

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

Факультет електроенерготехніки та автоматики

(повне найменування інституту, факультету)

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

(повна назва кафедри)

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

_____ Сергій КОВБАСА
(підпис)

“ ___ ” _____ 20__ р.

Дипломний проект

на здобуття ступеня бакалавра

за освітньо-професійною програмою «Електромеханічні системи

автоматизації, електропривод та електромобільність»

спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

(код і назва)

на тему: Система векторного керування синхронними реактивними двигунами з
оптимізацією за критерієм момент-струм

Виконав: студент 4 курсу, групи ЕП-92
(шифр групи)

Щербаченко Владислав Вікторович

(прізвище, ім'я, по батькові)



(підпис)

Керівник д.т.н., проф. Пересада С.М.
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ім'я, по-батькові)

(підпис)

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

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

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

Студент (-ка) _____
(підпис)

Київ – 2023р.

ВІДОМІСТЬ ДИПЛОМНОГО ПРОЕКТУ

№ з/п	Формат	Позначення	Найменування	Кількість листів	Примітка
1	A4		Завдання на дипломний проект	2	
2	A4	141.0015.027.БР	Пояснювальна записка	84	
3	A1	141.0015.027.БР	Структурна схема системи векторного керування моментом синхронного реактивного двигуна	1	
4	A1	141.0015.027.БР	Графіки перехідних процесів відпрацювання моменту двигуном потужністю 2.2 кВт	1	
5	A1	141.0015.027.БР	Графіки перехідних процесів відпрацювання моменту двигуном потужністю 15 кВт	1	

				141.9215.027.БР		
	ПІБ	Підп.	Дата			
Розробн.	Щербаченко В.В.			Відомість дипломного проекту	Лист	Листів
Керівн.	Пересада С.М.				2	
Консульт.					КПІ ім. Ігоря Сікорського Каф. АЕМС-ЕП Гр. ЕП-92	
Н/контр.						
Зав.каф.	Ковбаса С.М.					

Пояснювальна записка до дипломного проекту

на тему: Система векторного керування синхронними реактивними двигунами з оптимізацією за критерієм момент-струм

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

Факультет електроенерготехніки та автоматики
(повна назва)

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу
(повна назва)

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Спеціальність – 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка
(код і назва)

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

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Сергій КОВБАСА
(підпис)

«__» _____ 20__ р.

ЗАВДАННЯ

на дипломний проект студенту

Щербаченку Владиславу Вікторовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту Система векторного керування синхронними реактивними двигунами з оптимізацією за критерієм момент-струм

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

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

2. Термін подання студентом проекту 15.06.2023

3. Вихідні дані до проекту Синхронний реактивний двигун типу М3АL 90LА 4: номінальна потужність – 2.2 кВт, номінальний струм – 5.6 А, номінальна частота обертання ротора – 3000 об/хв, номінальний момент – 7 Н·м, число пар полюсів – 2, момент інерції ротора двигуна – 0,00202 кг·м², активний опір статора – 2 Ом; Синхронний реактивний двигун типу М3АL 132SME 4: номінальна потужність – 15 кВт, номінальний струм – 34.5 А, номінальна частота обертання ротора – 1500 об/хв, номінальний

момент – 95.5 Н·м, число пар полюсів – 2, момент інерції ротора двигуна – 0,0277 кг·м², активний опір статора – 0.131 Ом.

4. Зміст пояснювальної записки 1. Аналітичний огляд; 2. Керування моментом синхронних реактивних двигунів; 3. Конструювання алгоритму максимізації відношення момент-струм для синхронного реактивного двигуна; 4. Дослідження динамічних характеристик алгоритму керування з оптимізацією за критерієм момент-струм.

5. Перелік графічного матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслеників, плакатів, презентацій тощо) Структурна схема системи векторного керування моментом синхронного реактивного двигуна, Формат А1; Графіки перехідних процесів відпрацювання моменту двигуном потужністю 2.2 кВт, Формат А1; Графіки перехідних процесів відпрацювання моменту двигуном потужністю 15 кВт, Формат А1.

6. Консультанти розділів проекту*

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

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

7. Дата видачі завдання 6.02.2023

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання дипломного проекту	Термін виконання етапів проекту	Примітка
1	Аналітичний огляд	27.02.2023	
2	Керування моментом синхронних реактивних двигунів	20.03.2023	
3	Конструювання алгоритму максимізації відношення момент-струм для синхронного реактивного двигуна	24.04.2023	
4	Дослідження динамічних характеристик алгоритму керування з оптимізацією за критерієм момент-струм	29.05.2023	
5	Оформлення пояснювальної записки	14.06.2023	

Студент

(підпис)

Владислав ЩЕРБАЧЕНКО

Керівник проекту

(підпис)

Сергій ПЕРЕСАДА

РЕФЕРАТ

Дипломний проект містить: сторінок – 86, рисунків – 58, таблиць – 3, додатків – 1 та графічну частину на 3 листах А1.

В даному дипломному проекті проведено аналітичний огляд робіт пов'язаних з принципами роботи та керування синхронними реактивними двигунами. Наведено алгоритм векторного керування з постійним потокозчепленням, який забезпечує асимптотичне відпрацювання заданих сигналів та їх розв'язку в процесі керування, що відкриває можливість для вирішення оптимізаційних задач.

Проведено конструювання алгоритму максимізації відношення момент-струм для синхронного реактивного двигуна з урахуванням ефекту насичення магнітопроводу. Шляхом математичного моделювання проведено дослідження динамічних характеристик, на основі яких, зроблено висновки щодо енергоефективності та сфери застосування розробленого алгоритму.

СИНХРОННИЙ РЕАКТИВНИЙ ДВИГУН, ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ, ОПТИМІЗАЦІЯ ЗА КРИТЕРІЄМ МОМЕНТ-СТРУМ, КОНСТРУЮВАННЯ АЛГОРИТМУ, МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ, АПРОКСИМАЦІЯ, КРИВА НАМАГНІЧУВАННЯ, ДИНАМІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ.

					14.1.9215.027.БР			
<i>Зм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>				
<i>Розроб.</i>		<i>Щербаченко В.В.</i>			Система векторного керування синхронними реактивними двигунами з оптимізацією за критерієм момент-струм Реферат	<i>Літ.</i>	<i>Лист</i>	<i>Листів</i>
<i>Перевір.</i>		<i>Пересада С.М.</i>					6	
<i>Н. Контр.</i>						<i>КПІ ім. Ігоря Сікорського</i> <i>Каф. АЕМС-ЕП</i> <i>Гр. ЕП-92</i>		
<i>Затв.</i>		<i>Ковбаса С.М.</i>						

SUMMARY

The diploma project comprises: pages 86, figures 58, tables 3, appendix 1 and the graphical part on 3 pages A1.

In this thesis project, an analytical review of works related to the principles of operation and control of synchronous reluctance machines is carried out. An algorithm for vector control with constant flux coupling is presented, which provides asymptotic processing of the given signals and their independent solution in the control process, which opens up the possibility of solving optimization problems.

Maximum torque per Ampere (MTPA) algorithm for a synchronous reluctance machines with consideration of the magnetic field saturation effect is designed. By means of mathematical modeling, the dynamic characteristics were studied, on the basis of which conclusions were drawn regarding the energy efficiency and scope of the developed algorithm.

SYNCHRONOUS RELUCTANCE MACHINE, VECTOR CONTROL,
MAXIMUM TORQUE PER AMPERE, ALGORITHM DESIGN,
MATHEMATICAL MODELING, APPROXIMATION, MAGNETIZATION
CURVE, DYNAMIC CHARACTERISTICS.

					14.1.9215.027.5P		
<i>Зм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>	Vector control system of synchronous reluctance machines with optimization by torque-current criterion Summary		
<i>Розроб.</i>	<i>Щербаченко В.В.</i>						
<i>Перевір.</i>	<i>Пересада С.М.</i>						
<i>Н. Контр.</i>							
<i>Затв.</i>	<i>Ковбаса С.М.</i>						
					<i>Лім.</i>	<i>Лист</i>	<i>Листів</i>
					7		
					КПІ ім. Ігоря Сікорського Каф. АЕМС-ЕП Гр. ЕП-92		

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	10
ВСТУП	12
1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД.....	14
1.1 Причини та перспективи розвитку СРД	14
1.2 Порівняння СРД з АД та СДПМ	16
1.3 Принцип роботи СРД.....	18
1.4 Аналіз робіт, пов'язаних з оптимізацією за критерієм момент-струм ..	20
Висновки до розділу	21
2 КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ СИНХРОННИХ РЕАКТИВНИХ ДВИГУНІВ	
.....	23
2.1 Постановка задачі векторного керування моментом	23
2.2 Синтез регуляторів.....	24
2.3 Результати моделювання двигуна 2.2 кВт.....	31
2.4 Результати моделювання двигуна 15 кВт.....	36
Висновки до розділу	42
3 КОНСТРУЮВАННЯ АЛГОРИТМУ МАКСИМІЗАЦІЇ ВІДНОШЕННЯ	
МОМЕНТ-СТРУМ ДЛЯ СИНХРОННОГО РЕАКТИВНОГО ДВИГУНА.....	43
3.1 Формулювання проблеми.....	43
3.2 Конструювання алгоритму МТРА.....	44
3.3 Конструювання алгоритму МТРА при апроксимації кривої	
намагнічування поліномами високих порядків	45
Висновки до розділу	48
4 ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК АЛГОРИТМУ	
КЕРУВАННЯ З ОПТИМІЗАЦІЄЮ ЗА КРИТЕРІЄМ МОМЕНТ-СТРУМ	49
4.1 Дослідження двигуна потужністю 2.2 кВт.....	49
4.1.1 Аналіз апроксимуючих поліномів.....	49
4.1.2 Отримання залежності $i_d(M^*)$	52

4.1.3 Відпрацювання моменту	55
4.2 Дослідження двигуна потужністю 15 кВт.....	60
4.2.1 Аналіз апроксимуючих поліномів.....	60
4.2.2 Отримання залежності $i_d(M^*)$	65
4.2.3 Відпрацювання моменту	68
Висновки до розділу	72
ВИСНОВКИ.....	74
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	76
ДОДАТОК А МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ КЕРУВАННЯ СИНХРОННИМ РЕАКТИВНИМ ДВИГУНОМ	80

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

- (a – b) – позначення стаціонарної системи координат;
- (d – q) – позначення системи координат ротора;
- θ – кутове положення ротора;
- ω – кутова швидкість ротора;
- J – момент інерції;
- p_n – кількість пар полюсів;
- I – модуль струму статора;
- i_a, i_b – складові вектора струму статора в системі координат (a – b);
- i_d, i_q – складові вектора струму статора в системі координат (d – q);
- i_d^*, i_q^* – задані значення складових вектора струму статора в системі координат (d – q);
- \tilde{i}_d, \tilde{i}_q – похибки відпрацювання складових вектора струму статора в системі координат (d – q);
- $\psi_d(i_d)$ – складова вектора потокозчеплення ротора в залежності від струму по осі d;
- ψ_q – складова вектора потокозчеплення ротора по осі q;
- L_q – явна індуктивність по осі q;
- M – електромагнітний момент двигуна;
- M_c – момент навантаження;
- M^* – задане значення моменту двигуна;
- \tilde{M} – похибка відпрацювання моменту двигуна;
- $L_{dd}(i_d)$ – індуктивність в залежності від струму по осі d;
- R – активний опір обмотки статора;
- U – модуль напруги статора;
- u_a, u_b – складові вектора напруги статора в системі координат (a – b);
- u_d, u_q – складові вектора напруги статора в системі координат (d – q);
- k_i – пропорційна складова ПІ-регулятора струму;

- k_{ii} – інтегральна складова ПІ-регулятора струму;
- ξ – коефіцієнт демпфування;
- $[3 \rightarrow 2]$ – матриця перетворення трифазних змінних до двофазних;
- $[2 \rightarrow 3]$ – матриця перетворення двофазних змінних до трифазних;
- P_a – активна потужність двигуна;
- $A_{ел}$ – споживана енергія;
- ΔP – втрати на активному опорі статора;
- СРД – синхронний реактивний двигун;
- АД – асинхронний двигун;
- ЕМ – електрична машина;
- СДПМ – синхронний двигун з постійними магнітами;
- МТРА – оптимізація за критерієм момент-струм.

