкторій моменту навантаження та заданого положення зображено на рисунках 4.9 та 4.10 відповідно.

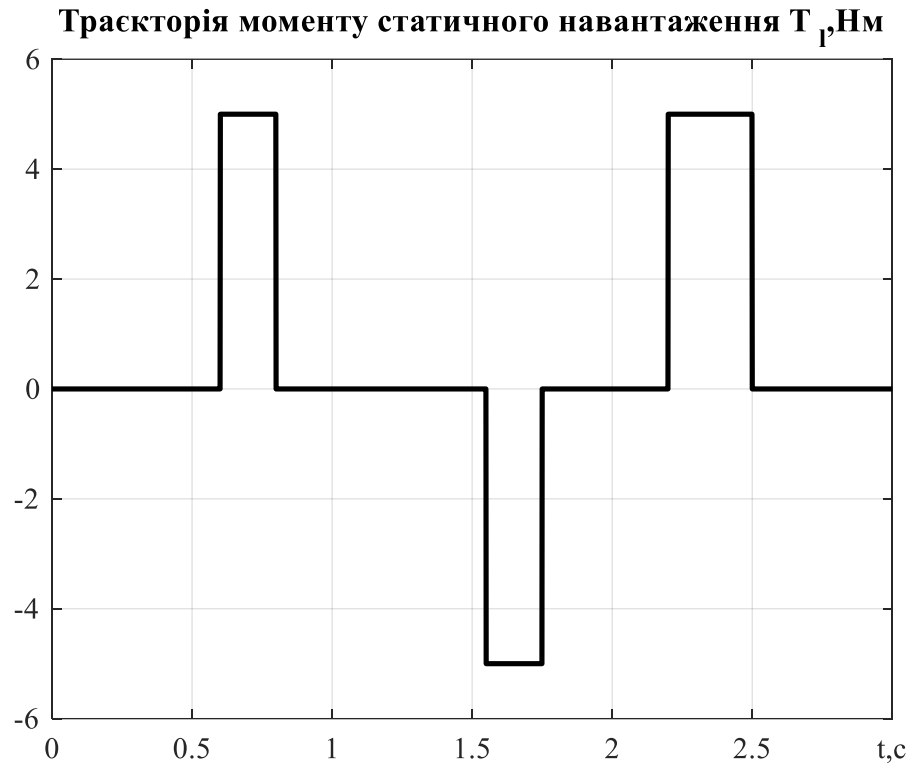


Рисунок 4.9 – Графік траєкторії моменту статичного навантаження $T_l(t)$

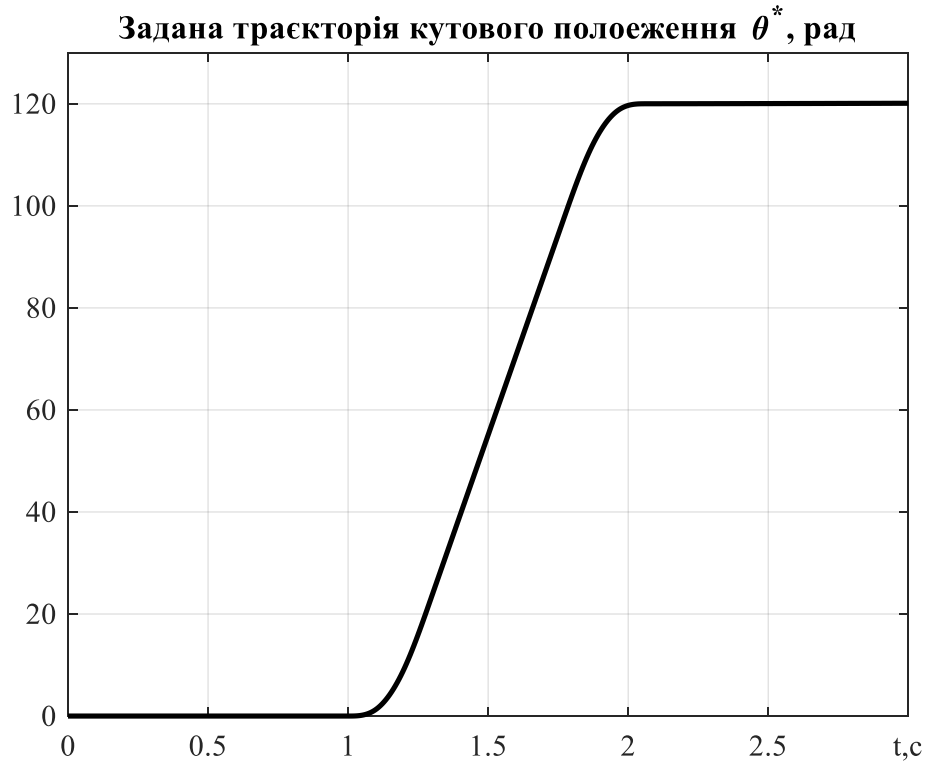


Рисунок 4.10 – Графік траєкторії заданої швидкості $\theta^*(t)$

4.4.3 Опис рівнянь регулятора положення

Рівняння регулятора положення у відповідності до рівняння (3.27) описане в програмі наступним чином:

"Position controller

$$w_r = dT_{et} - kT_{et} * e_{Tet}$$

4.4.4 Опис рівнянь регулятора швидкості

Рівняння регулятора положення у відповідності до виразів (3.30) описані в програмі наступним чином:

$$i_{qr1} = -(k_w + k_{tet}) * e_w + T_{lo} + a_{clr} + k_{tet} * k_{tet} * e_{tet} / (\mu * \psi_{sdr})$$

$$dT_{lo} = -k_{wi} * e_w$$

Також враховується обмеження по струму статора, що враховує реальні обмеження двигуна та частотного перетворювача, аналогічно тим які описані в підпункті 4.1.5.

Рівняння регуляторів струму та обмеження по напрузі в даній моделюючій програмі описані аналогічно, як це було зроблено для програми керування кутовою швидкістю в підпункті 4.2.4.

4.4.5 Визначення похибки кутового положення

Похибки відпрацювання заданих струмів по осям d та q в програмі описуються аналогічним чином, як це зроблено в підпункті 4.1.7, похибка відпрацювання заданої кутової швидкості та оцінки моменту статичного навантаження описані в аналогічно, як це виконано в підпункті 4.2.5, тому текст цієї частини програми в даному підпункті відсутній. Похибка відпрацювання заданої траєкторії кутового положення описана в тексті моделюючої програми наступним чином:

"Position error

$$e_{tet} = \theta - \theta^* - \theta_{tr}$$

де $e_{tet} = \theta - \theta^* - \theta_{tr}$ – похибка відпрацювання заданої швидкості.

4.4.6 Визначення коефіцієнтів налаштувань регуляторів

Для системи керування кутовою швидкістю передбачене налаштування регуляторів струму по обох осях, аналогічне до налаштувань в системі керування моментом з підпункту 4.1.8. Налаштування регулятора швидкості таке ж саме як і для системи керування кутовою швидкістю із підпункту 4.2.6. Налаштування пропорційного коефіцієнту регулятора положення задане наступне $k_{\theta} = 50$.

В програмі налаштування коефіцієнту регулятора положення описане наступним чином:

$$k_{Tet} = 50$$

Частина програми для визначення додаткових змінних, аналогічна за текстом програми та його описом до такої із підпункту 4.1.9.

Повний текст моделюючої програми системи керування кутовою швидкістю синхронного реактивного двигуна занесено до додатку Ж, а макрос для проведення моделювання записаний до додатку З.

Висновки за розділом

В даному розділі написані моделюючі програми для дослідження динамічних характеристик систем керування кутовою швидкістю кутовим положенням та моментом синхронного реактивного двигуна.

Розроблені програми містять підпрограми для формування траєкторій заданих величин моменту, кутової швидкості, моменту статичного навантаження кутового положення, струму по осі d, підпрограми які включають рівняння регуляторів кутового положення кутової швидкості, моменту, регулятори струмів по відповідних осях. Представлені підпрограми обчислення похибок відпрацювання відповідних змінних, а також підпрограми для обрахунку додаткових

змінних, які не беруть участі в процесі керування, але є необхідними для показання окремих показників якості системи керування.

Всі розроблені програми містять в собі обрахунок обмежень по напрузі та струмів, котрі враховують реальні обмеження двигуна та частотного перетворювача.

Також було розроблено модифіковану моделюючу програму для керування кутовою швидкістю, яка включає режим ослаблення поля за двома алгоритмами.

Всі розроблені програми є працюючими та дозволяють виконувати необхідні користувачеві дослідження динамічних характеристик систем керування, при внесенні необхідних змін до підпрограм формування траєкторій заданих величин, у відповідності потрібної послідовності керування.

5 ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІКИ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ, КУТОВОЮ ШВИДКІСТЮ ТА КУТОВИМ ПОЛОЖЕННЯМ СИНХРОННОГО РЕАКТИВНОГО ДВИГУНА

В даному розділі проводиться дослідження динаміки відпрацювання вихідних координат систем керування механічними координатами синхронного реактивного двигуна, у відповідності до алгоритмів розроблених в розділі 3, за використання моделюючих програм описаних у розділі 4 даної роботи.

5.1 Дослідження динаміки системи керування моментом

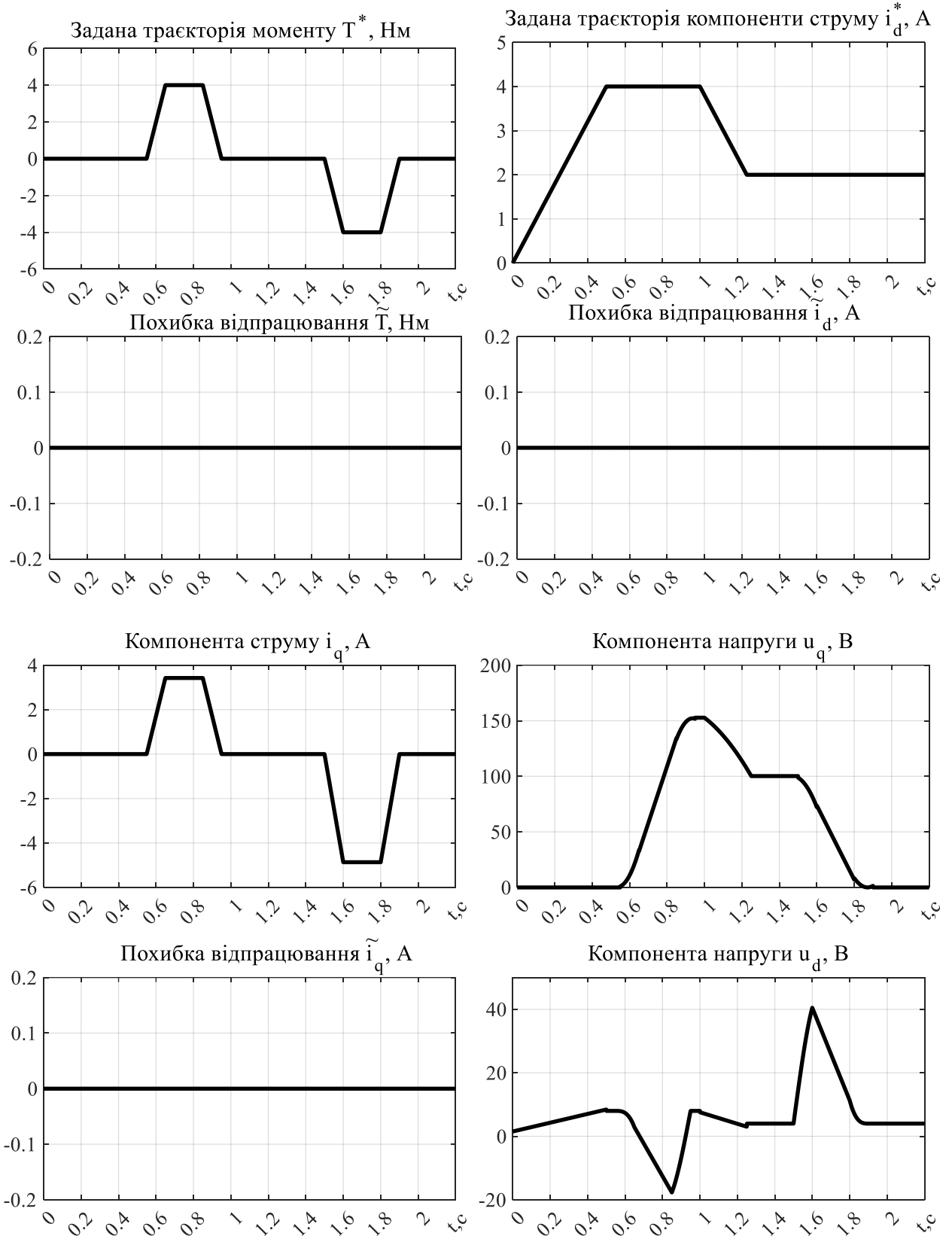
Для дослідження динаміки системи керування моментом сформулюємо наступну послідовність керування:

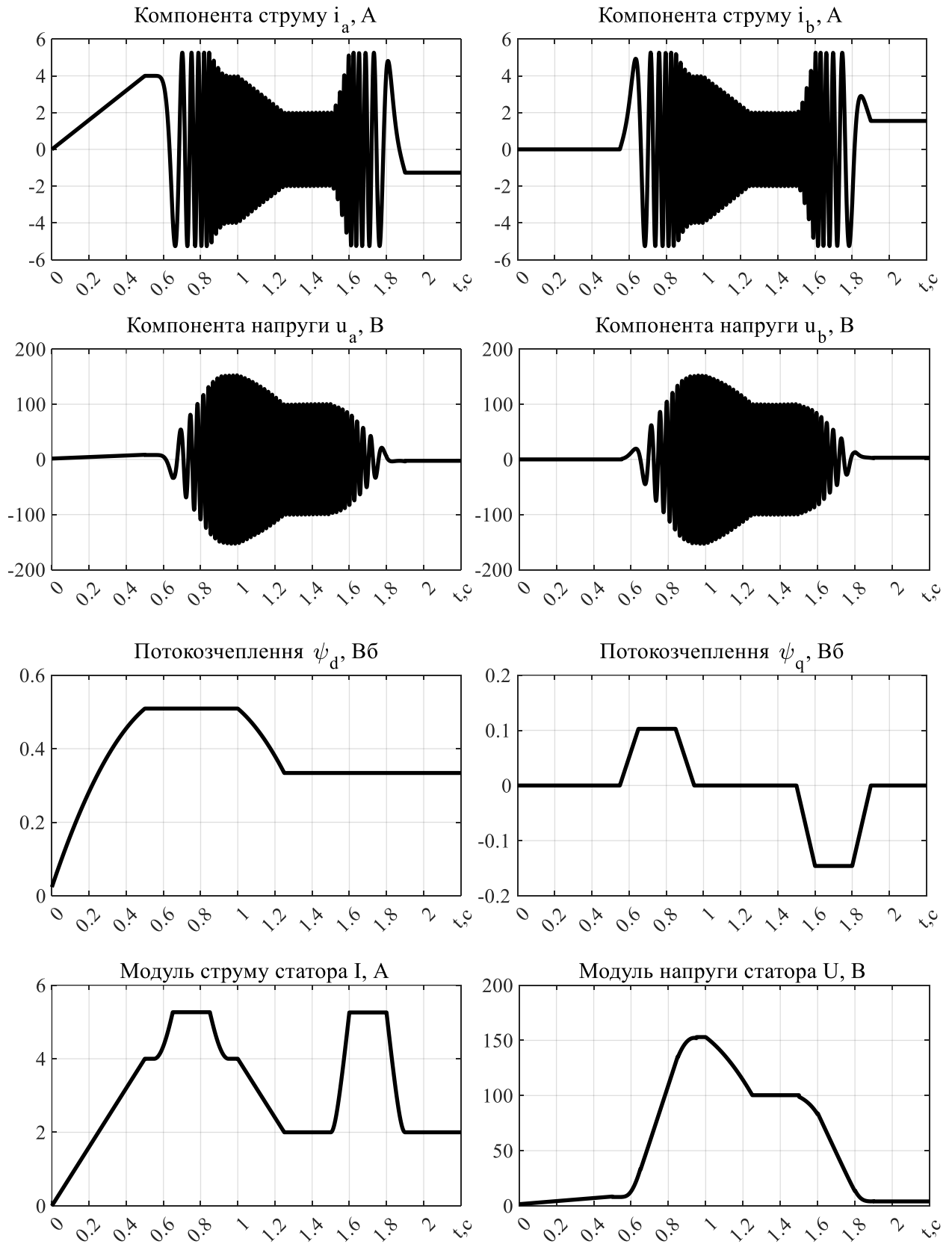
1. Завдання на відпрацювання заданого струму по осі d i_d^* : завдання заданого значення 4 А на інтервалі часу $t = 0$ с до $t = 1$ с, зменшення значення до 2 А на інтервалі часу з $t = 1$ с, з подальшим утриманням рівня заданого струму на визначеному значенні. Обмеження похідної за модулем встановлене на рівні 8 А/с.

2. Завдання на відпрацювання моменту: $T_l^* = 4$ Нм на інтервалі часу $t = 0.55$ с до $t = 0.85$ с, на інтервалі часу $t = 0.85$ с до $t = 1.5$ с значення заданого моменту нульове, на інтервалі часу $t = 1.5$ с до $t = 1.8$ с значення заданого моменту на рівні $T_l^* = -4$ Нм, з подальшим скиданням до нульового. Обмеження похідної за модулем встановлене на рівні 40 Нм/с.

Налаштування коефіцієнтів регуляторів струму прийняті наступні: коефіцієнт пропорційної складової $k_i = 900$, інтегральної складової $k_{ii} = \frac{k_i^2}{2}$.

Провівши математичне моделювання системи керування моментом у відповідності до рівнянь описаних в пунктах 3.3 – 3.5, розділу 3, за використання програми розробленої в пункті 4.1, розділу 4, отримаємо графіки перехідних процесів, які зображені на рисунку 5.1.