ВСТУП

Історія розбитку електричних машин налічує уже більше століття. Перший асинхронний двигун був винайдений у 1882 р. геніальним винахідником, який випередив свій час, Ніколою Тесла. Даний двигун по цей час є найпоширенішою топологією в світі. Проте, науково-технологічний прогрес не стоїть на місці. В останні три десятиліття було розроблено електричні машини з постійними магнітами, які демонструють вищу ефективність при менших масо-габаритних показниках, ніж усі інші типи двигунів. Однак їх привабливість у використанні в багатьох галузях промисловості від вітро- і гідрогенераторів до суднових, залізничних, автомобільних, авіаційних силових установок (основних або допоміжних), від робототехніки до побутової техніки призвела останнім часом до сильного дисбалансу між попитом і пропозицією на високоенергетичні магніти, який поки що вирішується за рахунок підвищення цін на високоякісні постійні магніти.

У прагненні виробляти високопродуктивні електродвигуни, а також приводи практично для всіх галузей промисловості, але головним чином для перетворення відновлюваної енергії, електромобільності, робототехніки тощо, концепція змінного магнітного опору для створення крутного моменту в електричних машинах, продемонструвала вражаючий сплеск досліджень і розробок у всьому світі за останні два десятиліття. Через різкий ріст цін на рідкоземельні матеріали, з яких виготовляються постійні магніти, в останні 10 років синхронні реактивні двигуни стали користуватися підвищеною увагою. Не так давно такі приводи досягли масового виробництва. Саме тому, визначення ефективності роботи векторного керування синхронними реактивними двигунами з оптимізацією за критерієм момент-струм є одним з ключових напрямів, який досліджується в даній роботі.

Актуальність роботи. Актуальність роботи полягає в забезпеченні синхронним реактивним двигуном вищої енергоефективності за умов низькодинамічного керування моментом.

Метою роботи є конструювання алгоритму векторного керування синхронними реактивними з оптимізацією за критерієм момент-струм, що дозволить покращити енергетичні показники електроприводу.

Для досягнення мети роботи необхідно вирішити наступні задачі:

1. Описати процеси, що лежать в основі роботи синхронного реактивного двигуна. Виконати огляд робіт, пов'язаних з вирішенням оптимізаційних задач.

2. На основі алгоритму векторного керування синхронним реактивним двигуном з постійним потокозчепленням скласти моделюючу програму та перевірити її на асимптотичне відпрацювання заданих сигналів та розв'язку динамічних процесів керування електромеханічною та електромагнітною системами.

3. Виконати конструювання алгоритму максимізації відношення момент-струм для синхронного реактивного двигуна з урахуванням насичення магнітопроводу.

4. Дослідити динамічні характеристики алгоритму керування з оптимізацією за критерієм момент струм та порівняти їх результатами при керуванні з постійним значенням потокозчеплення. Зробити висновки щодо енергоефективності розробленого оптимізаційного алгоритму.

Наукова новизна проведеної роботи полягає у вирішенні оптимізаційної задачі по відношенню до синхронного реактивного двигуна.

Практична цінність. Отриманий в даній роботі алгоритм призначений для систем з низькою динамікою, яким часто доводиться працювати із завданням на момент нижче від номінального. Прикладом застосування є електромобілі, в яких економія заряду акумулятора, за рахунок оптимізації, є особливо привабливою.

1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД

1.1 Причини та перспективи розвитку СРД

В останні роки зростає інтерес до високоефективних електродвигунів без або зі зменшеним вмістом постійних магнітів. Синхронний реактивний двигун (СРД) є одним з найбільш перспективних кандидатів, який може задовольнити ці вимоги разом з високим ККД і низькою вартістю [1], [2]. Причина усіх його переваг і недоліків пов'язана з конструкцією ротора. Останній виготовляється з відповідним чином вирізаного штабеля пластин без використання котушок збудження, як у машинах з обмотками на роторі, короткозамкнених провідників, як в асинхронного двигуна (АД) з короткозамкненим ротором, або постійних магнітів, як у синхронних двигунів з постійними магнітами (СДПМ) [3]. Це призводить до створення економічно ефективною конструкції, яка використовує принцип магнітного опору для створення крутного моменту.

Топологія СРД була вперше представлена в 1920-х роках [4], однак тоді вона не знайшла застосування в промисловості, оскільки інші технології, такі як АД, можуть житися безпосередньо від 3-фазної мережі [5]. АД все ще вважається "робочою конячкою" галузі, оскільки він домінує на ринку електричних машин (ЕМ) у таких застосуваннях, як промислові вентилятори, насоси та навантаження млинового типу. Дійсно, це найдешевша і найнадійніша машинна топологія, заснована на розвинутих виробничих процесах. У 60-х роках, після кількох десятиліть досліджень, у сферах застосувань, що вимагають високої продуктивності, почали використовувати постійні магніти.

Рідкоземельні постійні магніти почали комерціалізуватися для електродвигунів на початку 1980-х років, здійснивши нову революцію в електромагнітній галузі завдяки їх високій енергетичній щільності, порівняно з попередніми твердими магнітними матеріалами. СДПМ почали

використовуватися в різних сферах застосування, таких як високопродуктивні промислові двигуни для шпинделів і компресорів, електромобілі, вітрогенератори, виконавчі механізми [6], [7]. Постійні магніти на базі неодим-залізо-бор (NdFeB) є найбільш поширеним типом магнітів для високопродуктивних застосувань завдяки своїм чудовим магнітним властивостям. Значення магнітної індукції B і напруженості магнітного поля H у NdFeB вищі, ніж у будь-якого іншого типу магнітів, наприклад, таких як самарій-кобальт ($\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$), який став головним проривом у 1970-х роках [8], і який досі широко використовується для експлуатації при високих робочих температурах (від 150°C і більше).

Основним недоліком неодимових магнітів є їхня вартість, крім того, викликає занепокоєння їхня майбутня доступність. Ціни на постійні магніти зазнали величезного стрибка в середині 2011 року, коли вони зросли в 25 разів порівняно з початком 2010 року [9]. Така цінова нестабільність мала величезний фінансовий вплив на виробників СДПМ. В результаті відбувся різкий сплеск діяльності з розробки альтернативних типів машин, які б забезпечували порівняно високу продуктивність, не піддаючись нестабільності майбутнього коливання цін на неодимові магніти.

Поряд із проблемами вартості, промислові підприємства повинні відповідати різним стандартам і нормам, що мають тенденцію до підвищення мінімальної енергоефективності [10], [11]. Наразі провідні світові виробники та науково-дослідні установи постійно досліджують можливості підвищення ефективності за допомогою економічно вигідних рішень. СРД є перспективною технологією з характеристиками, які добре узгоджуються з вищезазначеними промисловими потребами: висока ефективність та відсутність постійних магнітів. Ключові виробники ЕМ, такі як АВВ і Siemens, вже розпочали серійне виробництво високоефективних СРД. Крім того, великий потенціал застосування СРД закладено в електромобілях [12].

Незважаючи на його переваги, все ще існує низка питань, які є предметом майбутніх досліджень. З точки зору проектування машини,

основні проблеми пов'язані зі складною анізотропною структурою ротора, що вимагає нестандартної процедури проектування. Пульсації крутного моменту, коефіцієнт потужності та інші вторинні ефекти, такі як втрати в залізі ротора, вібрація та шум, є основними питаннями, які необхідно ретельно враховувати під час проектування СРД [13].

1.2 Порівняння СРД з АД та СДПМ

Для того, щоб краще зрозуміти потенціал СРД, наведемо його детальне порівняння з АД та СДПМ із виділенням переваг та недоліків.

СРД є конкурентоспроможною технологією, яка може стати заміною АД у багатьох сферах застосування. Можна виділити наступні переваги СРД над АД [14]:

- Синхронна робота (відсутність ковзання);
- Відсутність провідників у роторі, що дає:
 - вищу надійність;
 - вищу виробничу собівартість;
 - менші втрати в роторі;
 - менші потреби в технічному обслуговуванні.
- Вища ефективність;
- Потенційно вища потужність при тих же габаритах;
- Менша інерційність ротора;
- Довший термін служби підшипників.

Основні покращення щодо АД пов'язані з тим, що СРД не має провідників у роторі, що приносить багато переваг з точки зору проектування та обслуговування. Загалом, за оцінками, приблизно 25% загальних втрат в АД припадає на ротор. Добре відомо, що в будь-якій ЕМ ротор є найскладнішою для охолодження частиною. Звідси випливає висновок, що СРД є машиною з "холодним ротором" [15]. Більшість втрат СРД генерується в статорі (втрати в міді), де тепло, як правило, легше відводиться за

допомогою класичних повздовжніх ребер, що розташовані на корпусі. Тим не менш, поряд із зазначеними перевагами, можна виділити і недоліки СРД по відношенню до АД:

- Немає можливості прямого запуску (якщо немає пускової (демпферної) обмотки);
- Нижчий коефіцієнт потужності;
- Комплексний контроль;
- Ще не набув широкого визнання в промисловості;

Порівнюючи синхронну машину з постійними магнітами (СДПМ) і СРД, обидві мають схожі принципи роботи і не містять роторних провідників. Отже, втрати в роторі зменшуються порівняно з АД. Однак поле ротора СДПМ створюється постійними магнітами, які можуть бути джерелом інших втрат (наприклад, втрат на вихрові струми в постійних магнітах). Немає сумнівів, що СДПМ мають вищу щільність крутного моменту. Однак, є ряд переваг СРД над СДПМ:

- Відсутність постійних магнітів призводить до:
 - Значно зниженої вартості;
 - Полегшеного виготовлення та збірки;
 - Значно зниженого ризику перенапруги;
 - Вищої доступності.
- Надійність (відсутність ризику розмагнічування постійних магнітів);
- Ширший діапазон робочих швидкостей;
- Відсутність необхідності в механізмі відключення (муфті) в разі виникнення короткого замикання.

Відсутність постійних магнітів є основною перевагою СРД, яка приносить багато користі. Окрім зниження витрат і виробничих переваг, відсутність постійних магнітів у роторі усуває ризик перенапруги, який може виникнути в режимі ослаблення поля на більш високих швидкостях. У разі

втрати керування зворотна ЕРС, що генерується двигуном на більш високій швидкості, може легко пошкодити інвертор [16].

Тим не менш, СДПМ все ще мають очевидні переваги над СРД. Вважається, що СРД має:

- Нижчу щільність потужності та крутного моменту на одиницю об'єму;
- Нижчий коефіцієнт потужності;
- Змінний діапазон частоти обертання.

Підсумовуючи, можна сказати, що СРД має вищу ефективність порівняно з АД і значно нижчу ціну порівняно з СДПМ завдяки відсутності рідкоземельних матеріалів. Ротор без провідників і постійних магнітів забезпечує кращу надійність і менші втрати. Крім того, він має помітно ширший діапазон швидкостей порівняно з СДМП. Таким чином, СРД є перспективною альтернативою АД і СДПМ. Найбільшими проблемами є високі пульсації крутного моменту, зменшення яких пропонується в [17], і низький коефіцієнт потужності, в тому числі, через залізні перемички, які необхідні для механічного утримання ротора [18].

1.3 Принцип роботи СРД

В якості прикладу розглянемо чотириполюсний синхронний реактивний двигун, який зображено на рис. 1.1(а). Через ротор двигуна магнітний потік може протікати двома шляхами. Перший – шлях високої провідності, який проходить вздовж цільної частини магнітопроводу. Даний шлях відповідає осі d й зображено на рис. 1.1(б). Другий шлях – це шлях з низькою проникністю, який відповідає проходженню магнітних ліній потоку через повітряні бар'єри. Даний шлях відповідає осі q й зображено на рис. 1.1(в). Разом ці осі утворюють систему координат ротора ($d - q$), яку зображено на рис. 1.1(г) [9].

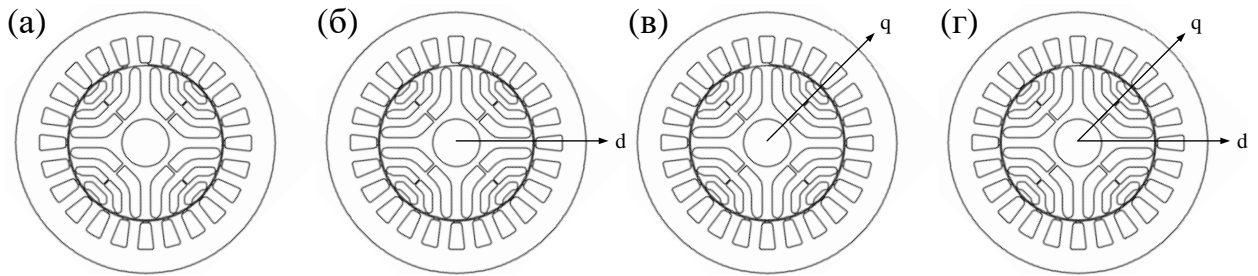


Рисунок 1.1 – Розріз синхронного реактивного двигуна: (а) – структура; (б) – вісь d ; (в) – вісь q ; (г) – система координат ($d - q$) [9]

Ротор спроектовано так, щоб перешкоджати магнітному потоку вздовж осі q , чим досягається високе значення явнополюсності і, як результат, підвищується значення реактивної складової моменту. Проте, для механічної жорсткості ротора, на кінцях, а іноді й у середині кожного бар'єру, залишаються металеві перемички, через які протікає частина потоку по осі q . Це призводить до зменшення величини крутного моменту [19].

Кількість перемичок може різнитися, наприклад, на рис. 1.2(а) зображено два чотириполюсні СРД з двома та трьома повітряними бар'єрами на полюс, відповідно. До того ж, у кожний роторний бар'єр можна вставити постійний магніт так, як це показано на рис. 1.2(б). Отримана конфігурація називається синхронним реактивним двигуном з допоміжними магнітами. Такого роду вдосконалення має на меті: збільшення міцності ротора за рахунок залізних перемичок, збільшення крутного моменту та підвищення коефіцієнту потужності.

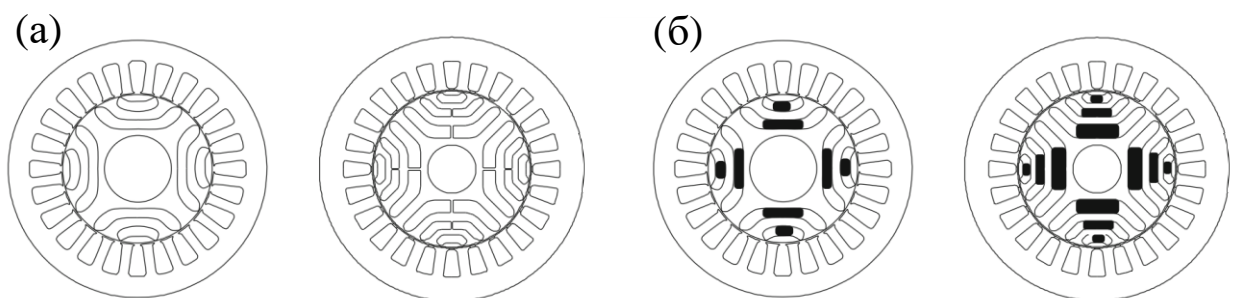


Рисунок 1.2 – Структура чотириполюсних СРД з двома та трьома бар'єрами: (а) – без допоміжних постійних магнітів; (б) – з допоміжними постійними магнітами [9]

1.4 Аналіз робіт, пов'язаних з оптимізацією за критерієм момент-струм

Відомо ряд різних стратегій керування, метою яких є оптимізація продуктивності. До таких стратегій відносять мінімізацію активних і загальних втрат, максимізацію коефіцієнта потужності, керування за критерієм максимум моменту на одиницю модуля струму (МТРА) та керування з максимальним крутним моментом на одиницю напруги. Встановлені методи оптимізації розроблені для сталої роботи (тобто привід працює з постійним крутним моментом). Динамічна оптимізація поведінки під час перехідного процесу крутного моменту розглядається лише в дуже небагатьох статтях [20], [21].

Керування МТРА [22] мінімізує струм статора для заданого крутного моменту машини. Збільшення крутного моменту машини завдяки обмеженню напруги джерела та струму інвертора покращує продуктивність електромеханічної системи. Це особливо вигідно для тягових систем. Відповідно до стратегії керування МТРА контролер крутного моменту регулює завдання на магнітний потік для підвищення ефективності при низьких навантаженнях. В результаті цієї оптимізації коефіцієнт крутного моменту на одиницю струму максимізується, і, крім того, досяжні значення ККД двигуна наближаються до тих, які можна отримати за допомогою критерію оптимізації мінімальних активних втрат [23], [24]. Співвідношення МТРА виводяться за умови створення постійного електромагнітного моменту. Одночасне керування крутним моментом і потоком машини призводить до поганої динаміки крутного моменту. Крім того, ця динаміка не може бути визначена через складність і нелінійність контрольованої установки.

Важливою проблемою роботи зі змінним потоком є ефект насичення машини. Цей ефект призводить до зміни індуктивності машини, тому припущення про лінійну магнітну систему, яке є звичайним для стандартних

процедур оптимізації не діє. Крім того, алгоритми для оцінки потокозчеплення не будуть давати точної інформації, необхідної для контролю крутного моменту та потоку. Ідентифікація кривої намагнічування магнітопроводу для синхронного реактивного двигуна стоїть особливо гостро. Найпростішим підходом для вирішення даної задачі є визначення апроксимуючого поліному n -го порядку, який є максимально наближеним до експериментально знятої характеристики. Існують й інші підходи, наприклад, через функцію арктангенса [25].

Метою даної роботи є, синтез регулятора, який буде реалізовувати алгоритм з оптимізацією відношення момент-струм. Конструювання алгоритму МТРА розглядається для апроксимації нелінійної магнітної системи поліномом будь-якого порядку. Шляхом математичного моделювання, досліджуються динамічні характеристики векторного керування СРД з оптимізацією за критерієм момент-струм. Виконується порівняння отриманих перехідних характеристик з результатами, що дає векторне керування з постійним потокозчепленням. На основі цього робляться висновки, щодо доцільності використання синтезованого оптимізаційного алгоритму.

Висновки до розділу

В результаті проведеного огляду було встановлено, що синхронний реактивний двигун, розвиток якого пов'язаний зі значним ростом цін на постійні магніти, має конкуруючі характеристики та значні перспективи в більшості сфер застосування асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором та деяких сферах застосування машин з постійними магнітами. Причина усіх переваг і недоліків СРД пов'язана з конструкцією ротора, який виготовляється з відповідним чином вирізаного штабеля пластин без використання котушок збудження або постійних магнітів. Це призводить до створення економічно ефективною конструкції, яка використовує принцип

магнітного опору для створення крутного моменту. Незважаючи на його переваги, все ще існує низка питань, які потребують дослідження. Одним із таких питань є визначення ефективності роботи алгоритму векторного керування з оптимізацією за критерієм момент-струм.

2 КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ СИНХРОННИХ РЕАКТИВНИХ ДВИГУНІВ

2.1 Постановка задачі векторного керування моментом

При розгляді динамічної моделі синхронного реактивного двигуна вважається, що виконуються наступні умови [26], [27]:

А.1. Перехресні зв'язки між потокозчепленнями, а також явище перехресного насичення відсутні.

А.2. Залежність $\psi_d(i_d)$ задана у вигляді табличної або аналітичної апроксимації певного порядку.

А.3. Потокозчеплення ψ_q , не насичується.

В такому випадку, математична модель СРД матиме вигляд:

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= \mu\psi(i_d)i_q - \frac{M_c}{J}, \\ M &= \mu_1\psi(i_d)i_q, \\ \dot{i}_d &= \frac{1}{L_{dd}(i_d)}(-Ri_d - \omega p_n L_q i_q + u_d), \\ \dot{i}_q &= \frac{1}{L_q}(-Ri_q + \omega p_n \psi_d(i_d) + u_q),\end{aligned}\tag{2.1}$$

де θ – кутове положення ротора, ω – кутова швидкість ротора, $\mu = \mu_1/J$, $\mu_1 = 3/2 p_n$, J – момент інерції, p_n – кількість пар полюсів, $\psi(i_d) = \psi_d(i_d) - L_q i_d$, $\psi_d(i_d)$ – потокозчеплення по осі d, L_q – явна індуктивність по осі q, i_d , i_q – компоненти струму статора по осям d та q відповідно, M – момент двигуна, M_c – момент навантаження, $L_{dd}(i_d) = \frac{\partial \psi_d(i_d)}{\partial i_d}$ – індуктивність по осі d, R – активний опір обмотки статора, u_d , u_q – компоненти напруги статора по осям d та q відповідно.

Синтез алгоритму відбувається за вектором вимірюваних змінних $(\theta, \omega, i_d, i_q)^T$ за наступних умов:

1. Параметри двигуна вважаються відомими. Залежності $\psi_d(i_d)$, $L_{dd}(i_d)$ є відомими, $\psi_q(i_q) = L_q i_q$.

2. Завдання моменту $M^*(t)$ та струму по осі d $i_d^*(t)$ мають відомі та обмежені перші похідні за часом.