б)

Рисунок 5.1 – Графіки перехідних процесів системи векторного керування моментом

Як видно з графіків перехідних процесів система відпрацьовує задані траєкторії струму по осі d та заданого моменту. Похибки відпрацювання заданих величин, а саме моменту, струму по осі d та струму по осі q рівні нулю, що доводить що цілі керування моментом, визначені в розділі 2 досягнуті.

5.2 Дослідження динаміки системи керування кутовою швидкістю

Для дослідження динаміки системи керування кутовим положенням сформулюємо наступну послідовність керування:

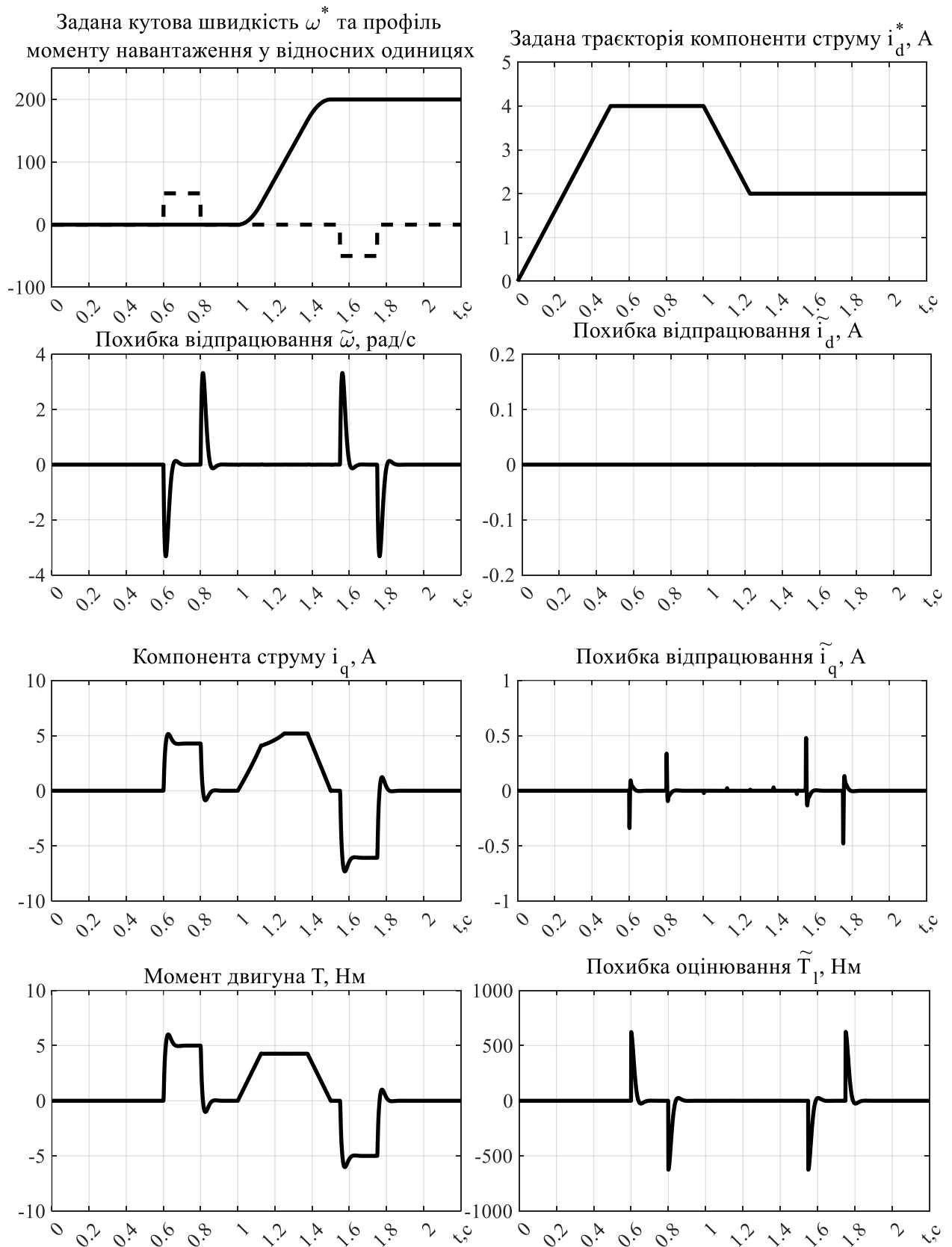
1. Завдання на відпрацювання заданого струму по осі d i_d^* : завдання заданого значення 4 А на інтервалі часу $t = 0$ с до $t = 1$ с, зменшення значення до 2 А на інтервалі часу з $t = 1$ с, з подальшим утриманням рівня заданого струму на визначеному значенні. Обмеження похідної за модулем встановлене на рівні 8 А/с.

2. Завдання на відпрацювання швидкості: $\omega^* = 200$ рад/с на інтервалі часу від $t = 1$ с з подальшим утриманням заданого значення. Обмеження першої похідної за модулем встановлене на рівні 533 рад/с², обмеження другої похідної за модулем становить 8520 рад/с³.

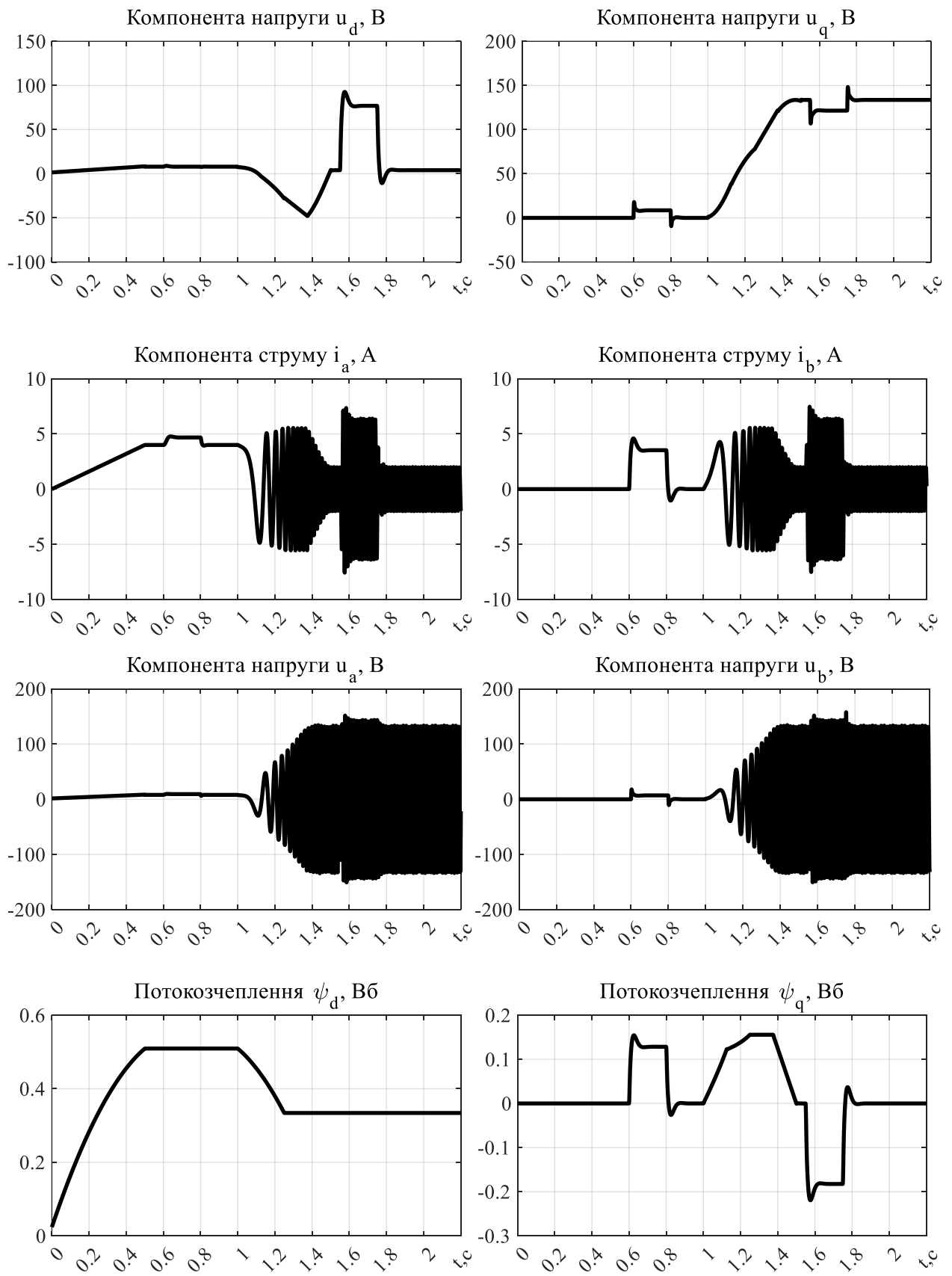
3. Накидання та скидання моментів навантаження, рівних за модулем 5 Нм, відбуваються на інтервалі часу $t = 0.6$ с до $t = 0.8$ с та на інтервалі від $t = 1.5$ с до $t = 1.7$ с.

Налаштування коефіцієнтів регуляторів струму прийняті наступні: коефіцієнт пропорційної складової $k_i = 900$, інтегральної складової $k_{ii} = \frac{k_i^2}{2}$. Коефіцієнти налаштування регулятора швидкості: для пропорційної складової регулятора $k_\omega = 120$, для інтегральної складової $k_{\omega i} = \frac{k_\omega^2}{2}$.

Провівши математичне моделювання системи керування кутовою швидкістю у відповідності до рівнянь описаних в пунктах 3.8 – 3.9, розділу 3, за використанням програми розробленої в пункті 4.2, розділу 4, отримаємо графіки перехідних процесів, які зображені на рисунку 5.2.



a)



б)

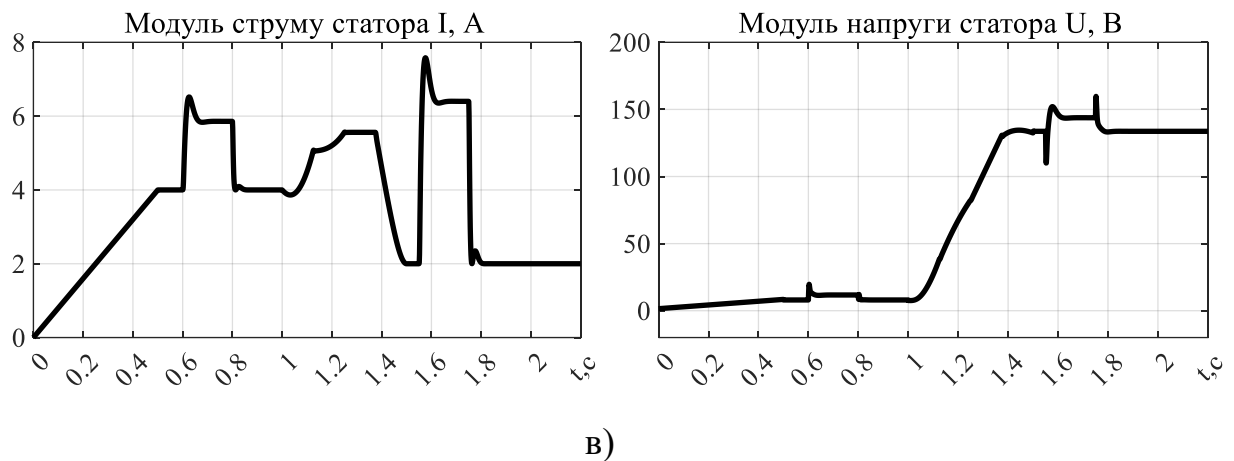


Рисунок 5.2 – Графіки перехідних процесів системи векторного керування кутовою швидкістю

Як видно з графіків на рисунку 5.2 система відпрацьовує задані траєкторії струму по осі d та траєкторію кутової швидкості.

Накидання та скидання навантаження при нульовій швидкості призводить до виникнення динамічної похибки відпрацювання кутової швидкості, ідентичної до тої, котра виникає при накиданні та скиданні навантаження, коли двигун обертається на заданій швидкості. Похибка відпрацювання при накиданні навантаження компенсується та зменшується до нуля, що свідчить про те що система може працювати під навантаженням, навіть при заданій нульовій швидкості.

Зміна заданого струму по осі d , ніяк не впливає на відпрацювання кутової швидкості і навпаки, що свідчить про розв'язаність підсистем керування.

Вигляд графіків перехідних процесів на рисунку 5.2, а також всі зроблені на їх основі висновки доводять що цілі керування кутовою швидкістю, визначені в розділі 2 досягнуті.

5.3 Дослідження динаміки системи керування кутовим положенням

Для дослідження динаміки системи керування кутовим положенням сформуємо наступну послідовність керування:

1. Завдання на відпрацювання заданого струму по осі d i_d^* : завдання заданого значення 4 А на інтервалі часу $t = 0$ с до $t = 1$ с, зменшення значення до 2 А на інтервалі часу з $t = 1$ с, з подальшим утриманням рівня заданого струму на

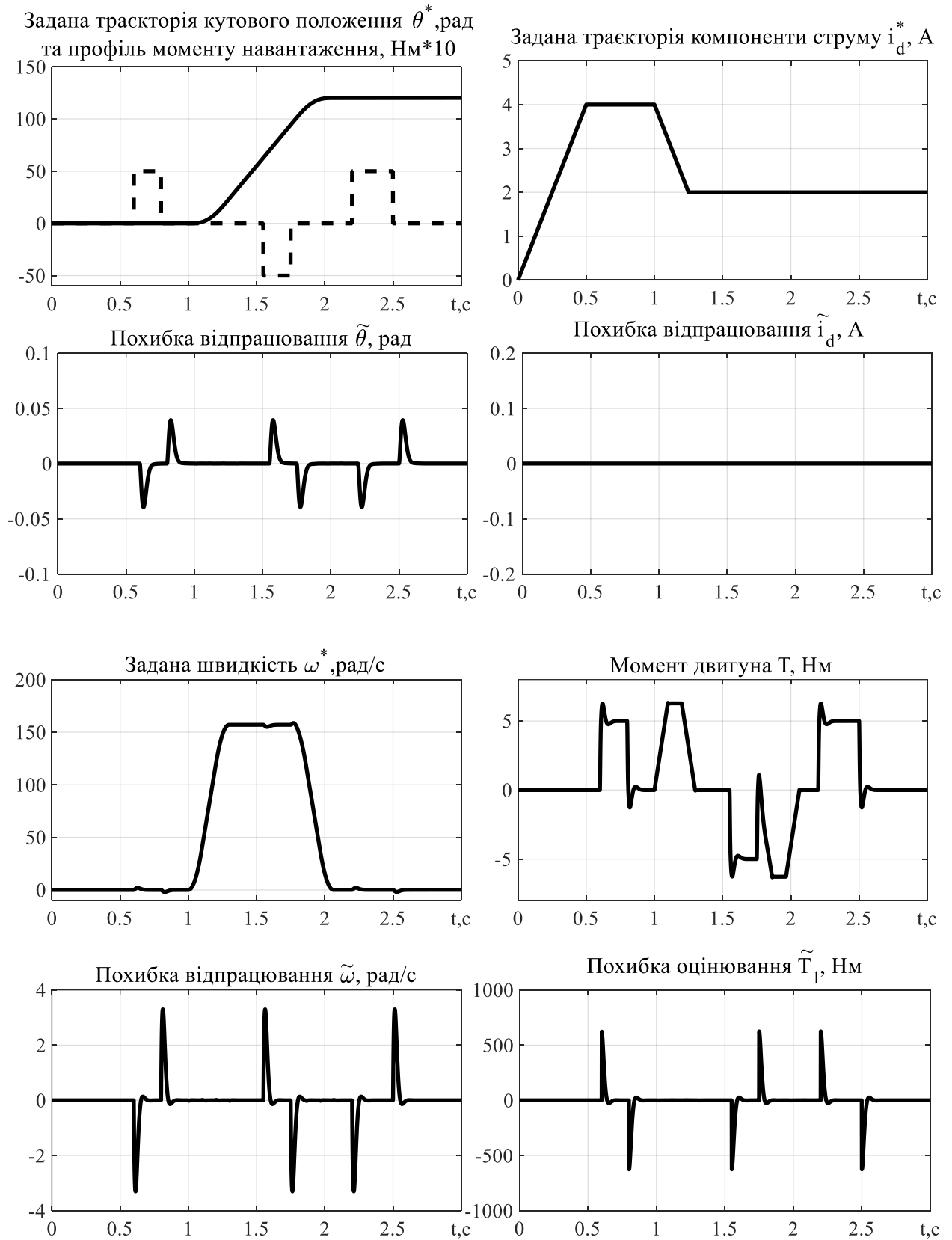
визначеному значенні. Обмеження похідної за модулем встановлене на рівні 8 А/с.

2. Завдання на відпрацювання кутового положення: $\theta^* = 120$ рад на інтервалі часу від $t = 1$ с з подальшим утриманням заданого значення. Обмеження першої похідної за модулем встановлене на рівні 157 рад/с, обмеження другої похідної 785 рад/с², обмеження третьої похідної за модулем становить 8000 рад/с³.