3. Для умов керування моментом, кутова швидкість обертання ротора ω є зовнішньою обмеженою функцією часу.

Необхідно забезпечити асимптотичне відпрацювання заданого моменту та компоненти струму по осі d

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} &= 0, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i}_d &= 0. \end{aligned} \quad (2.2)$$

При цьому, має відбуватись асимптотична розв'язка процесів керування моментом та струмом i_d , а також забезпечуватись асимптотична лінеаризація підсистем керування моментом і струмами.

2.2 Синтез регуляторів

При ідеальному відпрацюванні струму i_d , тобто коли $i_d = i_d^*$, забезпечується умова

$$\lim_{i_d^* \rightarrow i_d} \psi(i_d^*) = \psi(i_d), \quad (2.3)$$

з чого слідує те, що функція $\psi(i_d)$ точно відома. З рівняння моменту в (2.1) отримаємо:

$$M = M^* + \tilde{M} = \mu_1 \psi(i_d^*) (i_q^* + \tilde{i}_q) + \mu_1 \tilde{\psi}(\tilde{i}_d) i_q, \quad (2.4)$$

звідки будемо мати вираз для i_q^*

$$i_q^* = \frac{M^*}{\mu_1(\psi(i_d^*))}. \quad (2.5)$$

Слід відзначити, що завдання для струму i_d^* має бути таким, що виконується умова $\psi(i_d^*) > 0$.

Структурну схему регулятора моменту, що відповідає виразу (2.5) зображено на рис. 2.1.

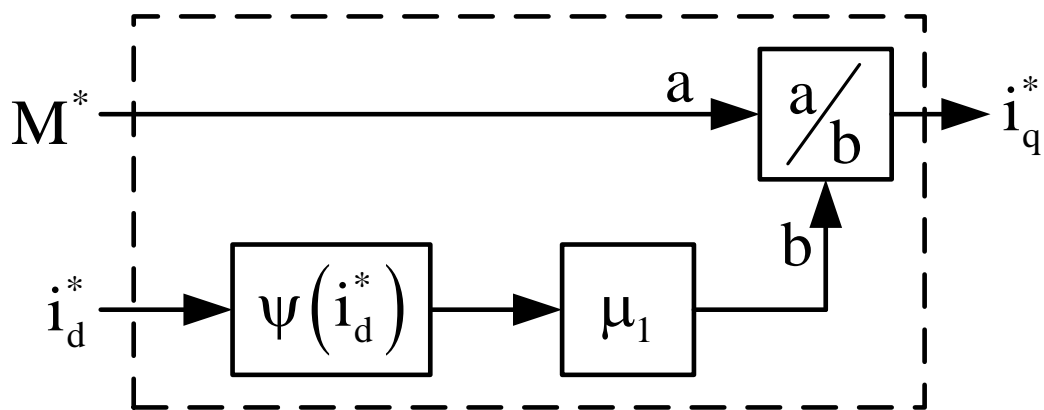


Рисунок 2.1 – Структурна схема регулятора моменту

Компоненти струму по осі d та q визначаються відповідно до перетворення Парка-Горєва за виразом

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = e^{-j p_n \theta} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix}, \quad (2.6)$$

де $e^{-j p_n \theta} = \begin{bmatrix} \cos(p_n \theta) & \sin(p_n \theta) \\ -\sin(p_n \theta) & \cos(p_n \theta) \end{bmatrix}$, (i_a, i_b) – компоненти модуля струму в системі координат статора $(a - b)$.

Щоб отримати рівняння похибки відпрацювання, виконаємо підстановку (2.5) в (2.4),

$$\tilde{M} = \mu_1 \psi(i_d^*) \tilde{i}_q + \mu_1 \tilde{\psi}(i_d) i_q. \quad (2.7)$$

Із виразу (2.7) видно, що при $\tilde{i}_q = 0$ та $\tilde{i}_d = 0 \Rightarrow \tilde{\psi}(i_d) = 0$ маємо $\tilde{M} = 0$.

Для створення регулятора струму по осі q необхідно знайти похідну від керуючої дії i_q^* за часом. Вона визначається за виразом

$$\dot{i}_q^* = \frac{\dot{M}^*}{\mu_1(\psi(i_d^*))} - \frac{M^*}{\mu_1(\psi(i_d^*))^2} (\dot{\psi}(i_d^*)). \quad (2.8)$$

Структура блоку для розрахунку похідної заданого струму i_q , згідно виразу (2.8) зображено на рис. 2.2.

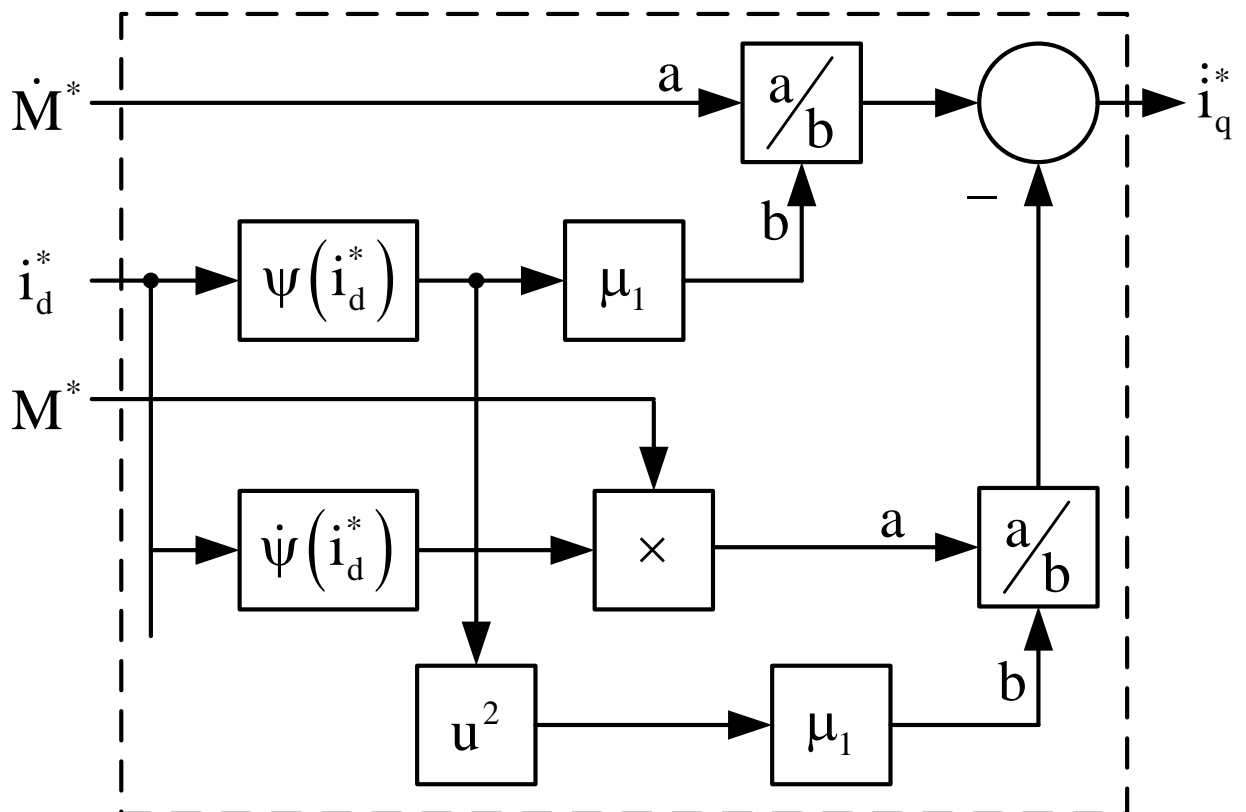


Рисунок 2.2 – Структурна схема блоку розрахунку похідної заданого струму i_q

Рівняння динаміки похибки відпрацювання струму по осі q з (2.1) має вигляд:

$$\dot{\tilde{i}}_q = \frac{1}{L_q} (-Ri_q + \omega p_n \psi_d(i_d) + u_q) - \dot{i}_q^*. \quad (2.9)$$

З рівняння (2.9) алгоритм регулятора струму по осі q запишеться у вигляді:

$$\begin{aligned} u_q &= R i_q^* + \omega p_n \psi_d(i_d) + L_q (\dot{i}_q^* - k_{ii} \tilde{i}_q - x_q), \\ \dot{x}_q &= k_{ii} \tilde{i}_q. \end{aligned} \quad (2.10)$$

Структурну схему регулятора струму відповідно до рівнянь (2.10) зображено на рис. 2.3.

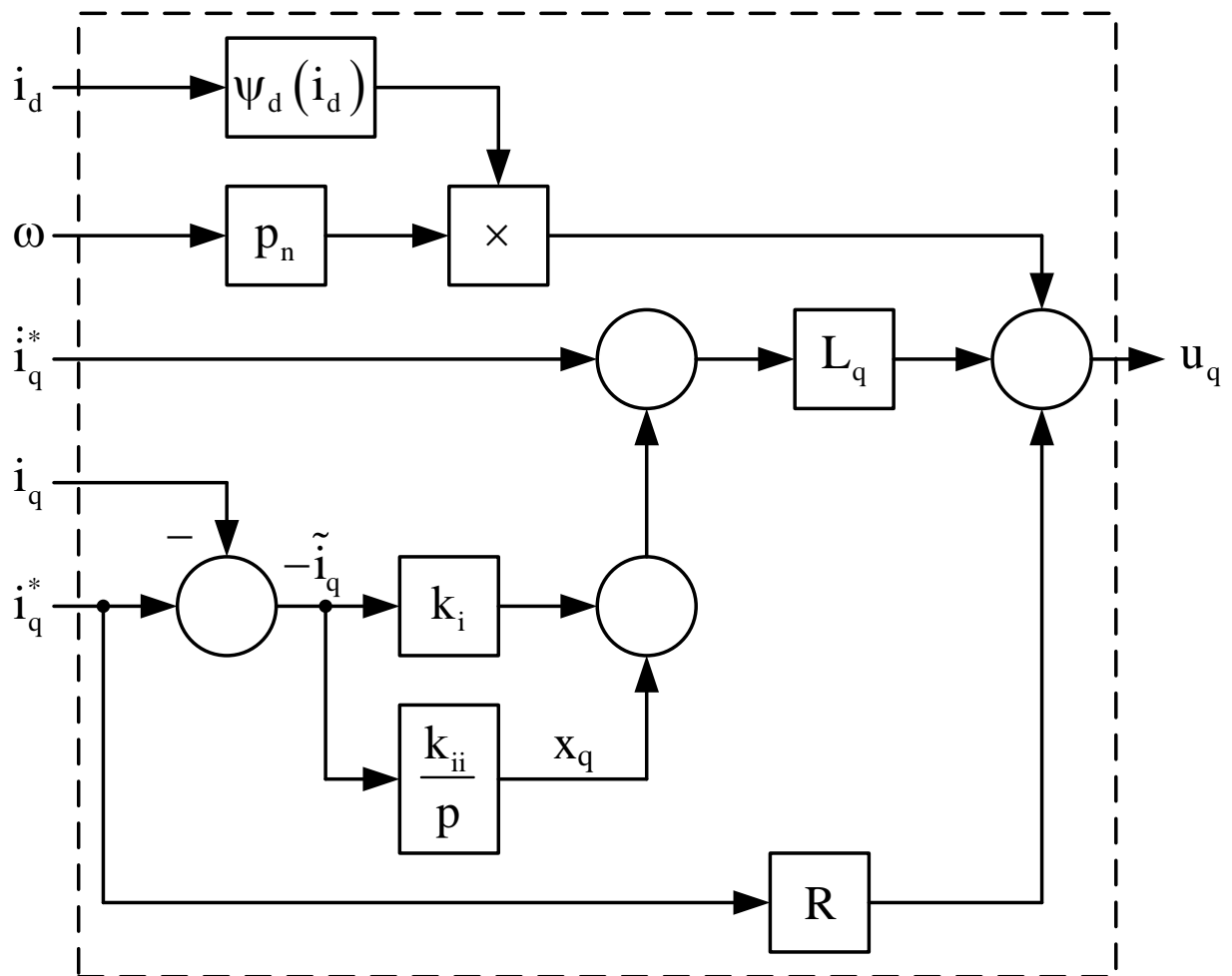


Рисунок 2.3 – Структурна схема регулятора струму по осі q

З (2.1) рівняння динаміки похибки відпрацювання струму i_d буде

$$\dot{\tilde{i}}_d = \frac{1}{L_{dd}(i_d)} (-R i_d - \omega p_n L_q i_q + u_d) - \dot{i}_d^*, \quad (2.11)$$