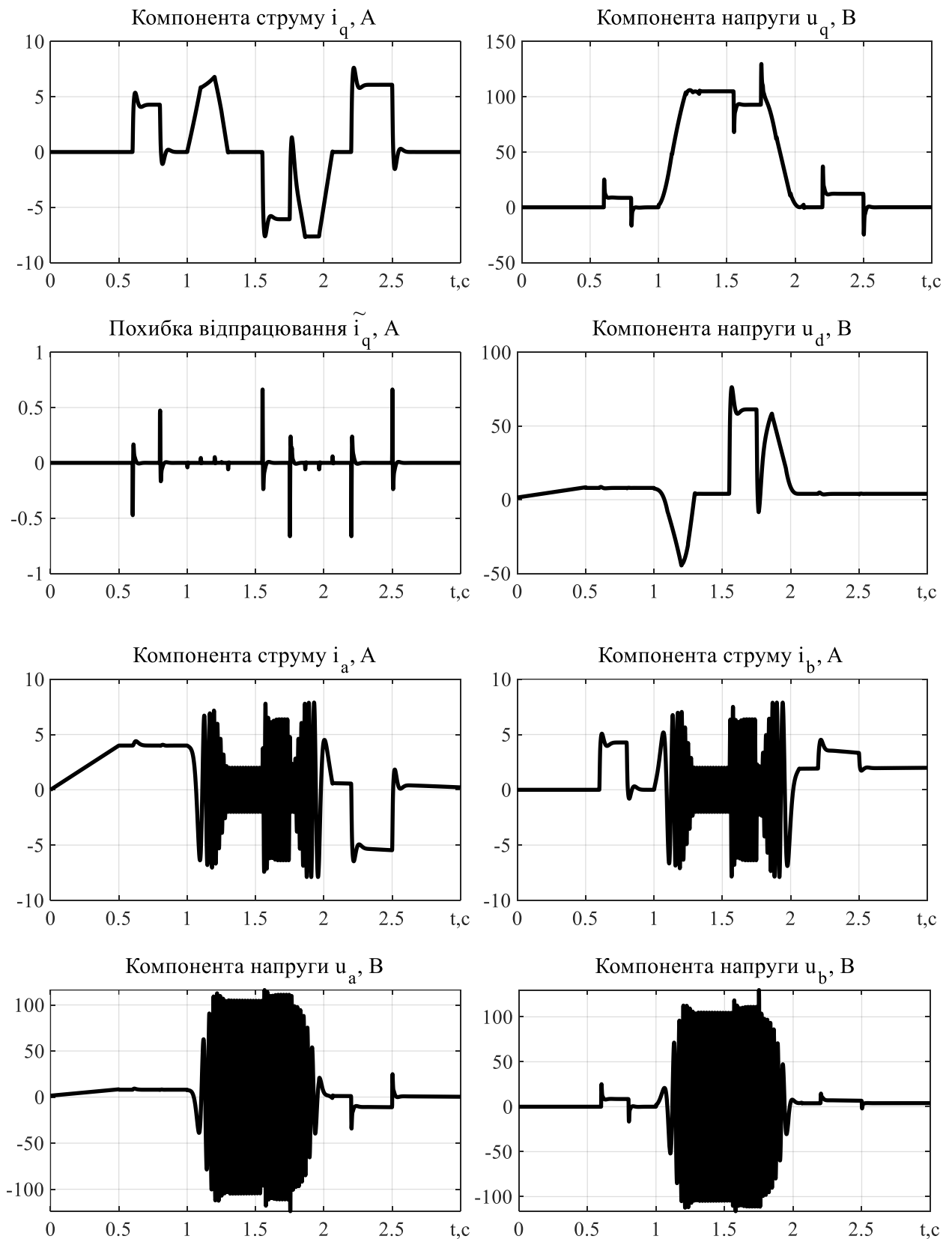
3. Накидання та скидання моментів навантаження, рівних за модулем 5 Нм, відбуваються на інтервалі часу $t = 0.6$ с до $t = 0.8$ с на інтервалі від $t = 1.55$ с до $t = 1.75$ с та на інтервалі $t = 2.2$ с до $t = 2.5$ с

Налаштування коефіцієнтів регуляторів струму прийняті наступні: коефіцієнт пропорційної складової $k_i = 900$, інтегральної складової $k_{ii} = \frac{k_i^2}{2}$. Коефіцієнти налаштування регулятора швидкості: для пропорційної складової регулятора $k_{\omega} = 120$, для інтегральної складової $k_{\omega i} = \frac{k_{\omega}^2}{2}$. Коефіцієнт налаштування пропорційної складової регулятора положення встановлений на рівні $k_{\theta} = 50$.

Провівши математичне моделювання системи керування кутовим положенням у відповідності до рівнянь описаних в пунктах 3.12 – 3.14, розділу 3, за використанням програми розробленої в пункті 4.4, розділу 4, отримаємо графіки перехідних процесів, які зображені на рисунку 5.3.



a)



б)

Рисунок 5.3 – Графіки перехідних процесів системи векторного керування кутовим положенням.

Як видно з графіків на рисунку 5.3 система відпрацьовує задані траєкторії струму по осі d та траєкторію кутового положення.

Накидання та скидання навантаження при нульовій швидкості призводить до виникнення динамічної похибки відпрацювання кутового положення, яка за значенням ідентична похибці яка виникає при накиданні та скиданні навантаження, коли двигун обертається та вже відпрацював задане положення, причому похибки відпрацювання швидко компенсуються, що свідчить про можливість реального застосування даного алгоритму в системах керування кутовим положенням.

Зміна заданого струму по осі d , ніяк не впливає на відпрацювання кутового положення і навпаки, що свідчить про розв'язаність підсистем керування.

Вигляд графіків перехідних процесів на рисунку 5.3, а також всі зроблені на їх основі висновки доводять що цілі керування кутовим положенням, визначені в розділі 2 досягнуті.

5.4 Дослідження динаміки системи керування кутовою швидкістю з режимом ослаблення поля

Для дослідження динаміки системи керування кутовим положенням сформуємо наступну послідовність керування:

1. Завдання на відпрацювання заданого струму по осі d i_d^* : завдання заданого значення 4 А на інтервалі часу $t = 0$ с до $t = 2$ с, з обмеженням похідної на рівні 8 А/с, після чого відбувається формування заданого струму по осі d , в режимі ослаблення поля, коли струм регулюється оберненопропорційно до траєкторії заданої швидкості (рис. 5.4), або на основі визначення модуля проти-ЕРС двигуна (рис. 5.5).

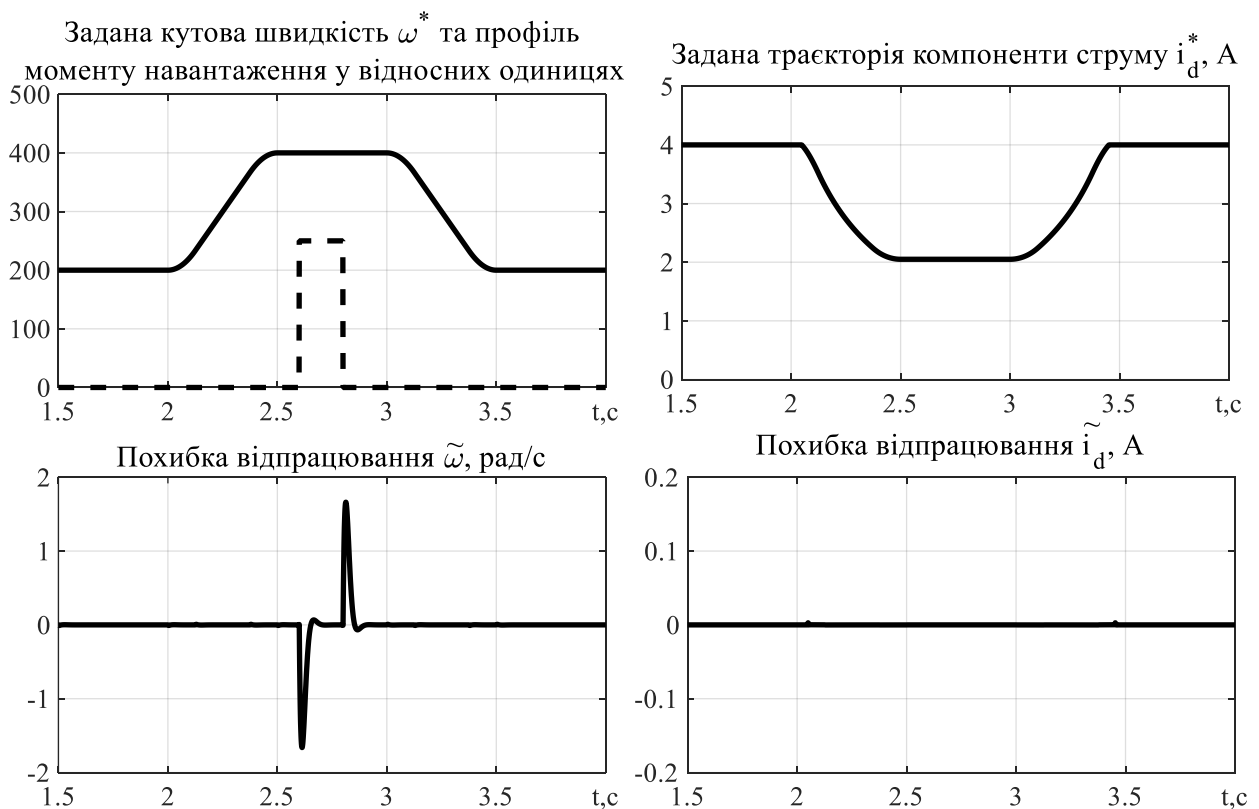
2. Завдання на відпрацювання швидкості: $\omega^* = 200$ рад/с на інтервалі часу від $t = 1$ с з подальшим утриманням заданого значення до $t = 2$ с. Далі в режимі ослаблення поля розгін до швидкості $\omega^* = 400$ рад/с, утримання заданої швидкості до $t = 2$ с, та гальмування до швидкості $\omega^* = 200$ рад/с, для виходу з режиму

ослаблення поля. Обмеження першої похідної за модулем встановлене на рівні 533 рад/с², обмеження другої похідної за модулем становить 8520 рад/с³.

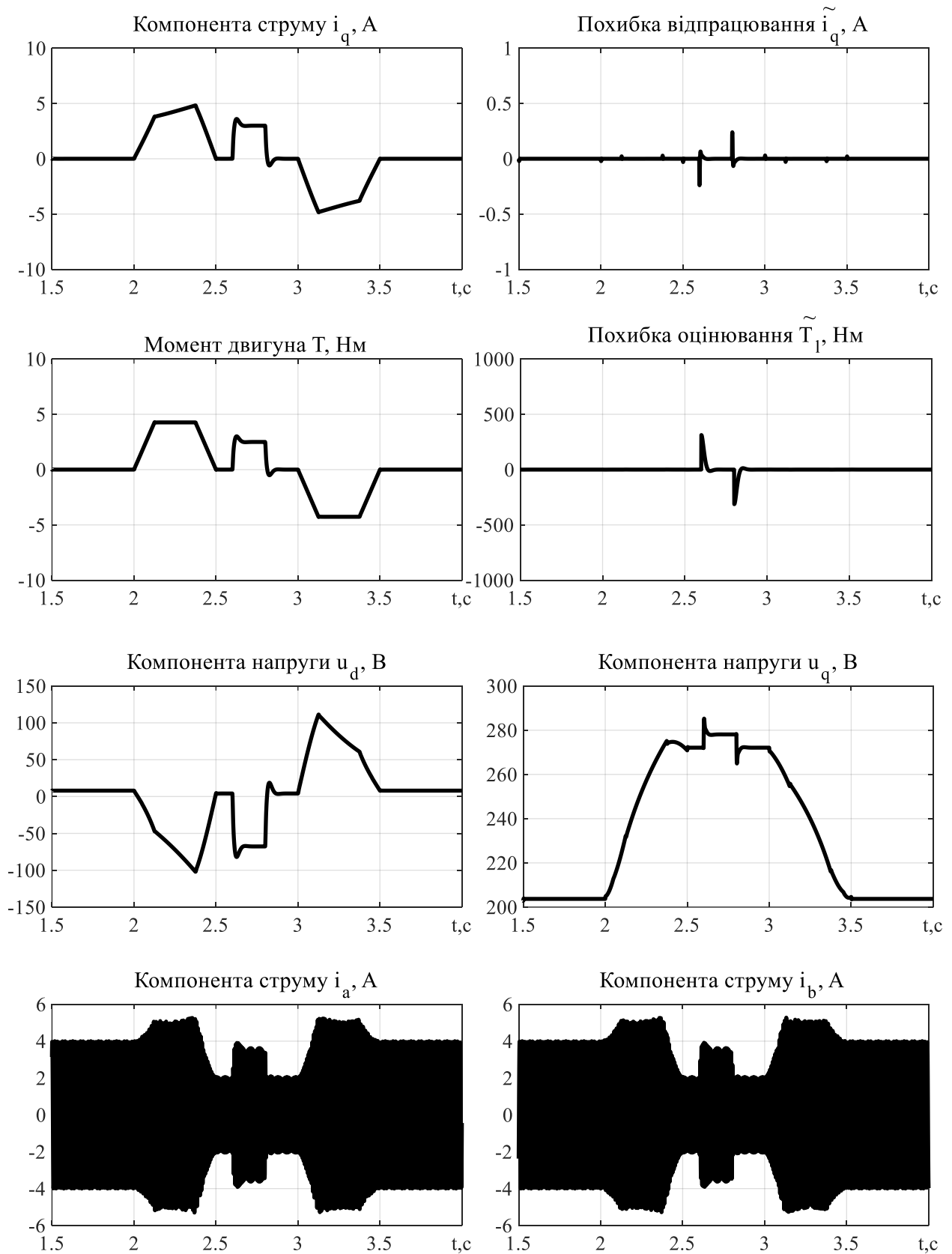
3. Накидання та скидання моментів навантаження, рівного 2.5 Нм, відбуваються на інтервалі часу $t = 2.6$ с до $t = 2.8$ с.

Налаштування коефіцієнтів регуляторів струму прийняті наступні: коефіцієнт пропорційної складової $k_i = 900$, інтегральної складової $k_{ii} = \frac{k_i^2}{2}$. Коефіцієнти налаштування регулятора швидкості: для пропорційної складової регулятора $k_{\omega} = 120$, для інтегральної складової $k_{\omega i} = \frac{k_{\omega}^2}{2}$.

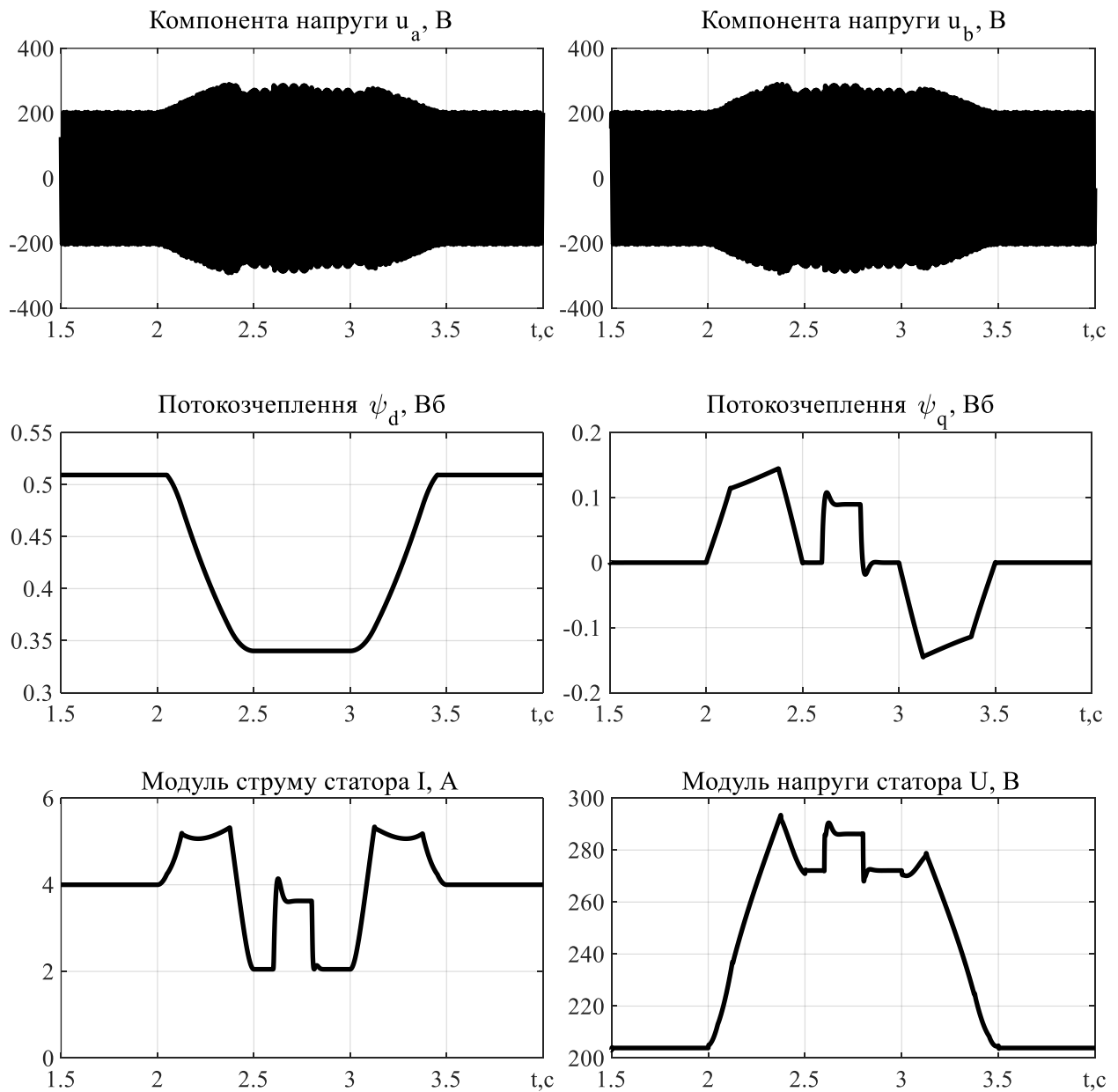
Провівши математичне моделювання системи керування кутовою швидкістю у відповідності до рівнянь описаних в пунктах 3.8 – 3.9, розділу 3, за використанням програми розробленої в пункті 4.3, розділу 4, отримаємо графіки перехідних процесів, які зображені на рисунках 5.4-5.5. Часові межі графіків встановлені на інтервалі часу $t = 1.5$ с до $t = 4$ с.



a)



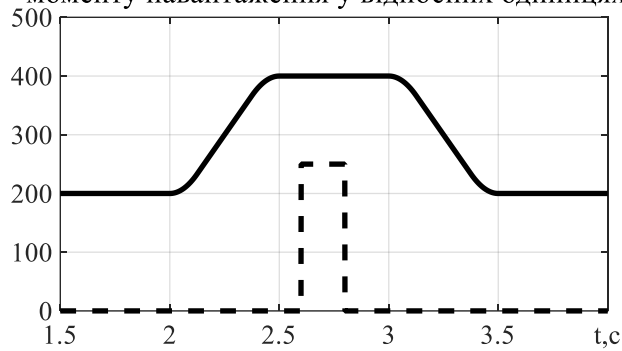
б)



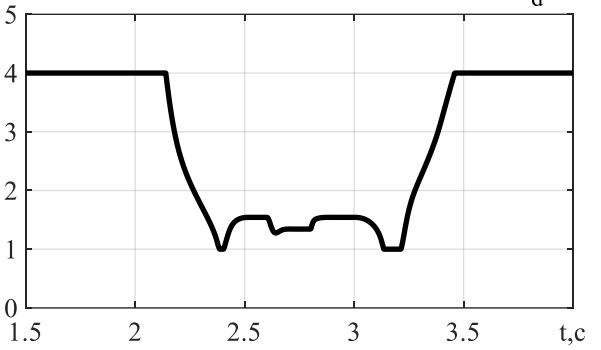
в)

Рисунок 5.4 – Графіки перехідних процесів системи векторного керування кутною швидкістю в режимі ослаблення поля, коли струм по осі d регулюється оберненопропорційно до траєкторії заданої швидкості.

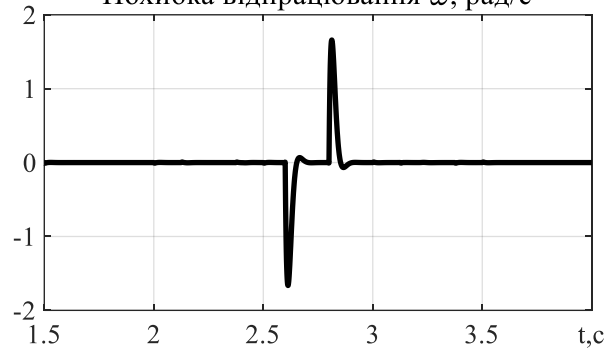
Задана кутова швидкість ω^* та профіль моменту навантаження у відносних одиницях



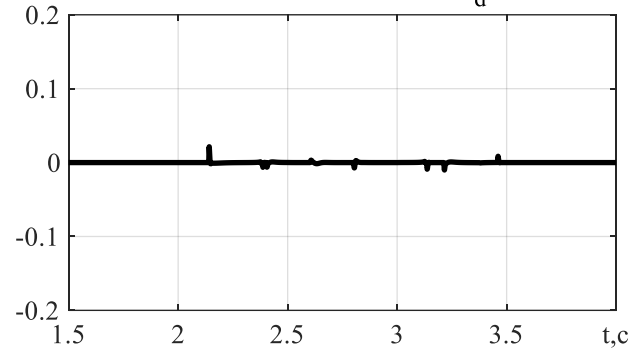
Задана траєкторія компоненти струму i_d^* , А



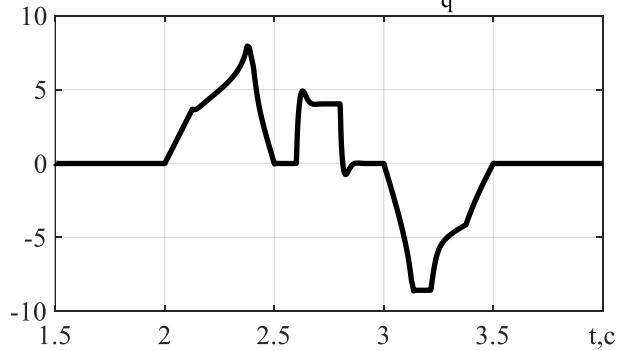
Похибка відпрацювання $\tilde{\omega}$, рад/с



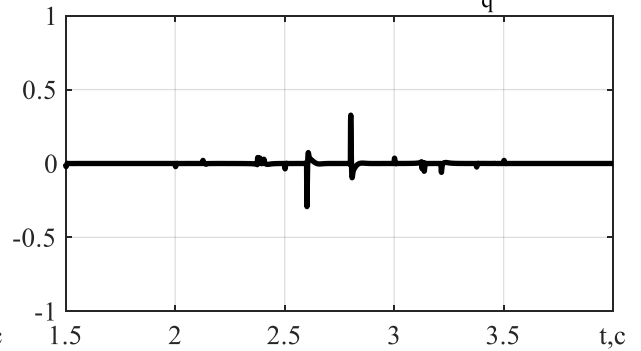
Похибка відпрацювання $\tilde{i}_d$, А



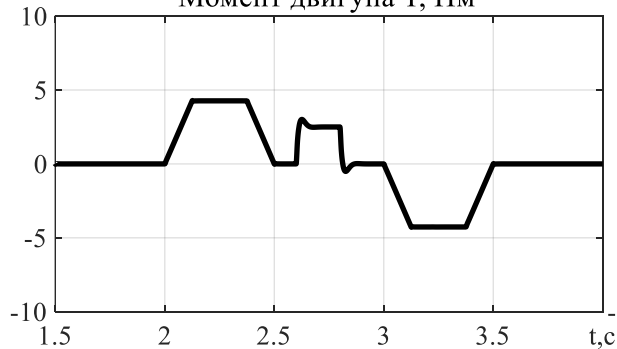
Компонента струму i_q , А



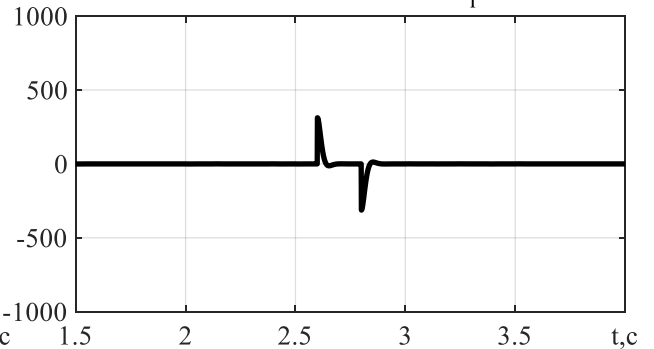
Похибка відпрацювання $\tilde{i}_q$, А



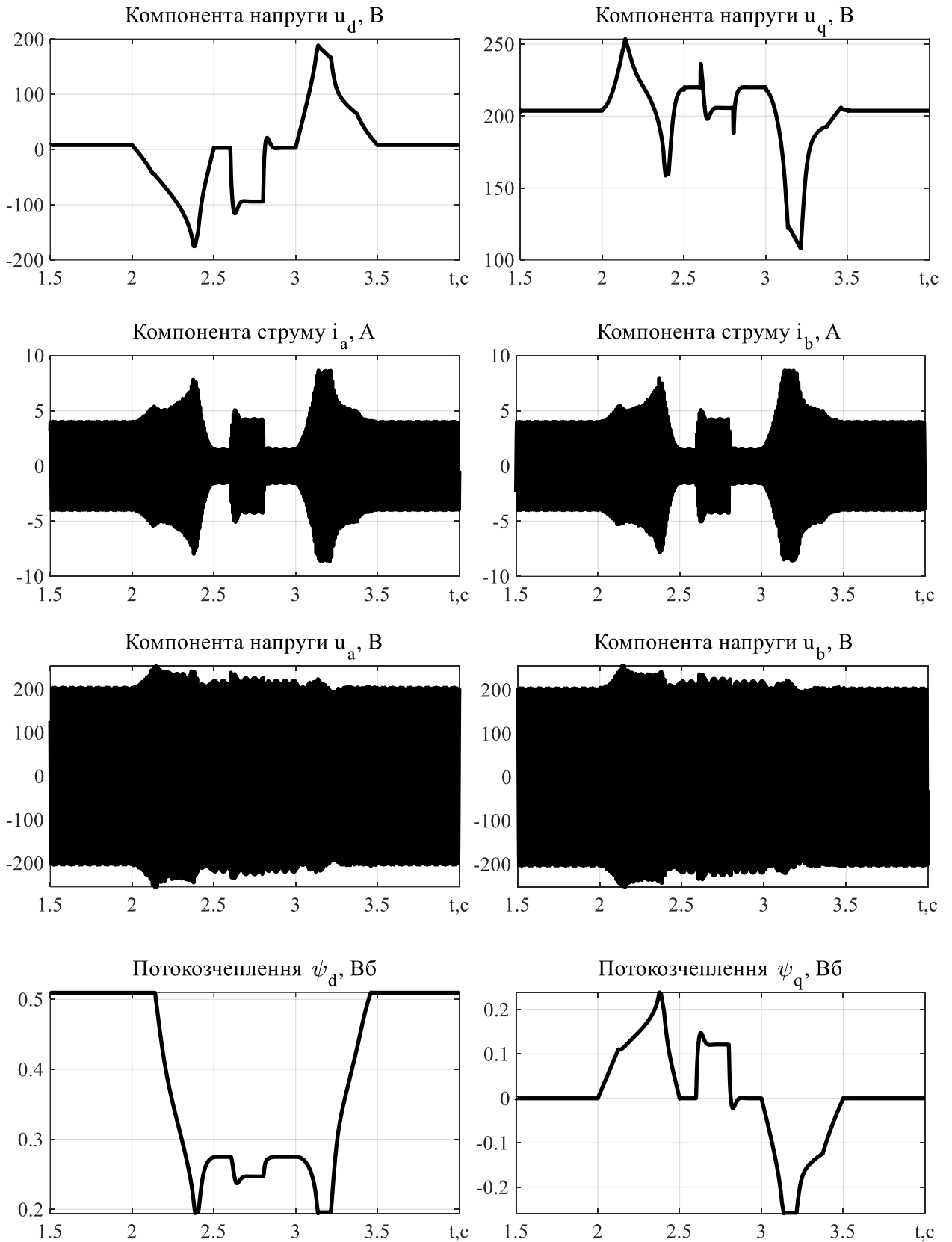
Момент двигуна T , Нм



Похибка оцінювання $\tilde{T}_l$, Нм



a)



б)

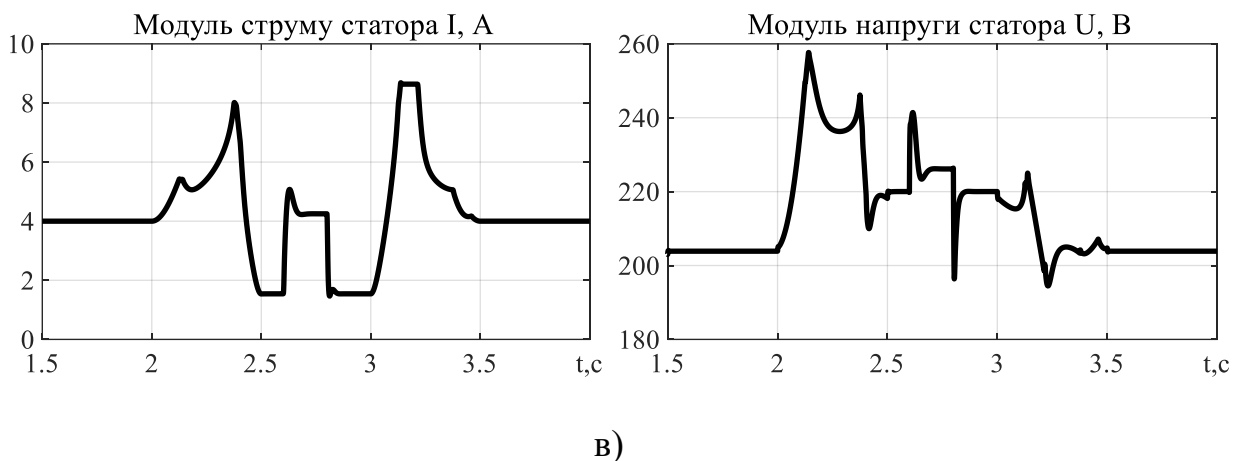


Рисунок 5.5 – Графіки перехідних процесів системи векторного керування кутовою швидкістю в режимі ослаблення поля, коли струм по осі d регулюється на основі визначення модуля проти-ЕРС двигуна

Як видно з графіків на рисунках 5.4-5.5 система відпрацьовує задані траєкторії струму по осі d та траєкторію кутової швидкості в режимі ослаблення поля.

Накидання та скидання навантаження призводить до виникнення динамічної похибки відпрацювання кутової швидкості та до швидкого її компенсування, що свідчить про те що система може працювати під навантаженням в режимі ослаблення поля.

Зміна заданого струму по осі d , ніяк не впливає на відпрацювання кутової швидкості і навпаки, що свідчить про розв'язаність підсистем керування.

Вигляд графіків перехідних процесів на рисунках 5.4-5.5, а також всі зроблені на їх основі висновки доводять що цілі керування кутовою швидкістю враховуючи режими ослаблення поля, визначені в розділі 2 досягнуті.

Висновки за розділом

Провівши дослідження динаміки систем керування моментом кутовою швидкістю та кутовим положенням отримані наступні висновки:

1. Розроблений регулятор моменту, системи керування моментом, гарантує відпрацювання траєкторії заданого моменту без похибок відпрацювання. Регулятори струму як по осі d так і по осі q гарантують відпрацювання заданих траєкторій струмів без виникнення похибок відпрацювання (рис 5.1).

2. Розроблений регулятор швидкості, системи керування кутовою швидкістю, гарантує відпрацювання заданої траєкторії швидкості без похибки відпрацювання. Накидання моменту статичного навантаження призводить до виникнення динамічної похибки відпрацювання кутової швидкості, яка швидко компенсується. Також як показано на рисунку 5.2 можливе відпрацювання нульової швидкості.

Динамічна похибка відпрацювання струму по осі q виникає тільки при накиданні моменту статичного навантаження. Розв'язаність підсистем керування доводиться тим, що при регулюванні потокозчеплення, за рахунок зміни заданого значення струму по осі d , похибки регулювання кутової швидкості та компоненти струму по осі q не виникають, і навпаки.

Крім цього розроблений алгоритм керування працездатний при роботі в режимі ослаблення поля, що підтверджується графіками перехідних процесів, за відповідними дослідженнями (рис 5.4-5.5).

3. Дослідження системи керування кутовим положенням показало працездатність розроблених регуляторів положення та кутової швидкості (рис. 5.3).

Відпрацювання заданої траєкторії кутового положення відбувається без похибок відпрацювання. Накидання моменту навантаження призводить до виникнення динамічної похибки відпрацювання кутового положення кутової швидкості та струму по осі q відповідно. При регулюванні потокозчеплення, за рахунок зміни заданого значення струму по осі d , похибки вищезгаданих величин відсутні.

Отже дослідження динаміки систем векторного керування механічними координатами синхронного реактивного двигуна показали повну працездатність розроблених алгоритмів керування, представлених в розділі 3, а також доводять правильність роботи розроблених програм для математичного моделювання систем в розділі 4.

6 РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАП ПРОЕКТУ

В даному розділі проведено розроблення стартап проекту у відповідності до теми роботи. В якості пропонованої технології виступає система регульованого електропривода змінного струму з синхронним реактивним двигуном.

6.1 Опис ідеї проекту

Зміст ідеї розробки системи електроприводу синхронних реактивних двигунів, полягає в тому, щоб популяризувати на комерційному рівні електромеханічні системи з використанням даного типу двигуна в якості приводного, а також надати всі можливі переваги даної системи приводу, на перевагу іншим системам, які на сьогоднішній день набули широкого поширення в промисловості, машинобудуванні та електромобілебудуванні.

Основними напрямками застосування такої системи електроприводу можуть стати все ті ж застосування в яких використовується регульований електропривод змінного струму на основі асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором, та на основі синхронних двигунів з постійними магнітами, наприклад в насосних системах, системах вентиляції, компресорні системи, екструдери, конвеєри, міксери, центрифуги тощо[35].

Найбільшою перевагою перед вищезгаданими конкурентами може стати приваблива ціна, в порівнянні з системами на основі синхронних двигунів з постійними магнітами. Синхронні реактивні двигуни більш дешевші у виробництві від свого конкурента, це пояснюється тим, що в конструкції ротора першого відсутні постійні магніти, які є дороговартісними у виробництві, якщо мова йде про рідкоземельні магніти, або є малоефективними для випадку феритів. Порівнюючи асинхронні двигуни з синхронними реактивними, останні мають такий же самий рівень економічності, простоти та зручності обслуговування, що і конкурент. Технологія намотування статора ідентична асинхронним двигунам. Ротор не містить магнітних матеріалів, що означає, що двигун можна розібрати та обслуговувати за тією ж процедурою, що й для звичайних асинхронних двигунів. Також на відміну від привода з АД, привід із СРД може забезпечувати точність

відпрацювання заданої кутової швидкості, в той час як компенсація ковзання не завжди зможе звести похибку до нуля[40].

Порівнюючи між собою ціни систем електроприводу, слід зауважити що елементи перетворювача частоти ідентичні при використанні системи з асинхронним двигуном та синхронним реактивним двигуном, що свідчить про абсолютну ідентичність цін. Проте вартість близьких за параметрами асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором та синхронного реактивного двигуна – різна. Порівняння характеристик та ціни синхронного реактивного двигуна та асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором наведено в таблиці 1.

Таблиця 1 – Порівняння параметрів та ціни синхронного реактивного двигуна та асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором [51, 52, 53, 54]

Модель двигуна	M3AL 90LA 4	ABB M2BAX 90SLA 2
Тип двигуна	СРД	АД з КЗР
Потужність двигуна, кВт	2.2	2.2
Номінальна частота обертання, об/хв	3000	2869
Номінальний момент, Нм	7	7.26
ККД, %	81.4	85
Ступінь захисту IP	55	55
Вага, кг	13	26
Ціна, €	350	487-520

Як видно з таблиці 1, ціна на синхронний реактивний двигун нижча, ніж у найближчого аналога в середньому на 30%, що вказує на беззаперечну перевагу системи електропривода, на основі даного двигуна, в ціні.