звідки алгоритм регулятора, який забезпечує відпрацювання струму по осі d, запишеться у вигляді

$$\begin{aligned} u_d &= R i_d^* - p_n \omega L_q i_q + L_{dd}(i_d)(\dot{i}_d - k_{ii} \tilde{i}_d - x_d), \\ \dot{x}_d &= k_{ii} \tilde{i}_d. \end{aligned} \quad (2.12)$$

Структурну схему регулятора струму, відповідно до рівнянь (2.12) зображено на рис. 2.4.

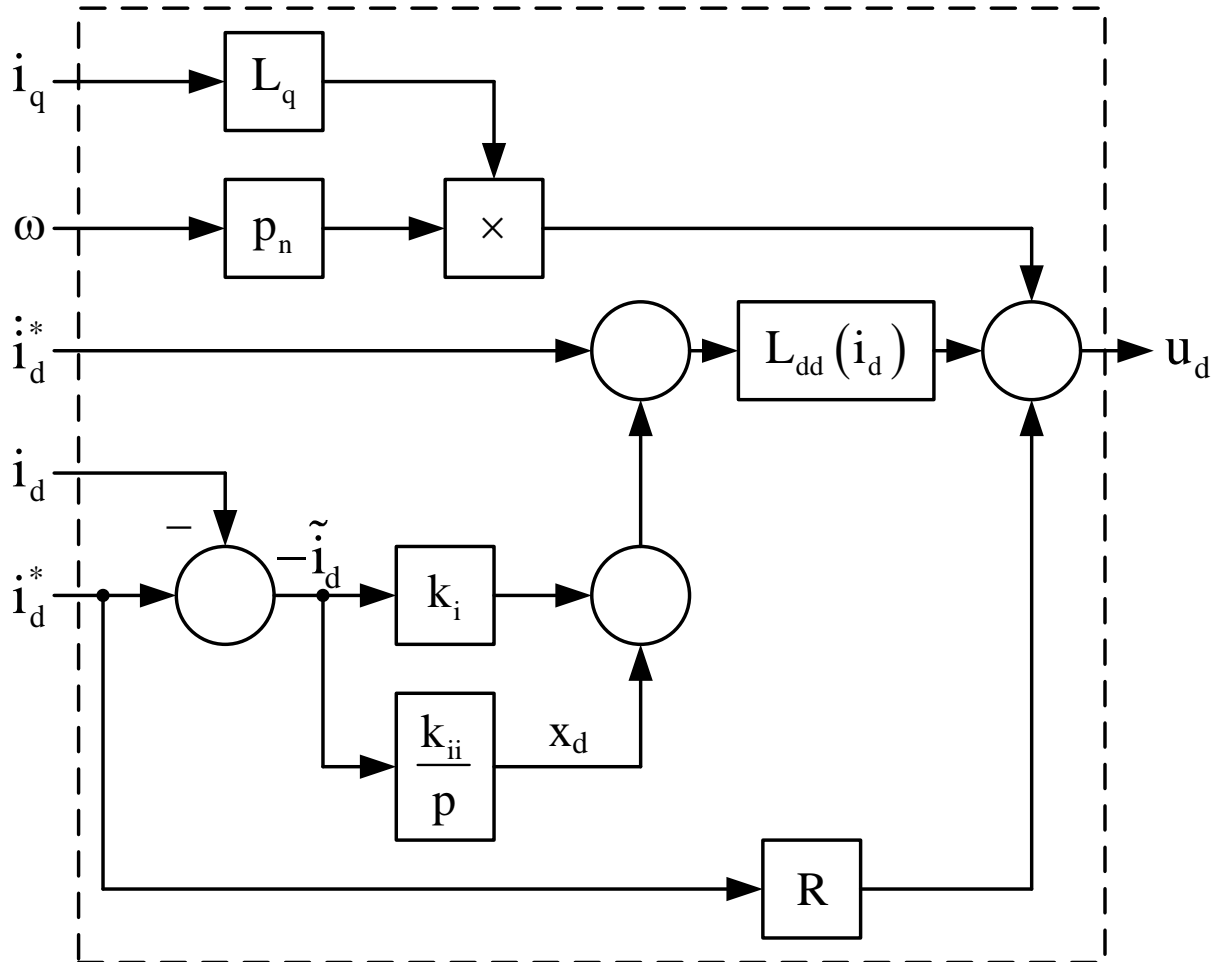


Рисунок 2.4 – Структурна схема регулятора струму по осі d

У нерухомій системі координат статора, вектор керуючих напруг буде:

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \end{pmatrix} = e^{j p_n \theta} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix}. \quad (2.13)$$

Якщо підставити вирази для керуючих дій (2.10), (2.12) у рівняння динамічної моделі двигуна (2.1), будемо мати систему рівнянь динаміки похибок відпрацювання

$$\begin{aligned}
\tilde{M} &= \mu_1 \psi(i_d^*) \tilde{i}_q + \mu_1 \tilde{\psi}(\tilde{i}_d) i_q, \\
\dot{\tilde{i}}_q &= -k_{iq} \tilde{i}_q - x_q, \\
\dot{x}_q &= k_{ii} \tilde{i}_q, \\
\dot{\tilde{i}}_d &= -k_{id} \tilde{i}_d - x_d, \\
\dot{x}_d &= k_{ii} \tilde{i}_d,
\end{aligned} \tag{2.14}$$

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

Аналізуючи отримані рівняння динаміки похибок (2.14) можна зробити висновок, що задача асимптотичного керування моментом є вирішеною, так як система відпрацювання моменту і струму i_d є лінійною та асимптотично стійкою, тобто $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{M}, \tilde{\psi}(\tilde{i}_d), \tilde{i}_d, x_d, \tilde{i}_q, x_q) = \mathbf{0}$. До того ж, електромагнітна підсистема є розв'язаною відносно системи керування моментом.

Динаміка відпрацювання струмів налаштовується шляхом вибору коефіцієнтів пропорційної та інтегральної складової регулятора струму як для лінійної системи 2-го порядку. Для налаштування коефіцієнту демпфування рівного $\xi = 0.707$ використовується співвідношення:

$$k_{ii} = \frac{k_i^2}{2}, \tag{2.15}$$

а для $\xi = 1$ використовується

$$k_{ii} = \frac{k_i^2}{4}. \tag{2.16}$$

Структурну схему системи керування моментом СРД зображено на рис. 2.5.

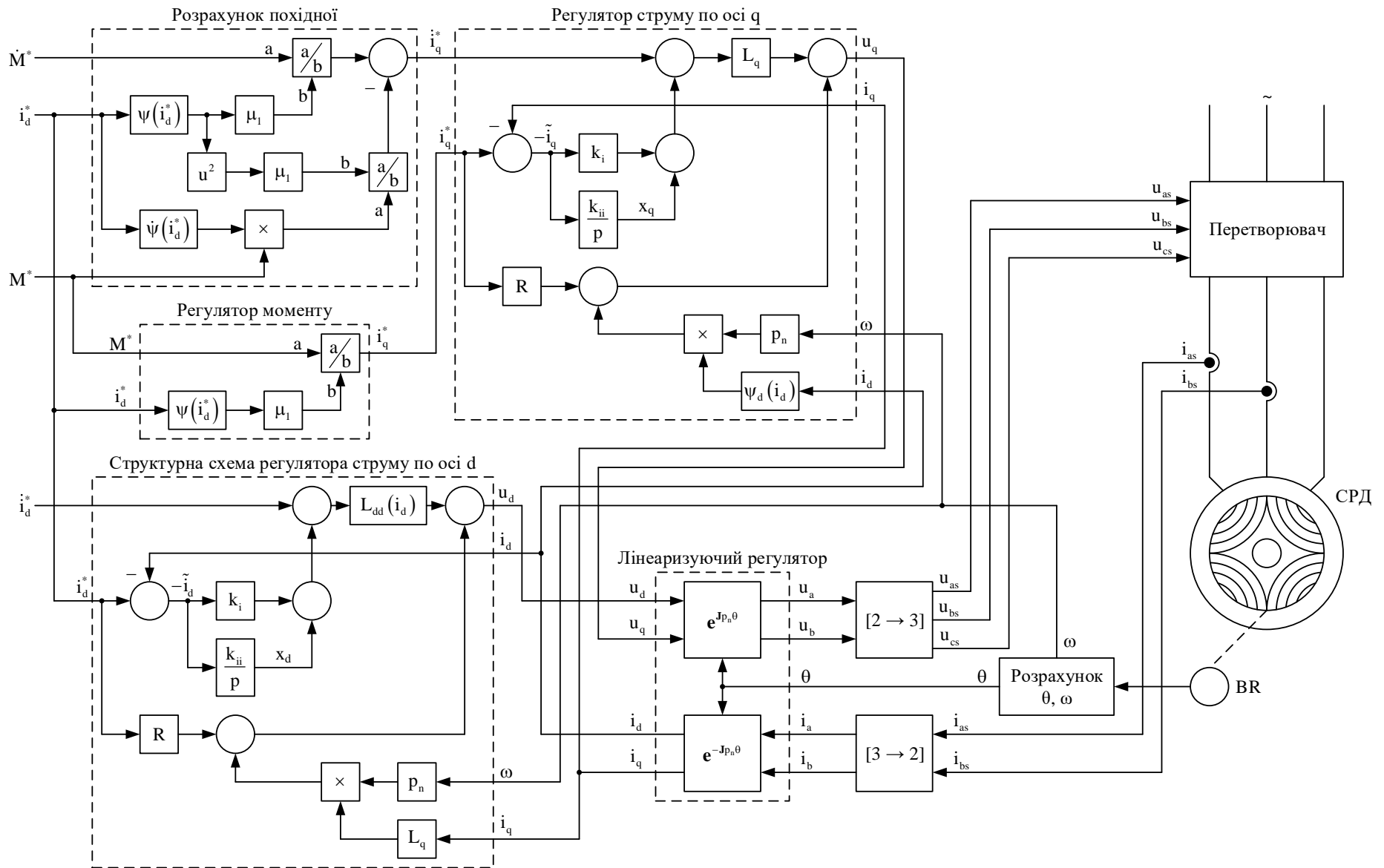


Рисунок 2.5 – Структурна схема системи керування моментом СРД

Для перетворення реальних електричних трифазних змінних електричного двигуна в змінні, які виражені двофазною системою координат, використовується перетворення Кларк

$$\mathbf{x}_{(ab)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \mathbf{x}_{(abc)} \triangleq [3 \rightarrow 2] \mathbf{x}_{(abc)} \quad (2.17)$$

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).