Отже система електроприводу в основі якої синхронний реактивний двигун є конкурентоспроможною, враховуючи всі вищезазнані переваги над іншими, поширеними на сьогоднішній день, системами електроприводу змінного струму.

6.2 Технологічний аудит ідеї

На сьогоднішній день зібрати систему електроприводу на основі СРД зібрати можливо, проте більшість виробників не надають зразки даного типу двигунів у вільний продаж, через особливість формування попиту попиту. Так наприклад СРД можна замовити через конфігуратор, або за каталожними даними, на сайтах таких виробників як ABB [38], Bonfiglioli [35], Siemens [41], Changzhou Nanfang Motor Co [43], SZGH [42], Mark Elektriks [36], KOSTAL [37] тощо. Деякі з перерахованих компаній випускають також комплектний електропривод, який складається з частотного перетворювача та двигуна, має вбудовані підпрограми макроси для застосування в типових промислових технологічних процесах, а також не потребує додаткового налаштування та процедури ініціалізації параметрів двигуна.

Система керування СРД складається з частотного перетворювача, елементи якого розраховуються за типовою процедурою, контролера, в якому прописана програма керування, а також давачів та енкодера, якщо алгоритм керування не передбачає бездавачеве керування. Всі названі елементи системи керування є типовими для приводів змінного струму, незважаючи на тип двигуна, керування яким відбувається, що свідчить про доступність та взаємозамінність компонентів системи.

Також слід приймати до уваги той факт, що при модернізації виробництва, або будь якої іншої системи електроприводу можливий варіант, коли на основі статора асинхронної машини, яка вже застосовувалась у використанні яке модернізується, можна відтворити синхронний реактивний двигун, виконавши заміну лише ротора електричної машини, як це пропонують автори статті [34]. Такий варіант модернізації буде надзвичайно дешевим, враховуючи що елементна база системи керування може залишитись тою самою, єдине що потребує зміни – це алгоритми керування механічними координатами.

Отже технологічна реалізація системи електроприводу змінного струму на основі синхронного реактивного двигуна, є можливою. Вибір та замовлення на електричну машину цілком можливо виконати в будь який час, слід зазначити,

що замовником часто буде підприємець, який потребуватиме не одну одиницю, а можливо і не один варіант двигуна, що спростить процедуру замовлення. Елементи системи керування, як згадувалось раніше, є типовими та взаємозамінними, що беззаперечно вказує на доступність таких елементів на ринку.

6.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап проекту

6.3.1 Аналіз попиту

Попит на системи електроприводу змінного струму в Україні існує завжди. Це підтверджується тим, що база багатьох промислових підприємств, машинобудівних заводів та навіть електротранспорту розроблялась ще у попередньому столітті за часів СРСР, тому використовувані технології можна вважати застарілими, або такими що вичерпують свій строк експлуатації. Всі перераховані вище факти вказують на потребу в заміні старого обладнання, в тому числі і системи електроприводу, на нове, що беззаперечно викликає попит на обрану технологію.

Оскільки систему електроприводу, в більшості застосувань, важко замінити іншими системами приводів, таких як гідро- чи пневмопривод, зважаючи на всі переваги та недоліки, це беззаперечно гарантує зростання динаміки ринку прямо пропорційно до зростання розвитку промисловості, кількості виробничих підприємств, а також з часом по мірі виходу строку експлуатації систем електроприводу, що вже використовуються. Слід зауважити також, що на сьогодні регульований електропривод складає 18 – 30% від загального обсягу електроприводів, проте прогнозується зріст до 50% від загального обсягу [55].

Впровадження системи електроприводу на основі синхронного електроприводу в Україні буде першопрохідцем, тому загальний обсяг продажів в нашій країні близький до нуля, адже серед компаній які випускають, або встановлюють, приводну техніку в Україні немає таких, які б використовували саме синхронні реактивні двигуни, це викликано тим, що даний тип двигуна фактично відсутній у вільному продажу. Проте незважаючи на попередній факт, синхронні реактивні двигуни мають високий потенціал до поширення на ринку, враховуючи всі переваги, які були названі в пункті 1, даного розділу.

6.3.2 Визначення потенційних груп клієнтів

Базовою потребою яку задовольняє проект являється потреба у регульованому приводі, як для нового споживача, так і для споживачів, які вже використовують нерегульований електропривод і потребують модернізації, а також для таких споживачів, які використовують регульований електропривод, який вже вичерпує свій строк експлуатації.

Потенційною групою клієнтів являються підприємства усіх форм діяльності та розмірів, які уже використовують електроприводи, нові підприємства, а також електротранспорт в усіх формах.

Поведінка клієнта відносно даної технології вважається передбачуваною, адже в цілому більшість очікуваних факторів, котрі будуть критичними для кінцевого споживача (умови експлуатації, стандартизація, технічні характеристики, проектні розрахунки тощо), майже повністю повторюються, як для випадку системи електроприводу змінного струму з асинхронним двигуном. Найбільш привабливим фактором, котрий може вплинути на думку споживача це ціна продукції, яка нижче ніж у конкурентів, як це зазначалось раніше, а також економічність, котра в довгостроковій перспективі дозволить заощадити на споживанні електричної енергії [35]. Найбільш неочікувану реакцію може викликати той факт, що у всіх випадках, принаймні на сьогодні, синхронний реактивний двигун доведеться замовляти, причому від закордонних виробників, а також факт відсутності вітчизняних замінників. Тобто можна вважати що даний проект не годиться для випадків, коли є обмеження по термінах впровадження, але це твердження дійсне тільки на сьогоднішній день, коли рівень впровадження даної технології ще на низькому рівні.

На основі всього вищесказаного в даному підрозділі, від кінцевого споживача ставляться такі вимоги до продукції: стандартизація та взаємозамінність, прийнятна ціна, явні переваги над найближчими конкурентами. До компанії-постачальника вимоги, в свою чергу, такі: більше насичення вітчизняного ринку технологією, для скорочення термінів впровадження технології до вінцевого споживача, крім цього як одна із вимог може бути гарантійне та післягарантійне

обслуговування клієнтів, та безпосередній зв'язок та співробітництво із закордонними компаніями постачальниками електродвигунів, або наприклад заснування філії.

6.3.3 Аналіз ринкового середовища

Приведемо фактори можливостей ринкового впровадження проекту:

Порівняно нижча ціна від найближчих конкурентів – ціна на систему керування для синхронного реактивного двигуна майже не відрізнятиметься від аналога для асинхронного двигуна, в той час як сама електрична машина буде вартувати менше ніж асинхронний двигун, або синхронний двигун з постійними магнітами. Це може привабити клієнтів які мають обмежений бюджет або прагнуть скоротити його до найнижчого показника і як наслідок збільшує попит на технологію.

Висока енергоефективність – на протязі процесу експлуатації, система електроприводу з синхронним реактивним двигуном споживатиме меншу кількість електричної енергії, в порівнянні із аналогічною за потужністю системою з асинхронним двигуном. Цей фактор вплине на клієнтів, котрі використовують приводну техніку у великих кількостях, адже економія, яка виражається в грошах, буде більшою, чим більше впроваджено систем електроприводу із синхронним реактивним двигуном, що призведе до збільшення попиту.

Відкритість ринку в Україні – на сьогодні в Україні не представлено компаній котрі б працювали над впровадженням та обслуговуванням систем електроприводу на основі синхронного реактивного двигуна, що говорить про відсутність найближчих конкурентів.

Тісне співробітництво із закордонними компаніями – даний фактор в разі тісної та довгої співпраці з компаніями виробниками, дозволить встановити надійний канал зв'язку, який полегшить логістику та скоротить терміни впровадження продукції до кінцевого споживача. Зменшення термінів поставок, призведе до збільшення клієнтської бази за рахунок тих клієнтів які потребують даної технології у визначені терміни.

До факторів загроз ринкового впровадження проекту можна віднести:

Широка пропозиція аналогів та замінників – широке розповсюдження систем електроприводу із асинхронними двигунами може призвести до того, що клієнти на загальному фоні можуть не віднайти пропозицію, яка передбачена стартапом. Найкращим варіантом вирішення проблеми може стати рекламна кампанія, направлена на цільових клієнтів.

Відсутність прямих поставок окремих частин системи – на сьогодні мало компаній займаються виготовленням синхронних реактивних двигунів, крім того відкритий продаж продукції фактично відсутній, в основному виконується випуск продукції на замовлення. Ця загроза може бути вирішена шляхом поступового збільшення взаємодії з компаніями виробниками, та їх вимушеним збільшенням об'ємів випуску, відкриттям філій тощо, через зростання попиту на продукцію, що значно розширить можливості по закупці дефіцитних частин у майбутньому.

Необхідність надання гарантійного та післягарантійного обслуговування. Зміст даної загрози полягає в тому, що з часом з'явиться потреба в кваліфікованих робітниках, які будуть здатні обслуговувати впроваджене обладнання. Для вирішення даної загрози необхідно буде розробити методичні матеріали, для навчання робітників по обслуговуванню даної технології.

6.3.4 Аналіз пропозиції на ринку

На сьогодні в сфері систем регульованого електроприводу змінного струму в Україні конкуренція може бути описана як:

Тип конкуренції – олігополія. Це проявляється в невеликій кількості фірм, що займаються даним питанням, однорідністю та стандартизованістю товару, обмежений та взаємозалежний контроль над ціною, типовою нецінковою конкуренцією, з обмеженою доступністю інформації на товар. Компанія потребуватиме достатніх інвестицій, щоб збільшити пропозицію товару та бути конкурентоспроможною.

Рівень конкурентної боротьби – національний. Дана характеристика проявляється в тому, що на ринку в Україні присутня невелика кількість фірм, а також тим що пересічна людина навряд буде реальним кінцевим споживачем пропонуваної технології, що вказує на вузьку спеціалізацію та направленість товару. Саме через це доцільно охоплювати всю країну, а не окремі її регіони. Компанії доведеться відкривати власні офіси у великих промислових містах, або працювати віддалено та по відрядженням.

За галузевою ознакою – внутрішньогалузева. Адже дана технологія не має ніякого впливу на інші галузі економіки, та не робить промислову галузь економіки більш привабливою до капіталовкладень порівняно з іншими. Можливим шляхом боротьби в даному випадку може стати поступове впровадження нових функцій та модернізація продукту.

За видами товарів – товарно-видова. Це пояснюється тим, що найближчими конкурентами вважаються аналогічні системи електроприводу на основі асинхронних та синхронних двигунів з постійними магнітами.

За характером конкурентних переваг – нецінова. Ринок спрямований на підвищення якості продукції, зручності в поставках, продажу, використання та обслуговування товару, а не на отримання переваги за рахунок маніпуляції цінами. Гарантування кінцевому споживачеві гарантійного та післягарантійного обслуговування дозволить боротися компанії з даним видом конкуренції.

За інтенсивністю – марочна, оскільки товар є аналогом та покликаний замінити товар, який виконує ті ж самі функції, для одного й того ж самого кола споживачів. Боротьба компанії в даному випадку буде спрямована на покращення уже існуючих переваг, над іншими найближчими конкурентами.

6.3.5 Аналіз умов конкуренції в галузі за моделлю 5 сил М. Портера

Проведемо аналіз умов конкуренції:

Прямими конкурентами в галузі є тільки закордонні компанії такі як ABB, Siemens, KOSTAL, Bonfiglioli. Це свідчить про низьку інтенсивність боротьби в межах країни, та середній рівень боротьби на міжнародному рівні.

Бар'єри проникнення наступні: економія на масштабі, наявність товарних знаків, доступ до каналів розподілу, доступ до ресурсів. Всі перераховані бар'єри входу зводяться до того що вийти на ринок цілком реально, але для цього треба встановити прямий канал зв'язку з компаніями виробниками окремих складових продукту.

До факторів сили постачальників слід віднести: диференціація витрат, концентрація постачальників та значення розміру поставок для постачальників. Цілком логічно що закордонним фірмам буде мало цікаво співпрацювати з мало-об'ємними або непостійними клієнтами, зважаючи також на той факт що на даний момент відсутні вітчизняні аналоги та замітники деяких комплектуючих частин. Проте як можливий варіант розвитку слід розглядати те, що в майбутньому знайдуть своє місце дешевші замітники від виробників з Азії, що дозволить більше наситити ринок. Та на сьогодні саме постачальники відіграють найбільшу роль в ціноутворенні та темпах поставки товарів на ринок.

Фактори сили споживачів наступні: розмір закупівель, система інформації, торгівельні знаки, контроль якості. Всі перераховані фактори вказують на те що клієнт формує попит, тому найголовнішим аспектом являється доступність інформації про продукт, тобто клієнт повинен знати про те що він може отримати даний товар, який задовольнить його потреби з належною якістю.

До факторів загроз із сторони заміників можна віднести: динаміка галузі, змінні витрати, рівень концентрації. Той факт, що на ринку уже присутня велика кількість електроприводів з асинхронними двигунами, як найближчих конкурентів, ставить певні обмеження в роботі ринку, адже конкурент є легкодоступним і перевіреним, тобто є шанс того, що клієнт звернеться до компанії, яка вже проводила роботи по встановленню або обслуговуванню обладнання.

Враховуючи проведений аналіз можна стверджувати, що в даного проекту є високі шанси на вихід на ринок з проведенням успішної конкурентної боротьби з аналогічними товарами.

6.3.6 Визначення факторів конкурентоспроможності. Визначення сильних та слабких сторін

До факторів конкурентоспроможності проекту на ринку можна віднести:

Нижча вартість порівняно з найближчими аналогами. Так ціна на синхронний реактивний двигун потужністю , в той час як асинхронний двигун з короткозамкненим ротором загальнопромислового виконання на таку ж саму потужність коштуватиме в середньому на 30% дешевше.

Вища енергоефективність, яка в довгостроковій перспективі зменшить кількість витрат на електроенергію.

Високий рівень взаємозамінності та стандартизації. Даний фактор є важливим через те що в разі неповної заміни або модернізації, можна використати вже встановлені у клієнта елементи системи, що також знизить ціну.

Простота та зручність в обслуговуванні. Синхронні реактивні двигун не поступаються в простоті обслуговування своїм найближчим конкурентам синхронним реактивним двигунам, через схожість в конструкції.

З перерахованих факторів перший та другий беззаперечно вказують на сильні сторони, в порівнянні з товарами інших компаній, які випускають регульовані електроприводи змінного струму. Останні два фактори є нейтральними по відношенню до товарів-конкурентів. Слабкою стороною стартап-проекту можна вважати неможливість виконання поставок в короткі терміни.

6.3.7 SWOT – аналіз стартап-проекту. Розробка альтернатив ринкового впровадження

Завершальним етапом аналізу ринку та можливостей впровадження на нього проекту є SWOT – аналіз стартап-проекту (сильних (Strength) та слабких (Weak) сторін, загроз (Troubles) та можливостей (Opportunities)).

До сильних сторін проекту можна віднести:

- Свіжість технології.
- Вища енергоефективність в порівнянні з конкурентами.
- Високий рівень стандартизації та взаємозамінності.

- Нижча ціна в порівнянні з конкурентами.

Слабкі сторони проекту:

- Важкий доступ до окремих комплектуючих системи.
- Необхідність після-продажного обслуговування товарів.
- Можливості проекту:
- Модернізація систем електроприводу більш енергоефективними та дешевшими у виробництві двигунами.

Загрози проекту:

- Відсутність вітчизняних замінників окремих комплектуючих системи.
- Невизначеність термінів від замовлення до впровадження.

Альтернативи ринкової поведінки для виведення проекту на ринок можуть бути передбачені наступні:

1. Модернізація системи електроприводу на основі асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором, шляхом заміни електричної машини, та програмування алгоритмів керування синхронним реактивним двигуном в уже існуючий частотний перетворювач. Ймовірність отримання ресурсів – середня. Строки реалізації оцінюються в 6-12 місяців.

2. Налагодження тісної співпраці з компаніями виробниками електричних машин для скорочення термінів їх поставки. Ймовірність отримання ресурсів – середня. Строки реалізації – 1-6 місяців.

3. Спроба впровадити виробництво синхронних реактивних двигунів на вітчизняному ринку, із залученням відповідних спеціалістів та купівлею прав користування необхідними патентами, з подальшою реєстрацією торгової марки. Ймовірність отримання ресурсів – низька. Строки реалізації – більше 5 років.

Серед названих альтернатив найбільш доцільною є 2, адже в довгостроковій перспективі тісна співпраця з постачальником почне приносити все більше переваг, як для компанії так і для кінцевого споживача.

6.4 Розробка ринкової стратегії проекту

6.4.1 Визначення стратегії охоплення ринку

Цільові групи потенційних споживачів можуть бути визначені наступні:

Підприємства усіх галузей та величин, які вже використовують регульований електропривод для випуску непов'язаного товару. Готовність сприйняти продукт – висока. Орієнтований попит – високий. Інтенсивність конкуренції – середня. Простота входу у сегмент – середня.

- Компанії з випуску вентиляційних установок для промислових та громадських приміщень. Готовність сприйняти продукт – висока. Орієнтований попит – середній. Інтенсивність конкуренції – середня. Простота входу у сегмент – легка.

- Виробники підйомно-транспортних систем ліфтів ескалаторів, конвеєрів. Готовність сприйняти продукт – висока. Орієнтований попит – середній. Інтенсивність конкуренції – середня. Простота входу у сегмент – легка.

- Виробники тягових систем габаритного електричного транспорту (електромобілів, електробусів, тролейбусів, трамваїв, метро тощо). Готовність сприйняти продукт – середня. Орієнтований попит – середній. Інтенсивність конкуренції – середня. Простота входу у сегмент – середня.

- Виробники тягових систем малогабаритного електротранспорту (електровелосипеди, електросамокати, електроскутери тощо). Готовність сприйняти продукт – середня. Орієнтований попит – середній. Інтенсивність конкуренції – висока. Простота входу у сегмент – середня.