Зворотнє перетворення відбувається за виразом

$$\mathbf{x}_{(abc)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \mathbf{x}_{(ab)} \triangleq [2 \rightarrow 3] \mathbf{x}_{(ab)} \quad (2.18)$$

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

2.3 Результати моделювання двигуна 2.2 кВт

Для перевірки правильності роботи синтезованого алгоритму керування візьмемо синхронний реактивний двигун фірми АВВ типу М3АL 90LА 4, параметри якого наведено в табл. 2.1.

При виконанні досліджень використано апроксимацію потокозчеплення ψ_d поліномом другого порядку:

$$\begin{aligned} \psi_d(i_d, i_q) &= \psi_d(i_d) = 0.188i_d - 0.0182i_d^2 + 0.0183, \\ \psi_q &= L_q i_q, \quad L_q = \text{const}, \\ L_{dd} &= 0.188 - 2 \cdot 0.0182i_d. \end{aligned} \quad (2.19)$$

Таблиця 2.1 – Номінальні данні двигуна M3AL 90LA 4

Параметр	Значення
Номінальна потужність, кВт	2.2
Номінальний струм, А	5.6
Номінальна частота обертання ротора, об/хв	3000
Номінальний момент, Н·м	7
Число пар полюсів p_n	2
Момент інерції ротора двигуна J , кг·м ²	0.00202
Активний опір статора R , Ом	2
Індуктивність по осі q L_q , Гн	0.03
Коефіцієнт корисної дії, %	85,9

Виходячи з рівнянь (2.19), графічне представлення апроксимації $\psi_d(i_d)$ та потокозчеплення ψ_q , показано на рис. 2.6.

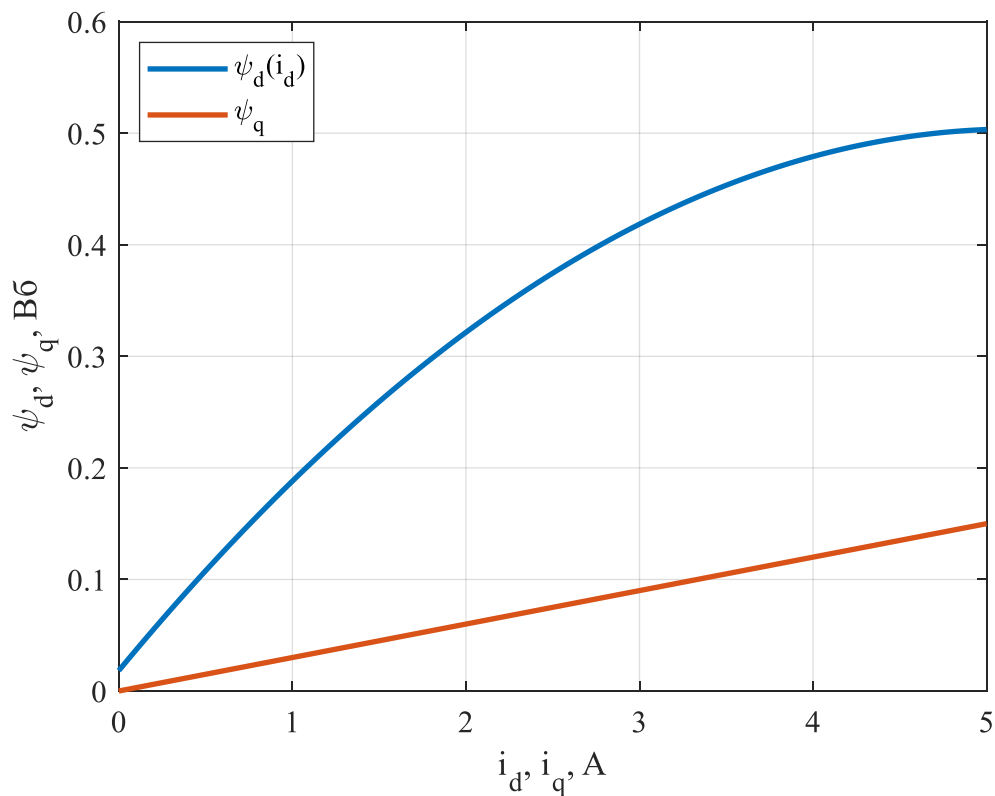


Рисунок 2.6 – Графіки залежностей потокозчеплень від струмів СРД

Послідовність операцій керування, для дослідження динамічних властивостей системи керування моментом двигуна M3AL 90LA 4, сформовано наступним чином:

- на початковому інтервалі часу ($t < 0.4\text{с}$) відбувається збудження двигуна зі значення 0.2 А до значення 4 А , яке утримується до $t = 1\text{с}$. Обмеження похідної для даної ділянки встановлено на рівні 9.5 А/с ;

- завдання на момент починає формуватися з $t = 1\text{с}$ і має форму синусоїди з амплітудою $4\text{ Н}\cdot\text{м}$ та кутовою частотою 6.28 рад/с . Похідна заданого моменту є функція косинусу з амплітудою $25.1\text{ Н}\cdot\text{м/с}$.

- заданий струм по осі d , починаючи з $t = 1\text{с}$, зменшується до значення $i_d^* = 2\text{ А}$ за $t = 0.2\text{с}$. Обмеження похідної для даної ділянки встановлено на рівні 10 А/с ;

Налаштування пропорційного та інтегрального коефіцієнтів регулятора струму дорівнюють $k_i = 1000$ та $k_{ii} = k_i^2 / 2$, відповідно.

При моделюванні враховується момент інерції виконавчого органу механізму. В даному випадку використано момент інерції ротора двигуна кратний чотирьом.

Для дослідження динамічних характеристик було використано *Simulink* модель, яку наведено в Додатку А. Важливо відмітити, що при дослідженні в рівнянні (2.12) не було враховано компенсацію похідної заданого струму по осі d . Дана зміна не матиме значеного впливу на динамічні процеси й пов'язана з дослідженнями в наступних розділах.

Графіки перехідних процесів відпрацювання моменту і струмів зображено на рис. 2.7 та 2.8.

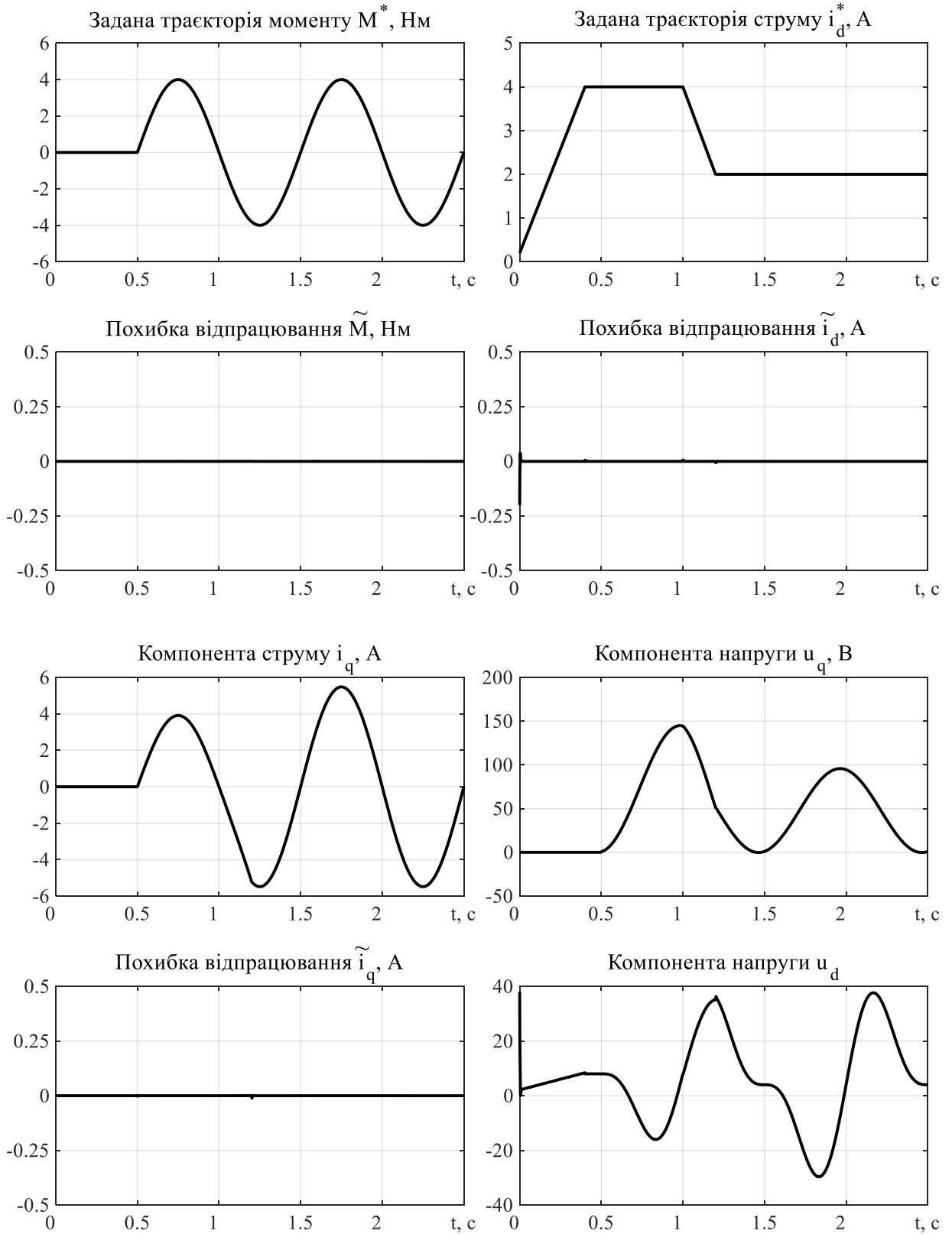


Рисунок 2.7 – Графіки перехідних процесів системи векторного керування моментом СРД для двигуна 2.2 кВт