Цільовими групами для проекту обрано: підприємства, які вже використовують регульований електропривод для випуску непов'язаного товару, виробники підйомно-транспортних систем ліфтів ескалаторів, конвеєрів, а також компанії з випуску вентиляційних установок для промислових та громадських приміщень. Отже компанія працює з декількома сегментами, що значить про вибір стратегії диференційованого маркетингу.

6.4.2 Визначення базових стратегій розвитку та конкурентної поведінки

Сформуємо базову стратегію розвитку:

Обрана альтернатива розвитку проекту, як зазначалося в попередньому пункті розділу – налагодження тісної співпраці з компаніями виробниками електричних машин.

Стратегія охоплення ринку – вибірковий розподіл, тому що покупці часто підходять до вибору товару ретельно порівнюючи можливі варіанти між собою.

Ключовою конкурентоспроможною позицією відповідно до обраної альтернативи – скорочення термінів поставки комплектуючих частин системи електроприводу.

Базова стратегія розвитку, як зазначалося в попередньому підпункті – диференційований маркетинг, що передбачає роботу з декількома сегментами, які в сукупності складають цільовий ринок.

Проведемо вибір стратегії конкурентної поведінки:

- Проект є першопрохідцем на ринку.
- Компанія буде шукати нових споживачів та забирати існуючих у конкурентів.
- Компанія буде копіювати основні характеристики конкурента, такі як потужність двигуна, діапазон швидкостей та інші електричні та механічні характеристики систем електроприводу.

Обрана стратегія конкурентної поведінки – стратегія виклику лідера.

6.4.3 Розробка стратегії позиціонування

Сформуємо ринкову пропозицію, за якою споживачі зможуть ідентифікувати проект.

- Вимоги до товару цільової аудиторії:
- Нижча ціна ніж у конкурентів.
- Вищий рівень енергоефективності ніж у аналогів.

- Гарантійне та післягарантійне обслуговування впровадженого товару.
- Базова стратегія розвитку – диференційований маркетинг.
- Ключові конкуренто-спроможні позиції власного стартап-проекту:
- Низька вартість.
- Економічність.
- Ключові асоціації, які формують комплексну позицію проекту:
- Простота і стандартизація
- Низький рівень цін
- Енергоефективність

6.5 Розробка маркетингової програми проекту

6.5.1 Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

Основною потребою яку задовольняє потенційний товар – необхідність регулювання механічних координат в електромеханічній системі. В порівнянні з найближчими аналогами та конкурентами, даний товар пропонує нижчу ціну на кінцевий продукт, вищу енергоефективність, а також можливість виконання модернізації існуючих аналогів, шляхом заміни окремих складових системи.

6.5.2 Розробка трирівневої маркетингової моделі товару

Виконаємо розробку маркетингової моделі товару, розбивши її на такі рівні:

1. Товар за задумом подається як більш дешевий та більш енергоефективний аналог уже існуючих варіантів регульованого електроприводу змінного струму.

2. Товар у реальному виконанні має наступні характеристики:

Стандартизація – монотонна технологічна характеристика.

Енергоефективність – немонотонна технічна характеристика.

Дешевизна – монотонна вартісна характеристика.

Простота в обслуговуванні – монотонна технологічна характеристика.

Якість товару регламентується стандартами на кожен елемент системи власними окремими стандартами.

Пакування товару – комплектне та залежить від замовлення.

Окрема марка не передбачається.

3. Товар із підкріпленням – до кінцевого товару додаються гарантійні сертифікати та супутня документація, яка йде в комплекті з окремими елементами системи. Для залучення додаткових клієнтів та збільшення попиту, компанія планує брати участь у конференціях та виставках промислового обладнання.

Товар буде захищено від копіювання за рахунок того, що кінцевому споживачеві не буде доступна конструкторська документація, схеми електричні принципові окремих замовлень, а також програма керування буде записана до контролера в зашифрованому вигляді та матиме захист від зчитування та запис, як для запобігання керування так і для запобігання псування програми. Окрім цього доцільно створити патент на керуючу програму.

6.5.3 Визначення меж встановлення ціни

Рівень цін на товари замітники – відсутні через відсутність заміників.

Рівень цін на товари аналоги – залежить від кінцевого замовлення споживача та необхідних технічних характеристик кінцевого продукту.

Рівень доходу цільової групи споживачів може варіюватись в залежності від величини та типу підприємства, яке формує замовлення. **Equation Section 6**

Нижня межа встановлення ціни розраховується за наступною формулою:

$$P = (P_{\Sigma e} + P_d + P_i + P_{prg}) \cdot 1.05 \approx (300 + 100 + 100 + 150) \cdot 1.05 = 682.5\text{€}, \quad (6.1)$$

де $P_{\Sigma e}$ – сумарна ціна окремих елементів системи, що встановлюються відповідно до замовлення клієнта (у випадку якщо проводиться модернізація без зміни частотного перетворювача $P_{\Sigma e} = P_{\text{двиг}} \approx 300\text{€}$), $P_d \approx 100\text{€}$ – приблизна вартість доставки елементів системи із закордону, $P_i \approx 100\text{€}$ – вартість монтажу обладнання, $P_{prg} = 150\text{€}$ – вартість програми керування та гарантійного сервісу.

Верхня межа також розраховується за формулою (6.1), однак числові значення верхньої межі встановлюються на рівні максимального замовлення, яке може виконати компанія. Так наприклад встановлення системи електроприводу потужністю 110кВт буде коштувати[56, 57]:

$$P = (P_{\Sigma e} + P_d + P_i + P_{prg}) \cdot 1.05 \approx ((7500 + 16000) + 350 + 200 + 150) \cdot 1.05 = 36300\text{€}$$

6.5.4 Визначення системи збуту

Специфіка закупівельної поведінки цільових клієнтів, для даного проекту, визначається тим, що майже завжди закупівля товару буде виконуватись партіями, а не в одиничних екземплярах, по спеціальному замовленню від клієнтів із індивідуальним підходом від компанії до кожного замовлення.

Постачальник товару в свою чергу зобов'язується поставити товар до місця де обладнання буде встановлене, виконати монтаж обладнання та роботи із запуску обладнання, а також виїзний гарантійний та післягарантійний сервіс встановленого обладнання.

Глибина каналу збуту – національний рівень. Такий вибір пояснюється важкістю виходу на міжнародний ринок, а також низьким рівнем попиту на локальному рівні.

Оптимальною системою збуту, беручи до уваги специфіку закупівельної поведінки клієнта, обрана – пряма система, під якою мається на увазі прямий зв'язок компанії із клієнтом, без посередників.

6.5.5 Розробка концепцій маркетингових комунікацій

Проведемо аналіз специфіки поведінки цільових клієнтів при пошуку необхідних товарів. Часто компанії доведеться спілкуватися із компетентними інженерами, які є представниками промислових компаній, адже, як визначалося раніше, цільовими клієнтами є не окремі особи, а саме промислові компанії які випускають власну продукцію.

Покупці в пошуках нових технологій найчастіше шукатимуть товар на просторах інтернету, або на виставках промислового обладнання, що означає те, що каналами комунікації котрими найчастіше користується цільовий клієнт є телефонний зв'язок, безпосереднє спілкування з представниками компанії, а також інтернет.

На основі каналів комунікації, котрими користується споживач, обираємо ключові позиції, для позиціонування:

Участь у виставках промислового обладнання, для безпосереднього контакту з цільовими клієнтами. Встановлення стендів і роздача візитівок/брошур з інформацією про продукт і контактною інформацією для подальшого зв'язку, а саме мобільні телефони поширених операторів зв'язку, стаціонарний телефон, факс, поштова адреса, електронна пошта, а також зв'язок через популярні месенджери та соціальні мережі..

Створення сторінок у соцмережах та на торгових майданчиках, де буде представлена інформація про діяльність компанії, можливі види робіт та відгуки реальних клієнтів. Крім цього на сторінках буде вказана контактна інформація для зв'язку з компанією.

Створення власного інтернет сайту, який дозволить отримати інформацію про товар і зконфігурувати необхідне замовлення з анкетуванням, для отримання контактної інформації, для зв'язку з потенційним клієнтом. Також на сайті буде надано інформацію про можливі канали зв'язку з компанією.

Завданням рекламного повідомлення є – донесення інформації потенційному клієнту, про можливість отримати існуючу та дешевшу альтернативу широкопоширеній продукції.

Концепція рекламного звернення, для даного проекту обрана наступна: інформування покупця про можливі переваги продукції, технічні можливості та характеристики, ціну, а також про можливі канали зв'язку з компанією.

Висновки за розділом

За результатом виконання розділу отримано концепт стартап-проекту впровадження системи електроприводу синхронних реактивних двигунів. Виконано наступні пункти:

1. Здійснено опис ідеї проекту, де були наведені переваги та недоліки проекту, описані цілі впровадження проекту, а також наведене порівняння з найближчим конкурентом, чим доведено конкурентоспроможність проекту.

2. Проведено технічний аудит ідеї, в результаті якого з'ясовано, що елементи системи керування, є типовими та взаємозамінними, а також відносно легкодоступними, що робить технологічну реалізацію проекту – можливою.

3. Аналіз ринкових можливостей запуску стартап проекту показав наступне: проект буде перешопрхідцем на ринку в Україні, що тягне за собою як можливості так і ризики. Покупець вимагатиме від продукції – стандартизації, прийнятної ціни, отримання явних переваг перед аналогами. Факторів можливостей впровадження проекту на ринок більше ніж факторів загроз. Крім того фактори можливостей є більш вагомими. Визначена конкуренція – олігополія, з національним рівнем боротьби, внутрішньогалузева, товарно-видова, нецінова, марочна. SWOT-аналіз та аналіз 5 сил Портера показав, що в даного проекту є високі шанси виходу на ринок з можливістю успішної конкурентної боротьби.

4. Проведено розробку ринкової стратегії позиціонування. Обраною стратегією розвитку став – диференційований маркетинг. Обраною альтернативою розвитку стало – налагодження тісної співпраці з компаніями виробниками електричних машин, стратегія охоплення ринку – вибіркового розподілу, стратегія конкурентної поведінки – виклик лідера.

5. Сформовано маркетингову програму проекту, до складу якої увійшла трирівнева маркетингова модель товару, визначено межі встановлення ціни на товар 682.3-36300 €, вибрана пряма система збуту, та розроблена концепція маркетингових комунікацій.

ВИСНОВКИ

В даній магістерській дисертації вирішене актуальне питання розробки алгоритмів векторного керування механічними координатами синхронного реактивного двигуна. Результати роботи є частиною розвитку теорії векторного керування синхронними двигунами, в напрямку розробки нових алгоритмів керування механічними координатами синхронних реактивних двигунів. При цьому отримані наступні практичні та наукові результати:

1. Проведено аналітичний огляд існуючої літератури, на основі якої досягнуто висновків, що стрімкий розвиток технологій в сфері конструювання синхронних двигунів призводить до появи необхідності в системах керування механічними координатами, та як наслідок до потреби в розробці алгоритмів векторного керування моментом, швидкістю та положенням двигунів. Це також підтверджується тим фактом, що синхронні реактивні двигуни мають гарний потенціал, до застосування в системах електроприводу, де вже звичним стало застосування асинхронних двигунів. Наведені переваги синхронних реактивних двигунів над асинхронними також підтверджують конкурентоспроможність даного типу двигуна над іншими.

2. В розділі 2 проведено аналіз форми рівнянь динамічної моделі синхронного реактивного двигуна. Було зроблене припущення, згідно якого потокозчеплення по осі q – не заходить в зону насичення, в той час як робоча точка потокозчеплення по осі d , заходить в зону насичення. Нехтуючи дією перехресних зв'язків, а також враховуючи особливості математичної моделі синхронного реактивного двигуна, таких як наявність явної (apparent) та інкрементної індуктивностей отримано систему рівнянь динамічної моделі синхронного реактивного двигуна, з врахуванням насичення магнітної системи у вигляді, який придатний для розробки рівнянь алгоритмів керування механічними координатами.

3. Розділ 3 містить поетапне викладення синтезу алгоритмів векторного керування моментом, кутовою швидкістю та кутовим положенням синхронного реактивного двигуна. Всі алгоритми керування, у відповідності до рівнянь динаміки похибок відповідного алгоритму, за правильно вибраних коефіцієнтів

налаштувань регуляторів струму, регуляторів швидкості, регулятору положення, показують розв'язаність електромагнітної підсистеми від підсистем керування механічними координатами, та розроблені системи є лінійними та асимптотично стійкими. Крім того за рівняннями регуляторів, для розроблених алгоритмів керування, також було складено структурні схеми відповідних алгоритмів.

4. В розділі 4 проведено поетапну розробку моделюючих програм в середовищі SIMNON для дослідження динаміки роботи систем керування, на основі розроблених в розділі 3 алгоритмів керування вихідними координатами СРД. Розроблені програми містять підпрограми для формування траєкторій заданих величин, підпрограми які описують рівняння регуляторів відповідно до розділу 3, підпрограми обчислення похибок відпрацювання, та додаткових змінних. Також всі розроблені програми містять обмеження по напрузі та струму, які враховують реальні фізичні обмеження пристроїв.

5. Проведено дослідження динаміки відпрацювання вихідних координат систем векторного керування моментом, кутовою швидкістю, включаючи керування в режимі ослаблення поля, та системи керування кутовим положенням синхронного реактивного двигуна. Дослідження показали, що розроблені в розділі 4 програми є працездатними. Дослідження динамічних характеристик показали, що синтезовані в розділі 3 магістерської дисертації рівняння регуляторів моменту, струмів по осям d та q , регулятори швидкості та регулятор положення гарантують відпрацювання відповідних величин без статичних похибок відпрацювання. Накидання моменту статичного навантаження призводить до виникнення динамічної похибки відпрацювання вихідних координат систем керування кутовою швидкістю та кутовим положенням, проте, якщо правильно виконані налаштування коефіцієнтів регуляторів, похибка швидко компенсується та зводиться до нуля. Крім цього розроблений алгоритм керування кутовою швидкістю працездатний при роботі в режимі ослаблення поля, що підтверджується графіками перехідних процесів, за відповідними дослідженнями в розділі 5.

6. В 6-му розділі проведено розробку стартап проекту впровадження системи електроприводу синхронних реактивних двигунів, в якому здійснено опис

ідеї проекту, проведено технічний аудит, здійснено аналіз ринкових можливостей запуску проекту, розроблено ринкову стратегію позиціонування. Також сформовано маркетингову програму проекту та визначено межі встановлення ціни на товар 682.3-36300 €.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Мілих В. І., Єгоров Б. О., Єгорова Г. Г., Мірошніченко А. Г., Юхимчук В. Д. Дослідження синхронних машин. Харків: НТУ «ХП», 2010. 117 с
2. Грабко В. В., Розводюк М.П., Левицький С.М., Грабенко І.В. Експериментальні дослідження електричних машин. Частина V. Синхронні машини. Навчальний посібник. Вінниця: ВНТУ, 2013. 160 с.
3. Gieras, Jacek F. Permanent magnet motor technology: design and applications / Jacek F. Gieras. – 3rd ed. Taylor and Francis Group, LLC, 2010 – 600 p.
4. Pellegrino, Gianmario & Jahns, Thomas & Bianchi, Nicola & Soong, Wen & Cupertino, Francesco. (2016). The Rediscovery of Synchronous SynRMuctance and Ferrite Permanent Magnet Motors. 10.1007/978-3-319-32202-5
5. S. D. Chu and S. Torii, "Torque-speed characteristics of superconducting synchronous SynRMuctance motors with DyBCO bulk in the rotor," in IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol. 15, no. 2, pp. 2178-2181, June 2005, doi: 10.1109/TASC.2005.849606.
6. M. Ibrahim, F. Bernier and J. -M. Lamarre, "Design of a PM-Assisted Synchronous SynRMuctance Motor Utilizing Additive Manufacturing of Magnetic Materials," 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2019, pp. 1663-1668, doi: 10.1109/ECCE.2019.8912850.
7. Ozcelik, N. G., Dogru, U. E., Imeryuz, M., & Ergene, L. T. (2019). Synchronous SynRMuctance Motor vs. Induction Motor at Low-Power Industrial Applications: Design and Comparison. Energies, 12(11), 2190. doi:10.3390/en12112190
8. S. M. de Pancorbo, G. Ugalde, J. Poza and A. Egea, "Comparative study between induction motor and Synchronous Reluctance Motor for electrical railway traction applications," 2015 5th International Electric Drives Production Conference (EDPC), 2015, pp. 1-5, doi: 10.1109/EDPC.2015.7323219.
9. Villani, Marco & Tursini, Marco & Popescu, Mircea & Fabri, Giuseppe & Credo, Andrea & Di Leonardo, Lino. (2018). Experimental Comparison Between

Induction and Synchronous Reluctance Motor-Drives. 1188-1194.
10.1109/ICELMACH.2018.8506983.

10. A. Castagnini, T. Käsäkangas, J. Kolehmainen and P. S. Termini, "Analysis of the starting transient of a synchronous reluctance motor for direct-on-line applications," 2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2015, pp. 121-126, doi: 10.1109/IEMDC.2015.7409047.

11. A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Pastorelli, D. Staton and A. Vagati, "Thermal analysis of induction and synchronous reluctance motors," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 42, no. 3, pp. 675-680, May-June 2006, doi: 10.1109/TIA.2006.873668.

12. L. Lavrinovicha and J. Dirba, "Comparison of permanent magnet synchronous motor and synchronous reluctance motor based on their torque per unit volume," 2014 Electric Power Quality and Supply Reliability Conference (PQ), 2014, pp. 233-236, doi: 10.1109/PQ.2014.6866817.

13. K. Malekian, M. R. Sharif and J. Milimonfared, "An optimal current vector control for synchronous reluctance motors incorporating field weakening," 2008 10th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control, 2008, pp. 393-398, doi: 10.1109/AMC.2008.4516099.

14. J. A. Santos, D. A. Andrade, G. P. Viajante, M. A. A. Freitas, F. S. Silva and V. R. Bernadeli, "Mathematical modeling and computer analysis synchronous reluctance motor," 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2015, pp. 1-5, doi: 10.1109/COBEP.2015.7420164.

15. S. E. Lyshevski et al., "Design and optimization, steady-state and dynamic analysis of synchronous reluctance motors controlled by voltage-fed converters with nonlinear controllers," IEEE International Electric Machines and Drives Conference. IEMDC'99. Proceedings (Cat. No.99EX272), 1999, pp. 782-784, doi: 10.1109/IEMDC.1999.769241.

16. S. E. Lyshevski and A. Nazarov, "Control of micro- and mini-scale synchronous reluctance motors modeled using machine and arbitrary variables,"

Proceedings of the 41st IEEE Conference on Decision and Control, 2002., 2002, pp. 3676-3677 vol.4, doi: 10.1109/CDC.2002.1184934.

17. I. Nasui-Zah, A. -H. Tamas and C. -S. Martis, "Impact of saturation and cross-saturation on SynRM's dynamic model," 2019 15th International Conference on Engineering of Modern Electric Systems (EMES), 2019, pp. 145-148, doi: 10.1109/EMES.2019.8795173.

18. T. Hanamoto, J. Yano, H. Ikeda and T. Tsuji, "Hardware real time simulator of Synchronous Reluctance Motor including three phase pwm inverter model," The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -, 2010, pp. 2005-2009, doi: 10.1109/IPEC.2010.5543553.

19. X. Yuan, C. Zhang, S. Zhang, R. Wang and X. Zhang, "Predictive current control for SynRM drives under low dc link voltage," 2019 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/PRECEDE.2019.8753201.

20. F. -J. Lin, M. -S. Huang, S. -G. Chen, C. -W. Hsu and C. -H. Liang, "Adaptive Backstepping Control for Synchronous Reluctance Motor Based on Intelligent Current Angle Control," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 7, pp. 7465-7479, July 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2954558.

21. Jae-Sub Ko, Jung-Sik Choi, Ki-Tae Park, Byung-Sang Park and Dong-Hwa Chung, "Maximum torque control of SynRM drive using ALM-FNN controller," 2007 International Conference on Control, Automation and Systems, 2007, pp. 1609-1612, doi: 10.1109/ICCAS.2007.4406627.

22. S. -J. Kim et al., "Robust Torque Control of DC Link Voltage Fluctuation for SynRM Considering Inductances With Magnetic Saturation," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 46, no. 6, pp. 2005-2008, June 2010, doi: 10.1109/TMAG.2010.2041907.

23. Kenji Matsumoto, Gao Hongwei, Yu Yanjun and Cheng Shukang, "Sensorless control of SynRM based on PWM inverter carrier frequency component," 2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008, pp. 1-4, doi: 10.1109/VPPC.2008.4677619.

24. F. P. Scalcon, C. J. Volpato, T. Lazzari, T. S. Gabbi, R. P. Vieira and H. A. Gründling, "Sensorless Control of a SynRM Drive Based on a Luenberger Observer with an Extended EMF Model," IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2019, pp. 1333-1338, doi: 10.1109/IECON.2019.8927192.
25. M. Babaei, J. Nazarzadeh and J. Faiz, "Nonlinear feedback control of chaos in synchronous reluctance motor drive systems," 2008 IEEE International Conference on Industrial Technology, 2008, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICIT.2008.4608524.
26. N. BEDETTI, S. CALLIGARO and R. PETRELLA, "Feasible Auto-Tuning Procedure for Mid-Performance Sensorless IPMSM and SynRM Drives," 2019 IEEE 10th International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/SLED.2019.8896348.
27. S. Nattuthurai and R. Neelamegham, "Design and performance evaluation of SynRM and ferrite assisted-SynRM for EV application using FEA," 2017 International Conference On Smart Technologies For Smart Nation (SmartTechCon), 2017, pp. 492-497, doi: 10.1109/SmartTechCon.2017.8358422.
28. P. Li, W. Ding and G. Liu, "Sensitivity Analysis and Design of a High Performance Permanent-Magnet-Assisted Synchronous Reluctance Motor for EV Application," 2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2018, pp. 406-411, doi: 10.1109/ITEC.2018.8450176.
29. T. Satou, S. Morimoto, M. Sanada and Y. Inoue, "A study on the rotor design of the synchronous reluctance motor for EV and HEV propulsion," 2013 IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2013, pp. 1190-1194, doi: 10.1109/PEDS.2013.6527200.
30. Y. Guan, Z. Q. Zhu, I. A. A. Afinowi, J. C. Mipo and P. Farah, "Design of synchronous reluctance and permanent magnet synchronous reluctance machines for electric vehicle application," 2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2014, pp. 1853-1859, doi: 10.1109/ICEMS.2014.7013785.

31. A. A. Arkadan, N. Al-Aawar and A. A. Hanbali, "Design Optimization of SynRM Drives for HEV Power Train Applications," 2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference, 2007, pp. 810-814, doi: 10.1109/IEMDC.2007.382772.
32. A. Siadatan, M. K. Adab and H. Kashian, "Compare motors of Toyota Prius and synchronous SynRM Muctance for using in electric vehicle and hybrid electric vehicle," 2017 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC), 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/EPEC.2017.8286173.
33. V. Kazakbaev, V. Prakht, V. Dmitrievskii and I. Sokolov, "The feasibility study of the application of a synchronous reluctance motor in a pump drive," 2016 IX International Conference on Power Drives Systems (ICPDS), 2016, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICPDS.2016.7756718.
34. C. Li, D. Xu and G. Wang, "High efficiency remanufacturing of induction motors with interior permanent-magnet rotors and synchronous-reluctance rotors," 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/ITEC-AP.2017.8080993.
35. Інтернет джерело Bonfiglioli URL: https://www.bonfiglioli.com/uk/en/product/bsr-series_electric-motors_synchronous-reluctance-motors
36. Інтернет джерело Mark ElektriKS URL: <http://www.markelektriKS.com/synchronous-reluctance-motors.html>
37. Інтернет джерело KOSTAL URL: <https://www.kostal-drives-technology.com/en-gb/motortechnologien/synchron-reluktanzmotor/>
38. Інтернет джерело ABB URL: <https://new.abb.com/motors-generators/iec-low-voltage-motors/process-performance-motors/synchronous-reluctance-motors>
39. ABB EN_SynRM_Brochure_3AUA00000120962_
40. ABB EN_IE4_SynRM_brochure_3AUA0000132610_RevG

41. Інтернет джерело SIEMENS URL: <https://mall.industry.siemens.com/mall/en/en/Catalog/Products/10342435?tree=CatalogTree>
42. Інтернет джерело SZGH URL: https://www.alibaba.com/product-detail/Synchronous-Reluctance-Motor-Speed-Control-Sewing_1600458877547.html?spm=a2700.pc_countrysearch.main07.10.4fd55751xOeV0I
43. Інтернет джерело Changzhou Nanfang Motor Co URL: https://cnzfdj.en.alibaba.com/company_profile.html?spm=a2700.details.0.0.54e477c5vbovQs
44. Інтернет джерело Inverterdrivesystems URL: <https://www.inverterdrivesystems.com/6-reasons-choose-synrm/>
45. Diego Fernando Valencia Garc'ia, " Self-Commissioning and Testing of Synchronous Reluctance Motor Drives" 2017, Universidade de Coimbra, pp. 8-14.
46. A. Vagati, M. Pastorelli, G. Franceschini and V. Drogoreanu, "Flux-observer-based high-performance control of synchronous reluctance motors by including cross saturation," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35, no. 3, pp. 597-605, May-June 1999, doi: 10.1109/28.767010.
47. S.-K. Sul Control of electric machine drive systems. John Wiley & Sons, 2011.
48. S. Peresada, D. Rodkin and V. Reshetnyk, "Theoretical and Experimental Comparison of the Standard and Feedback Linearizing Speed Controllers for Synchronous Motors," 2020 IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP), 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/PAEP49887.2020.9240821.
49. С.М.Пересада. Конспект лекцій з дисципліни «Керування елект-приводами-2». Київ, 2000.
50. С. М. Пересада, С. М. Ковбаса. Теорія мехатронних систем – 1: Методичні вказівки до виконання розрахунково-графічної роботи для студентів заочної форми навчання напряму підготовки 6.050702 – "Електромеханіка"

спеціальності "Електромеханічні системи автомати-зації та електропривод –К.: НТУУ “КПІ”, 2011 р. –96 с.

51. Інтернет джерело ABB URL: <https://new.abb.com/products/3GAL092517-ASB/3gal092517-asb>,

52. Інтернет джерело ABB URL: <https://new.abb.com/products/3GBA091010-BSDCN/3gba091010-bsdcn>,

53. Інтернет джерело electricautomationnetwork URL: <https://www.electricautomationnetwork.com/en/abb/m2bax-90-sla-2-3gba091010-bdd-abb-cast-iron-motor-for-general-performance-22kw-400-690v-ie3-2p-mounting-/>

54. Інтернет джерело ABB URL: <https://abb.bonnew.com/m2bax-3-phase-squirrel-cage-2-2kw-90sla2-3gba091010-asd.html>

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

56. Інтернет джерело ventilator URL: <https://ventilator.ua/product/elektrodivigatel-abb-m3bp-355-sma4-ie3>

57. Інтернет джерело vent-a URL: <https://vent-a.com.ua/pr9938-ua/peretvoryuvach-chastoti-abb-ac550-110kvt-3-f380>

Додаток А

Таблиця А.1 Номінальні параметри двигуна М3АL 90LА 4

Параметр	Значення
Номінальна потужність, кВт	2.2
Номінальний струм, А	5.6
Номінальна частота обертання ротора, об/хв	3000
Номінальний момент навантаження, Нм	7
К-сть пар полюсів	2
Момент інерції ротора двигуна, кг·м ²	0.00202
Активний опір статора, Ом	2
Індуктивність по осі q, Гн	0.03

При моделюванні слід враховувати момент інерції виконавчого органу механізму. В даному випадку рекомендовано використовувати подвійний момент інерції ротора двигуна.

Додаток Б

В даному додатку приведений повний текст моделюючої програми системи керування моментом

"Programm SRM-trq-full ord cont

continuous system mt

state tet w trqr id iq

state yd yq

der dtet dw dtrqr did diq

der dyd dyq

time t

zero=0

" SM motor model

w:00

dtet=w

dw=(trq-Tl)/J-nu*w

did=(ud-R*id+w*pn*psq)/Lde

diq=(uq-R*iq-w*pn*psd)/Lq

Trq=3*pn*(psd*iq-Lq*id*iq)/2

psdr = 0.189*idr-0.0169*idr*idr+0.0237-Lq*idr

$$psd=0.189*id-0.0169*id*id+0.0237$$

$$psq=Lq*iq$$

$$Lde=0.189-0.0338*id$$

"motor parameters

$$R=2$$

$$pn=2$$

$$Lq=0.03$$

$$nu=0$$

$$\mu_1=1.5*pn$$

$$\mu=\mu_1/J$$

$$J=0.002*2*2$$

"references

"Load torque

$$Tl=0$$

"Traject of torque

$$dTrqr=\text{if } t < 0.55 \text{ then } 0 \text{ else } dTrqr11$$

$$dTrqr11=\text{if } t < 0.65 \text{ then } 40 \text{ else } dTrqr1$$

$$dTrqr1=\text{if } t < 0.85 \text{ then } 0 \text{ else } dTrqr2$$

$$dTrqr2=\text{if } t < 0.95 \text{ then } -40 \text{ else } dTrqr3$$

$$dTrqr3=\text{if } t < 1.5 \text{ then } 0 \text{ else } dTrqr4$$

$$dTrqr4=\text{if } t < 1.6 \text{ then } -40 \text{ else } dTrqr5$$

dTrqr5=if t<1.8 then 0 else dTrqr6

dTrqr6=if t<1.9 then 40 else 0

"Traject of idr

id_r = if t<0.5 then 8*t else idr1

idr1 = if t<1 then 4 else idr2

idr2 = if t<1.25 then 4-8*(t-1) else 2

didr = if t<0.5 then 8 else didr1

didr1 = if t<1 then 0 else didr2

didr2 = if t<1.25 then -8 else 0

"CONTROL

"Trq controller

iqr1=Trqr/(mu1*psdr)

diqr=dTrqr/(mu1*psdr)

"d-q-current controllers

ud1=R*idr-psq*pn*w+Lde*(didr-ki*idd-yd)

dyd=kii*idd

uq1=R*iqr+psd*pn*w+Lq*(diqr-ki*iqd-yq)

dyq=kii*iqd*k "when Uqm>uq1 then Integral component is off

k = if abs(uq1)<Uqm then 1 else 0

"Limitations

"voltage limitations

$$ud = \min(\max(ud1, -U_m), U_m)$$

$$uq = \min(\max(uq1, -U_{qm}), U_{qm})$$

$$U_{qm} = \sqrt{U_m * U_m - ud * ud}$$

$$U_m = 310$$

"current limitations

$$iqr = \min(\max(iqr1, -I_{qm}), I_{qm})$$

$$I_{qm} = \sqrt{I_m * I_m - id * id}$$

$$I_m = 5.6 * 2$$

$$idr = \min(\max(id_r, -id_{max}), id_{max})$$

$$id_{max} = 4$$

"Current errors

$$idd = id - idr$$

$$iqd = iq - iqr$$

"Trq error

$$Trqd = Trqr - Trq$$

"Controller's parameters

$$k_i = 900$$

$$k_{ii} = k_i \cdot k_i / 2$$

"Transformed variables

$$i_a = i_d \cdot \cos(pn \cdot tet) - i_q \cdot \sin(pn \cdot tet)$$

$$i_b = i_d \cdot \sin(pn \cdot tet) + i_q \cdot \cos(pn \cdot tet)$$

$$u_a = u_d \cdot \cos(pn \cdot tet) - u_q \cdot \sin(pn \cdot tet)$$

$$u_b = u_d \cdot \sin(pn \cdot tet) + u_q \cdot \cos(pn \cdot tet)$$

"Modulus of current and voltage and ps

$$I = \sqrt{i_a^2 + i_b^2}$$

$$U = \sqrt{u_a^2 + u_b^2}$$

"Power

$$P_m = T_{rq} \cdot \omega$$

$$P_a = 3 \cdot (u_a \cdot i_a + u_b \cdot i_b) / 2$$

$$P_r = 3 \cdot (u_a \cdot i_b - u_b \cdot i_a) / 2$$

End

Додаток В

Текст макросу для моделювання програми по дослідженню системи керування моментом

```
macro srmtrqm
```

```
syst srmtrq
```

```
store Trq Trqr id iq idr
```

```
store iqr Tl w ia ib ua-add
```

```
store ub ud uq idd iqd-add
```

```
store I U Pm Pa Pr-add
```

```
store Trqd psd psq psdr-add
```

```
store uqm-add
```

```
simu 0 2.2 1e-4/1e-3
```

```
end
```

Додаток Г

Текст програма системи керування кутовою швидкістю без режиму ослаблення поля

"Programm SRM-speed tracking d-axis saturation

continuous system mt

state w tet wr Tlo

state id iq yd yq

der dw dtet dwr dTlo

der did diq dyd dyq

time t

zero=0

" SM motor model

w:0

dtet=w

$dw = (trq - Tl) / J - nu * w$

$did = (ud - R * id + w * pn * psq) / Lde$

$diqu = (uq - R * iq - w * pn * psd) / Lq$

$Trq = 3 * pn * (psd * iq - Lq * id * iq) / 2$

$psd = 0.189 * id - 0.0169 * id * id + 0.0237$

$psdr = 0.189 * idr - 0.0169 * idr * idr + 0.0237 - Lq * idr$

$psq = Lq * iq$

$$L_{de} = 0.189 - 0.0338 \cdot i_d$$

"motor parameters

$$R=2$$

$$p_n=2$$

$$L_q=0.03$$

$$\nu=0$$

$$\mu=1.5 \cdot p_n / J$$

$$J=0.002 \cdot 2 \cdot 2$$

"Load torque

$$T_l = \text{if } t < 0.6 \text{ then } 0 \text{ else } t_{l1}$$

$$t_{l1} = \text{if } t < 0.8 \text{ then } 5 \text{ else } t_{l2}$$

$$t_{l2} = \text{if } t < 1.55 \text{ then } 0 \text{ else } t_{l3}$$

$$t_{l3} = \text{if } t < 1.75 \text{ then } -5 \text{ else } 0$$

"Speed reference

$$d_{wr} = a_l$$

$$w_{rmax} = 200$$

$$k_a = 0.25$$

$$t_{ex} = 1$$

$$t_a = 0.5$$

$$t_1 = t_{ex} + t_a \cdot k_a$$

$$t2=t1+(ta-2*ta*ka)$$

$$t3=tex+ta$$

$$dacs=wrmax/(ka*ta*ka*ta+ka*ta*(ta-2*ka*ta))$$

$$acs=dacs*ta*ka$$

$$all = \text{if } t > tex \text{ and } t < t1 \text{ then } 2*dacs \text{ else } all1$$

$$all1 = \text{if } t < t2 \text{ then } 0 \text{ else } all2$$

$$all2 = \text{if } t < t3 \text{ then } -2*dacs \text{ else } 0$$

$$al = \text{if } t < tex \text{ then } 0 \text{ else } al0$$

$$al0 = \text{if } t > tex \text{ and } t < t1 \text{ then } dacs*(t-tex) \text{ else } al1$$