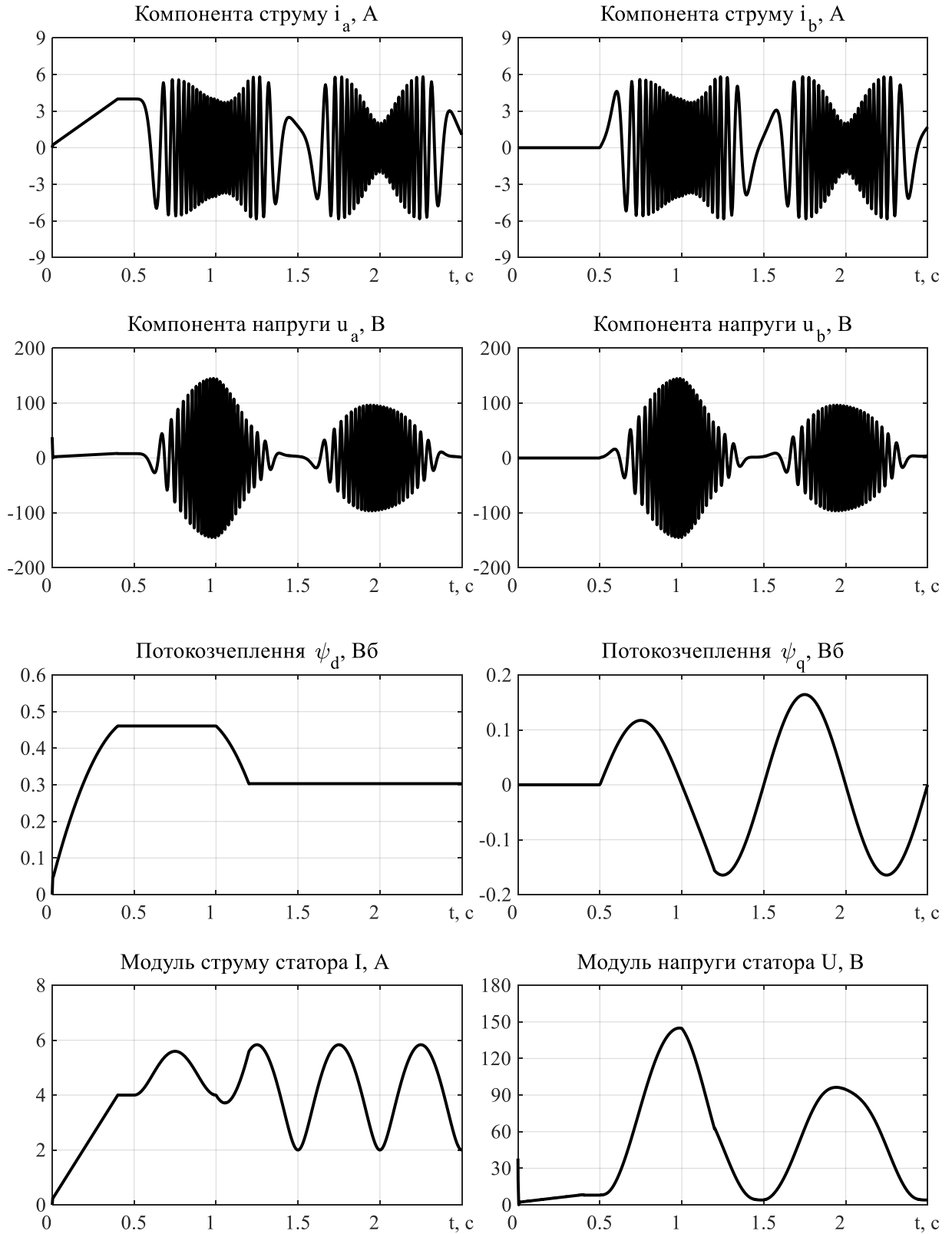


Рисунок 2.8 – Графіки перехідних процесів системи векторного керування моментом СРД для двигуна 2.2 кВт

Аналізуючи отримані графіки, можемо зробити висновки про асимптотичне відпрацювання системою заданих значень моменту та струму по осі d , оскільки похибки відповідних сигналів є нульовими. До того ж, при ослабленні поля, починаючи з $t = 1\text{с}$, змін в керуванні моментом не відбувається, що говорить про розв'язку процесів керування моментом та струмом i_d .

2.4 Результати моделювання двигуна 15 кВт

Іншим двигуном, який буде використовуватися в подальших дослідженнях, є машина фірми АВВ типу М3АL 132SME 4, параметри якої наведено в табл. 2.2.

Залежність $\psi_d(i_d)$ для даного двигуна, при значеннях струму i_q в діапазоні від 0 до 40 А, наведено на рис. 2.9. Аналогічні залежності, але по осі q зображено на рис. 2.10.

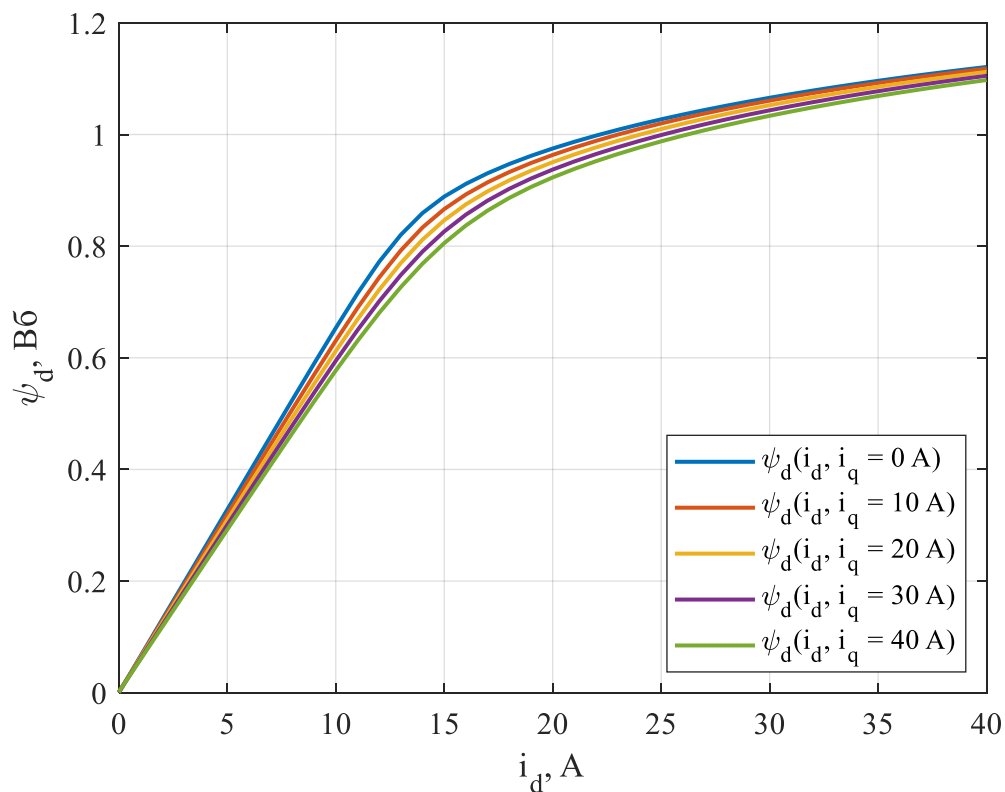


Рисунок 2.9 – Зв'язок потокозчеплення по осі d зі струмами i_d , i_q

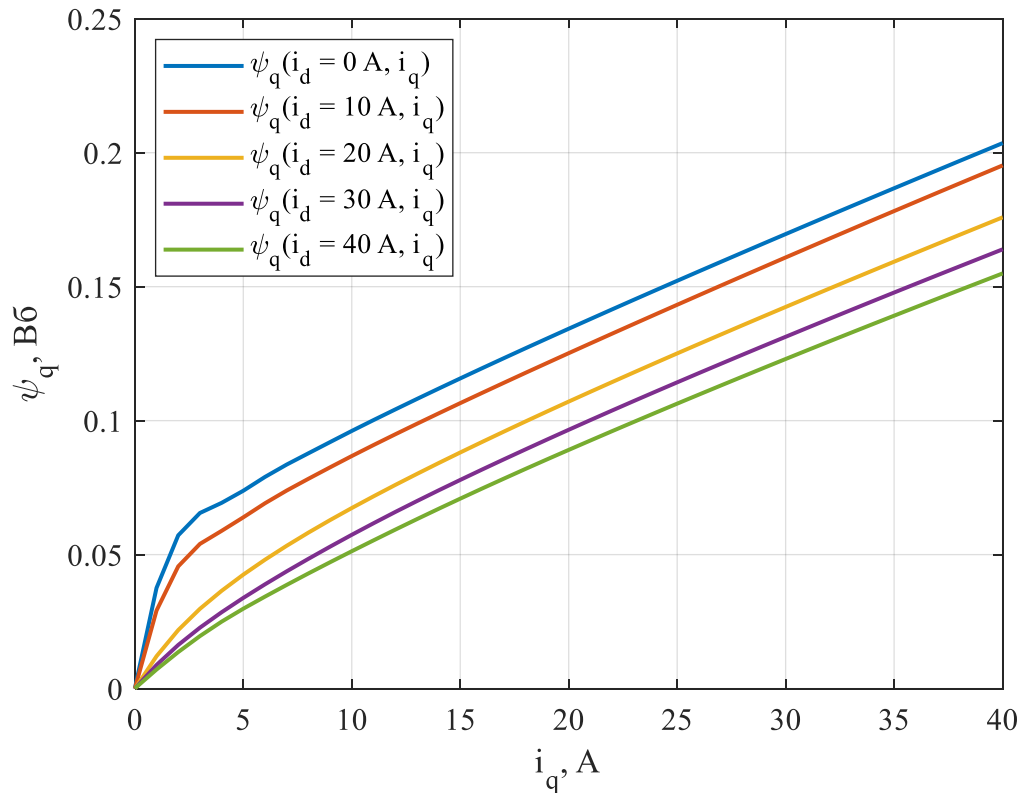


Рисунок 2.10 – Зв'язок потокозчеплення по осі q зі струмами i_d , i_q

Якщо виокремити з рис. 2.9 та 2.10 залежності за номінальних значень струмів по осям d і q й зобразити їх на одному графіку, то отримаємо рис. 2.11. При порівнянні рівня насичення по осям, стає зрозумілим, чому при синтезі динамічної моделі СРД вважається, що потокозчеплення по осі q не насичується й у результаті лінеаризується. Потокозчеплення ψ_d апроксимуємо поліномом сьомого порядку:

$$\begin{aligned} \psi_d(i_d, i_q) &= \psi_d(i_d) = -1.45 \cdot 10^{-11} i_d^7 + 3.72 \cdot 10^{-9} i_d^6 - 3.82 \cdot 10^{-7} i_d^5 + \\ &+ 1.99 \cdot 10^{-5} i_d^4 - 5.28 \cdot 10^{-4} i_d^3 + 0.0054 i_d^2 + 0.0399 i_d + 0.0124, \\ \psi_q &= L_q i_q, \quad L_q = \text{const}, \\ L_{dd} &= -7 \cdot 1.45 \cdot 10^{-11} i_d^6 + 6 \cdot 3.72 \cdot 10^{-9} i_d^5 - 5 \cdot 3.82 \cdot 10^{-7} i_d^4 + \\ &+ 4 \cdot 1.99 \cdot 10^{-5} i_d^3 - 3 \cdot 5.28 \cdot 10^{-4} i_d^2 + 2 \cdot 0.0054 i_d + 0.0399. \end{aligned} \quad (2.20)$$

Виходячи з рівнянь (2.20), графічне представлення апроксимації $\psi_d(i_d)$ та потокозчеплення ψ_q , показано на рис. 2.12.