$$al1 = \text{if } t < t2 \text{ then } acs \text{ else } al2$$

$$al2 = \text{if } t < t3 \text{ then } acs-dacs*(t-t2) \text{ else } 0$$

$$id_r = \text{if } t < 0.5 \text{ then } 8*t \text{ else } idr1$$

$$idr1 = \text{if } t < 1 \text{ then } 4 \text{ else } idr2$$

$$idr2 = \text{if } t < 1.25 \text{ then } 4-8*(t-1) \text{ else } 2$$

$$didr = \text{if } t < 0.5 \text{ then } 8 \text{ else } didr1$$

$$didr1 = \text{if } t < 1 \text{ then } 0 \text{ else } didr2$$

$$didr2 = \text{if } t < 1.25 \text{ then } -8 \text{ else } 0$$

" CONTROL

"speed controller

$$iqr1 = (-kw * ew + Tlo + al) / (\mu * psdr)$$

$$dTlo = -kwi * ew$$

"d-q current controllers

$$ud1 = R \cdot i_{dr} - \omega \cdot p_n \cdot \Psi_{sq} + L_{de} \cdot (-k_i \cdot i_{dd} + y_d + d_{idr})$$

$$dy_d = -k_{ii} \cdot i_{dd}$$

$$uq1 = R \cdot i_{qr} + \omega \cdot p_n \cdot \Psi_{sd} + L_{qe} \cdot (-k_i \cdot i_{qd} + y_q) \quad \text{" no current derivative}$$

$$dy_q = -k_{ii} \cdot i_{qd} \cdot k \quad \text{"when } U_{qm} > uq1 \text{ then Integral component is off}$$

$$k = \text{if } \text{abs}(uq1) < U_{qm} \text{ then } 1 \text{ else } 0$$

"Limitations

"voltage limitations

$$ud = \min(\max(ud1, -U_m), U_m)$$

$$uq = \min(\max(uq1, -U_{qm}), U_{qm})$$

$$U_{qm} = \sqrt{U_m \cdot U_m - ud \cdot ud}$$

$$U_m = 310$$

"current limitations

$$i_{qr} = \min(\max(i_{qr1}, -I_{qm}), I_{qm})$$

$$I_{qm} = \sqrt{I_m \cdot I_m - id \cdot id}$$

$$I_m = 5.6 \cdot 2$$

$$idr = \min(\max(id_r, -id_{max}), id_{max})$$

$$id_{max} = 4$$

"current errors

$$idd = id - idr$$

$$iqd = iq - iqr$$

"speed error

$$ew = w - wr$$

"load estimation error

$$eTl = Tl/J - Tlo$$

"controllers' parameters

$$ki = 900$$

$$kii = ki * ki / 2$$

$$kw = 120$$

$$kwi = kw * kw / 2$$

"Transformed variables

$$ia = id * \cos(pn * tet) - iq * \sin(pn * tet)$$

$$ib = id * \sin(pn * tet) + iq * \cos(pn * tet)$$

$$ua = ud * \cos(pn * tet) - uq * \sin(pn * tet)$$

$$ub = ud * \sin(pn * tet) + uq * \cos(pn * tet)$$

"Modulus of current and voltage and ps

$$I = \sqrt{ia * ia + ib * ib}$$

$$U = \sqrt{ua * ua + ub * ub}$$

"Power

$$P_m = T_{rq} \cdot \omega$$

$$P_a = 3 \cdot (u_a \cdot i_a + u_b \cdot i_b) / 2$$

$$P_r = 3 \cdot (u_a \cdot i_b - u_b \cdot i_a) / 2$$

end

Додаток Д

Текст макросу для моделювання програми по дослідженню системи керування кутовою швидкістю без режиму ослаблення поля

```
macro srmsm  
syst srms  
store Trq ud uq id iq  
store Tl wr Tlo idr iqr-add  
store zero al ew-add  
store w psd psq Lde-add  
store didr all psdr eTl-add  
store idd iqd I U uqm-add  
store ia ib ua ub Pm-add  
store Pa Pr-add  
  
simu 0 2.2 1e-4/1e-3  
  
end
```

Додаток Е

Текст програми для моделювання системи керування кутовою швидкістю з режимом ослаблення поля

"Programm SRM-speed tracking d-axis saturation

"with added field-weakening modes open-loop and closed-loop

continuous system mt

state w wr Tlo z" uqm1

state id iq yd yq

state tet

der dw dwr dTlo dz" duqm1

der did diq dyd dyq

der dtet

time t

zero=0

" SM motor model

w:0

dtet = w

dw = (trq-Tl)/J-nu*w

did = (ud-R*id+w*pn*psq)/Lde

diq = (uq-R*iq-w*pn*psd)/Lq

Trq = 3*pn*(psd*iq-Lq*id*iq)/2

psd = 0.189*id-0.0169*id*id+0.0237

$$psdr = 0.189*idr - 0.0169*idr*idr + 0.0237*Lq*idr$$

$$psq = Lq*iq$$

$$Lde = 0.189 - 0.0338*id$$

"Load torque

Tl=if t<2.6 then 0 else tf2

tf2=if t<2.8 then 2.5 else 0

"references

"Speed reference

dwr=al

wrmax=200

ka=0.25

tex=1

ta=0.5

t1=tex+ta*ka

t2=t1+(ta-2*ta*ka)

t3=tex+ta

dacs=wrmax/(ka*ta*ka*ta+ka*ta*(ta-2*ka*ta))

acs=dacs*ta*ka

all =if t>tex and t<t1 then 2*dacs else all1

all1=if $t < t_2$ then 0 else all2

all2=if $t < t_3$ then $-2*dacs$ else all_fw "

al= if $t < t_{ex}$ then 0 else al0

al0=if $t > t_{ex}$ and $t < t_1$ then $dacs*(t-t_{ex})$ else al1

al1=if $t < t_2$ then acs else al2

al2=if $t < t_3$ then $acs-dacs*(t-t_2)$ else al_fw

"w reference for field-weakening with w above 200 rads

all_fw = if $t > t_{fw}+t_{ex}$ and $t < t_{fw}+t_1$ then $w_{fw}*dacs$ else all1_

all1_ = if $t < t_{fw}+t_2$ then 0 else all2_

all2_ = if $t < t_{fw}+t_3$ then $-w_{fw}*dacs$ else 0

al_fw = if $t < t_{fw}+t_{ex}$ then 0 else al0_

al0_ = if $t > t_{fw}+t_{ex}$ and $t < t_{fw}+t_1$ then $w_{fw}*dacs*(t-t_{fw}-t_{ex})$ else al1_

al1_ = if $t < t_{fw}+t_2$ then $w_{fw}*acs$ else al2_

al2_ = if $t < t_{fw}+t_3$ then $w_{fw}*(acs-dacs*(t-t_{fw}-t_2))$ else al31_

"for return from field-weakening

al31_ = if $t < 1+t_{fw}+t_{ex}$ then 0 else al3_

al3_ = if $t > 1+t_{fw}+t_{ex}$ and $t < 1+t_{fw}+t_1$ then $-dacs*(t-1-t_{fw}-t_{ex})$ else al4_

al4_ = if $t < 1+t_{fw}+t_2$ then $-w_{fw}*acs$ else al5_

al5_ = if $t < 1+t_{fw}+t_3$ then $w_{fw}*(-acs+dacs*(t-t_{fw}-t_2-1))$ else 0

w_fw = 1 "ratio between $w_{rmax}=200$ rads and maximal required w

t_fw = 1 "accelration time for field-weak. (+1 sec)

idr_r = if t<0.5 then 8*t else idr1

idr1 = if t<1 then 4 else idr_fw

didr = if t<0.5 then 8 else 0

"id reference for field-weakening type 1 - open-loop

idr_fw = if kf < 2 then idr_fw1 else idr_fw2

idr_fw1 = if t>(1+tex) and abs(wr)<abs(w1) then 4 else idr_f

idr_f = 4*w1/(((abs(wr)+0.01)))

w1 = 205 "threshold when we start to lower idr

" CONTROL

"d-q current controllers

ud1 = R*idr-w*pn*Psq+Lde*(-ki*idd+yd+didr)

dyd =-kii*idd

uq1 = R*iqr+w*pn*Psd+Lq*(-ki*iqd+yq) " no current derivative

dyq =-kii*iqd*k "when Uqm>uq1 then Integral component is off

k = if abs(uq1)<Uqm then 1 else 0

"Limitations

"07 12 2022

"voltage limitations

$$u_d = \min(\max(u_{d1}, -U_m), U_m)$$

$$u_q = \min(\max(u_{q1}, -U_{qm}), U_{qm})$$

$$U_{qm} = \sqrt{U_m^2 - u_d^2}$$

$$U_m = 310$$

"current limitations

$$i_{qr} = \min(\max(i_{qr1}, -I_{qm}), I_{qm})$$

$$I_{qm} = \sqrt{I_m^2 - i_d^2}$$

$$I_m = 5.6 \times 2 \quad 1.41$$

$$i_{dr} = \min(\max(i_{dr1}, -i_{dmax}), i_{dmax})$$

$$i_{dmax} = 4$$

"Back-EMF based field-weakening - 2 (closed-loop)

"measured EMF

$$EMF = \omega \cdot p_n \cdot \sqrt{p_{sd}^2 + p_{sq}^2}$$

"EMF threshold

$$E_{ref} = 220$$

"error

$$E_d = \text{if } t > t_{ex} + t_{fw} \text{ then } (E_{ref} - EMF) \text{ else } 0$$

"integral of error is used as i_{dr}

$dz = Ed$

$z:4$

$idr_fw2 = \min(\max(z, idmin), idmax)$

$idmin = 1$

"choose field-weakening type: 1 - open-loop, 2 - closed-loop

$kf = 2$

"Transformed variables

$ia = id \cdot \cos(pn \cdot tet) - iq \cdot \sin(pn \cdot tet)$

$ib = id \cdot \sin(pn \cdot tet) + iq \cdot \cos(pn \cdot tet)$

$ua = ud \cdot \cos(pn \cdot tet) - uq \cdot \sin(pn \cdot tet)$

$ub = ud \cdot \sin(pn \cdot tet) + uq \cdot \cos(pn \cdot tet)$

"Modulus of current and voltage and ps

$I = \sqrt{ia^2 + ib^2}$

$U = \sqrt{ua^2 + ub^2}$

"Power

$Pm = Trq \cdot w$

$Pa = 3 \cdot (ua \cdot ia + ub \cdot ib) / 2$

$Pr = 3 \cdot (ua \cdot ib - ub \cdot ia) / 2$

"current errors

$$idd = id - idr$$

$$iqd = iq - iqr$$

$$eid = idd$$

$$eiq = iqd$$

"speed controller

$$iqr1 = (-k_w * ew + T_{lo} + a_l) / (\mu * p_{sdr})$$

$$dT_{lo} = -k_{wi} * ew$$

"speed error

$$ew = w - w_r$$

"load estimation error

$$eT_l = T_l / J - T_{lo}$$

"controllers' parameters

$$k_i = 900$$

$$k_{ii} = k_i * k_i / 2$$

$$k_w = 120$$

$$k_{wi} = k_w * k_w / 2$$

"motor parameters

$$R = 2$$

$$p_n = 2$$

$$Lq=0.03$$

$$\nu=0$$

$$\mu=1.5*pn/J$$

$$J=0.002*2*2$$

end

Додаток Є

Текст макросу для моделювання програми системи керування кутовою швидкістю із режимом ослаблення поля.

```
macro srmsfwm
syst srmsfw
store Trq ud uq id iq
store Tl wr Tlo idr iqr-add
store idd zero al iqd ew-add
store w psd psq Lde-add
store didr all psdr eTl-add
store eid eiq I idr_fw u uqm k-add
store emf Ed z-add
store ia ib ua ub-add
store Pm Pa Pr-add

simu 0 4 1e-4/1e-3

end
```

Додаток Ж

Текст програми для моделювання системи керування кутовим положенням.

"Programm SRM-angle tracking d-axis saturation

continuous system mt

state w tet Tlo

state id iq yd yq

state tetr wrt aclr

der dw dtet dTlo

der did diq dyd dyq

der dtetr dwrt daclr

time t

zero=0

" SM motor model

w:0

dtet=w

$dw = (trq - Tl) / J - nu * w$

$did = (ud - R * id + w * pn * psq) / Lde$

$diqu = (uq - R * iq - w * pn * psd) / Lq$

$Trq = 3 * pn * (psd * iq - Lq * id * iq) / 2$

$psd = 0.189 * id - 0.0169 * id * id + 0.0237$

$psdr = 0.189 * idr - 0.0169 * idr * idr + 0.0237 - Lq * idr$

$$p_{sq} = L_q \cdot i_q$$

$$L_{de} = 0.189 - 0.0338 \cdot i_d$$

"motor parameters

$$R=2$$

$$p_n=2$$

$$L_q=0.03$$

$$\nu=0$$

$$\mu=1.5 \cdot p_n / J$$

$$J=0.002 \cdot 2 \cdot 2$$

"Load torque

$$T_l = \text{if } t < 0.6 \text{ then } 0 \text{ else } t_{l1}$$

$$t_{l1} = \text{if } t < 0.8 \text{ then } 5 \text{ else } t_{l2}$$

$$t_{l2} = \text{if } t < 1.55 \text{ then } 0 \text{ else } t_{l3}$$

$$t_{l3} = \text{if } t < 1.75 \text{ then } -5 \text{ else } t_{l4}$$

$$t_{l4} = \text{if } t < 2.2 \text{ then } 0 \text{ else } t_{l5}$$

$$t_{l5} = \text{if } t < 2.5 \text{ then } 5 \text{ else } 0$$

"references

"Traject of position

$$dt_{etr} = w_{rr}$$

$$dw_{rr} = a_{clr}$$

ddtetr=aclr

dddetr=alr

daclr = alr

alr=if t<tpoch_r then 0 else alr11

alr11=if t<tpoch_r+tr then rmax else alr2

alr2=if t<tpoch_r+tr+ta then 0 else alr3

alr3=if t<tpoch_r+2*tr+ta then -rmax else alr4

alr4=if t<tpoch_r+2*tr+ta+tw then 0 else alr5

alr5= if t<tpoch_r+3*tr+ta+tw then -rmax else alr6

alr6= if t<tpoch_r+3*tr+2*ta+tw then 0 else alr7

alr7= if t<tpoch_r+4*tr+2*ta+tw then rmax else 0

tw = (tetamax-2*rmax*tr*(tr*tr+1.5*tr*ta+0.5*ta*ta))/wmax "time of constant speed

ta= wmax/amax-tr "time of constant acceleration

tr=amax/rmax "time of constant jerk

tetamax = 120 "final value of position

wmax = 157 "final value of speed

amax = 1570/2 "final value of acceleration

rmax = 8e3 "final value of jerk

tpoch_r=1

id_r = if t<0.5 then 8*t else idr1

idr1 = if t<1 then 4 else idr2

idr2 = if t<1.25 then 4-8*(t-1) else 2

didr = if t<0.5 then 8 else didr1

didr1 = if t<1 then 0 else didr2

didr2 = if t<1.25 then -8 else 0

" CONTROL

"Position controller

$$w_r = dT_{etr} - kT_{et} * e_{Tet}$$

"speed controller

$$i_{qr1} = \frac{-(k_w + k_{tet}) * e_w + T_{lo} + a_{clr} + k_{tet} * k_{tet} * e_{tet}}{(\mu * p_{sdr})}$$

$$dT_{lo} = -k_{wi} * e_w$$

"d-q current controllers

$$u_{d1} = R * i_{dr} - w * p_n * P_{sq} + L_{de} * (-k_i * i_{dd} + y_d + d_{idr})$$

$$d_{yd} = -k_{ii} * i_{dd}$$

$$u_{q1} = R * i_{qr} + w * p_n * P_{sd} + L_{q} * (-k_i * i_{qd} + y_q) \quad \text{" no current derivative}$$

$$d_{yq} = -k_{ii} * i_{qd} * k \quad \text{"when } U_{qm} > u_{q1} \text{ then Integral component is off}$$

$$k = \text{if } \text{abs}(u_{q1}) < U_{qm} \text{ then } 1 \text{ else } 0$$

"Limitations

"voltage limitations

$$u_d = \min(\max(u_{d1}, -U_m), U_m)$$

$$u_q = \min(\max(u_{q1}, -U_{qm}), U_{qm})$$

$$U_{qm} = \sqrt{U_m * U_m - u_d * u_d}$$

$$U_m = 310$$

"current limitations

$$iqr = \min(\max(iqr1, -I_{qm}), I_{qm})$$

$$I_{qm} = \sqrt{I_m^2 - i_d^2}$$

$$I_m = 5.6 \times 2$$

$$idr = \min(\max(id_r, -id_{max}), id_{max})$$

$$id_{max} = 4$$

"Transformed variables

$$i_a = i_d \cos(pn \cdot tet) - i_q \sin(pn \cdot tet)$$

$$i_b = i_d \sin(pn \cdot tet) + i_q \cos(pn \cdot tet)$$

$$u_a = u_d \cos(pn \cdot tet) - u_q \sin(pn \cdot tet)$$

$$u_b = u_d \sin(pn \cdot tet) + u_q \cos(pn \cdot tet)$$

"Modulus of current and voltage and ps

$$I = \sqrt{i_a^2 + i_b^2}$$

$$U = \sqrt{u_a^2 + u_b^2}$$

"Power

$$P_m = T_{rq} \cdot \omega$$

$$P_a = 3 \cdot (u_a \cdot i_a + u_b \cdot i_b) / 2$$

$$P_r = 3 \cdot (u_a \cdot i_b - u_b \cdot i_a) / 2$$

"current errors

idd = id-idr

iqd = iq-iqr

"speed error

ew = w-wr

"load estimation error

eTl = Tl/J-Tlo

"Position error

etet=tet-tetr

"controllers' parameters

ki = 900

kii = ki*ki/2

kw = 120

kwi = kw*kw/2

kTet=50

end

Додаток 3

Текст макросу для моделювання програми системи керування кутовим положенням.

```
macro srmangm
syst srmang
store tet tetr etet
store Trq ud uq id iq-add
store Tl wr Tlo idr iqr-add
store zero ew-add
store w psd psq Lde-add
store didr psdr eTl-add
store idd iqd I U uqm-add
store alr aclr wrt-add
store ia ib ua ub-add
store Pm Pa Pr-add

simu 0 3 1e-4/1e-3

end
```