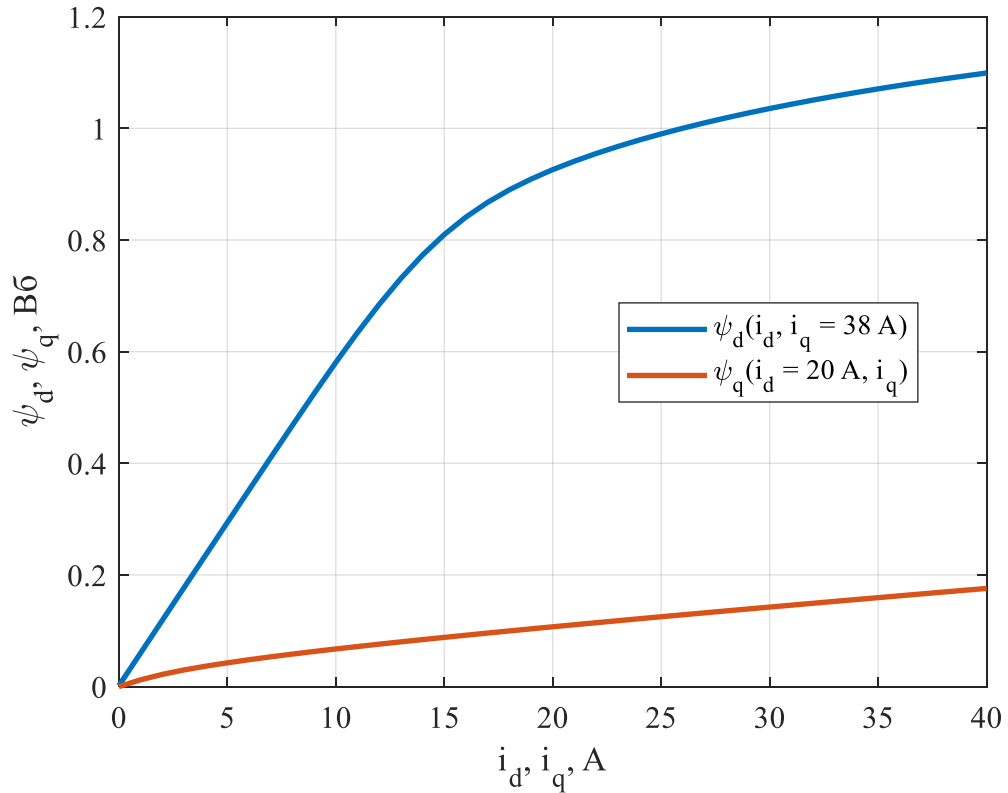


Рисунок 2.11 – Графіки залежностей потокозчеплень від струмів СРД

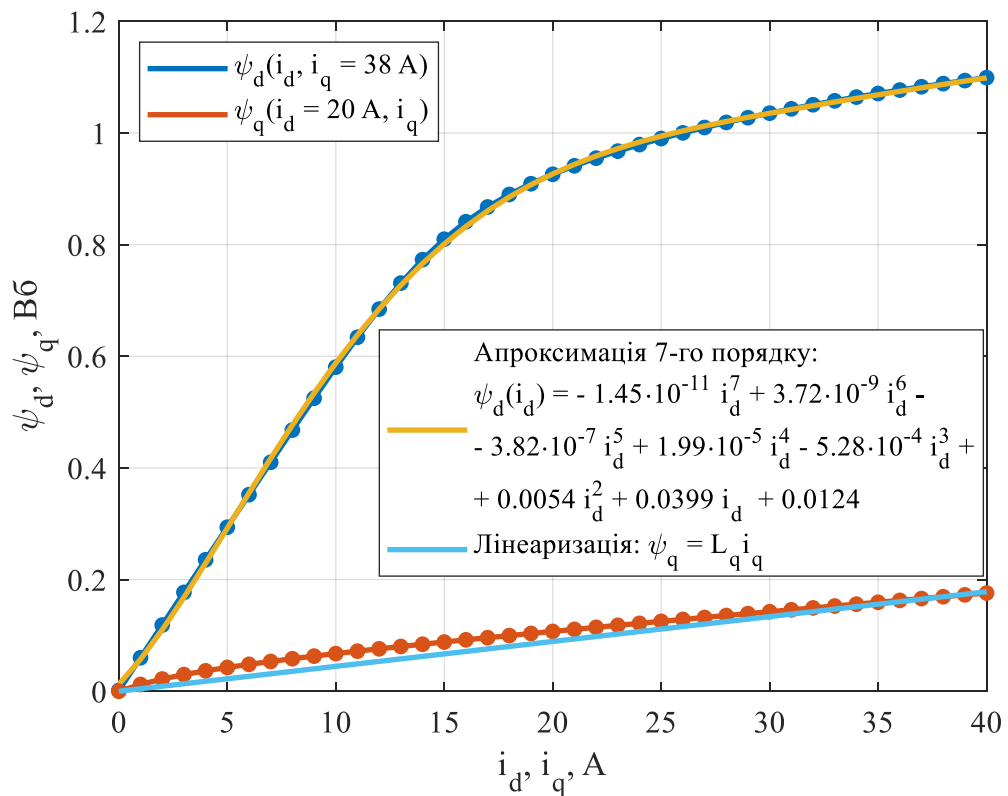


Рисунок 2.12 – Апроксимація залежностей потокозчеплень від струмів СРД

Таблиця 2.2 – Номінальні данні двигуна M3AL 132SME 4

Параметр	Значення
Номінальна потужність, кВт	15
Номінальний струм, А	34.5
Номінальний струм i_d , А	20.4
Номінальний струм i_q , А	38
Номінальна частота обертання ротора, об/хв	1500
Номінальний момент, Н·м	95.5
Число пар полюсів p_n	2
Момент інерції ротора двигуна J , кг·м ²	0.0277
Активний опір статора R , Ом	0.131
Індуктивність по осі q L_q , Гн	0.0045
Коефіцієнт корисної дії, %	90,6

Методика дослідження системи векторного керування для даного двигуна є схожою. На інтервалі ($t < 0.4\text{с}$) часу відбувається збудження двигуна зі значення 1 А до значення струму $i_d = 20$ А, яке утримується до $t = 1\text{с}$. Обмеження похідної на даному етапі встановлено на рівні 47.5 А/с. Починаючи з $t = 1\text{с}$, струм зменшується до значення $i_d^* = 10$ А за час $t = 0.2\text{с}$. Обмеження похідної для даної ділянки встановлено на рівні 50 А/с. Момент починає наростати лінійно з $t = 0.55\text{с}$ й за час $t = 0.1\text{с}$ досягає значення в 50 Н·м. На інтервалі часу з $t = 0.85\text{с}$ до $t = 0.95\text{с}$ завдання на момент зменшується до нуля. В моменти часу $t = 1.5\text{с}$ та $t = 1.8\text{с}$ за час $t = 0.1\text{с}$ відбувається лінійне зменшення величини моменту до -50 Н·м та його повернення до нульового значення, відповідно. При цьому, обмеження похідної для M^* встановлено на рівні 500 Н·м/с. Налаштування регулятора струму дорівнюють $k_i = 1000$ та $k_{ii} = k_i^2 / 2$. Сумарний момент інерції ротора двигуна кратний чотирьом.

Графіки перехідних процесів відпрацювання моменту і струмів зображено на рис. 2.13 та 2.14.

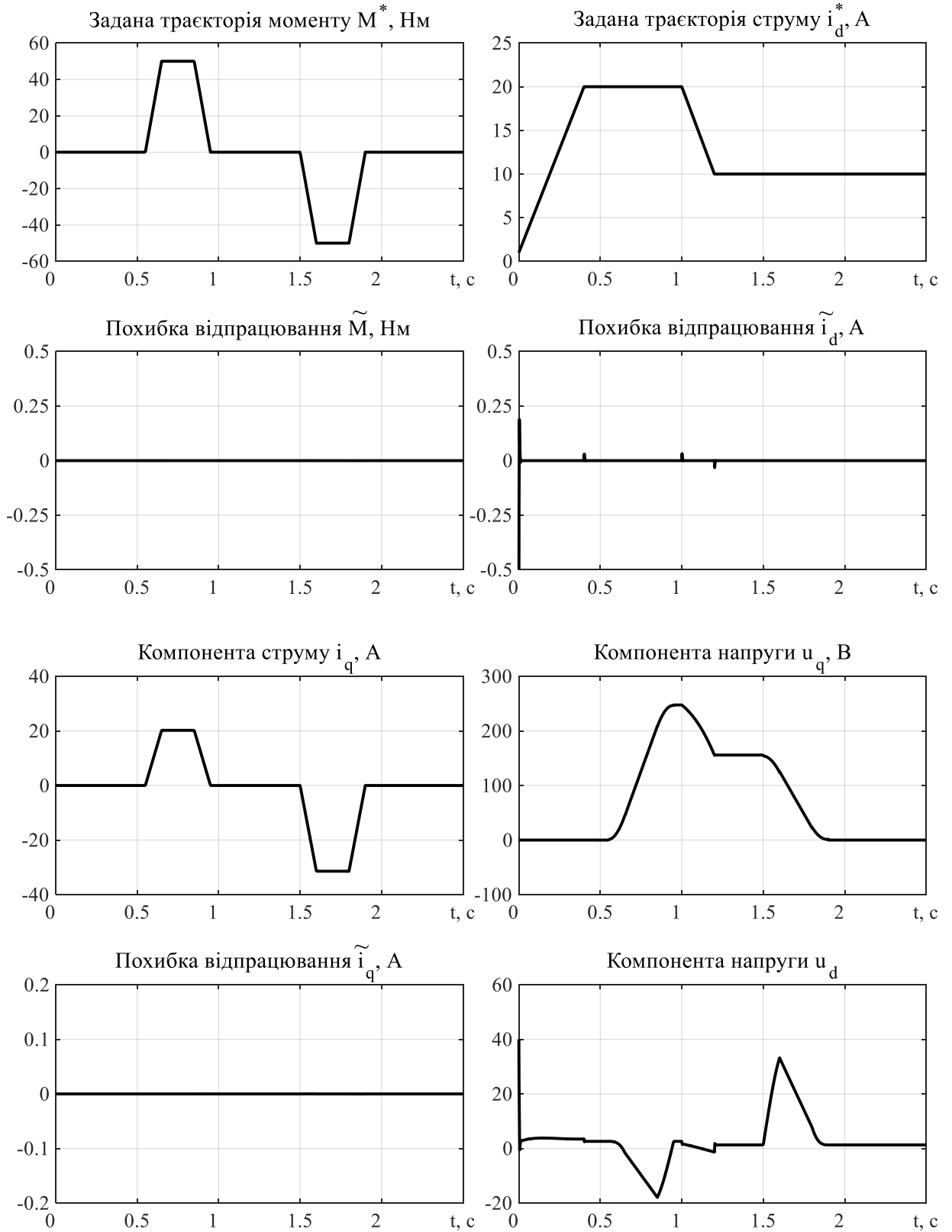


Рисунок 2.13 – Графіки перехідних процесів системи векторного керування моментом СРД для двигуна 15 кВт

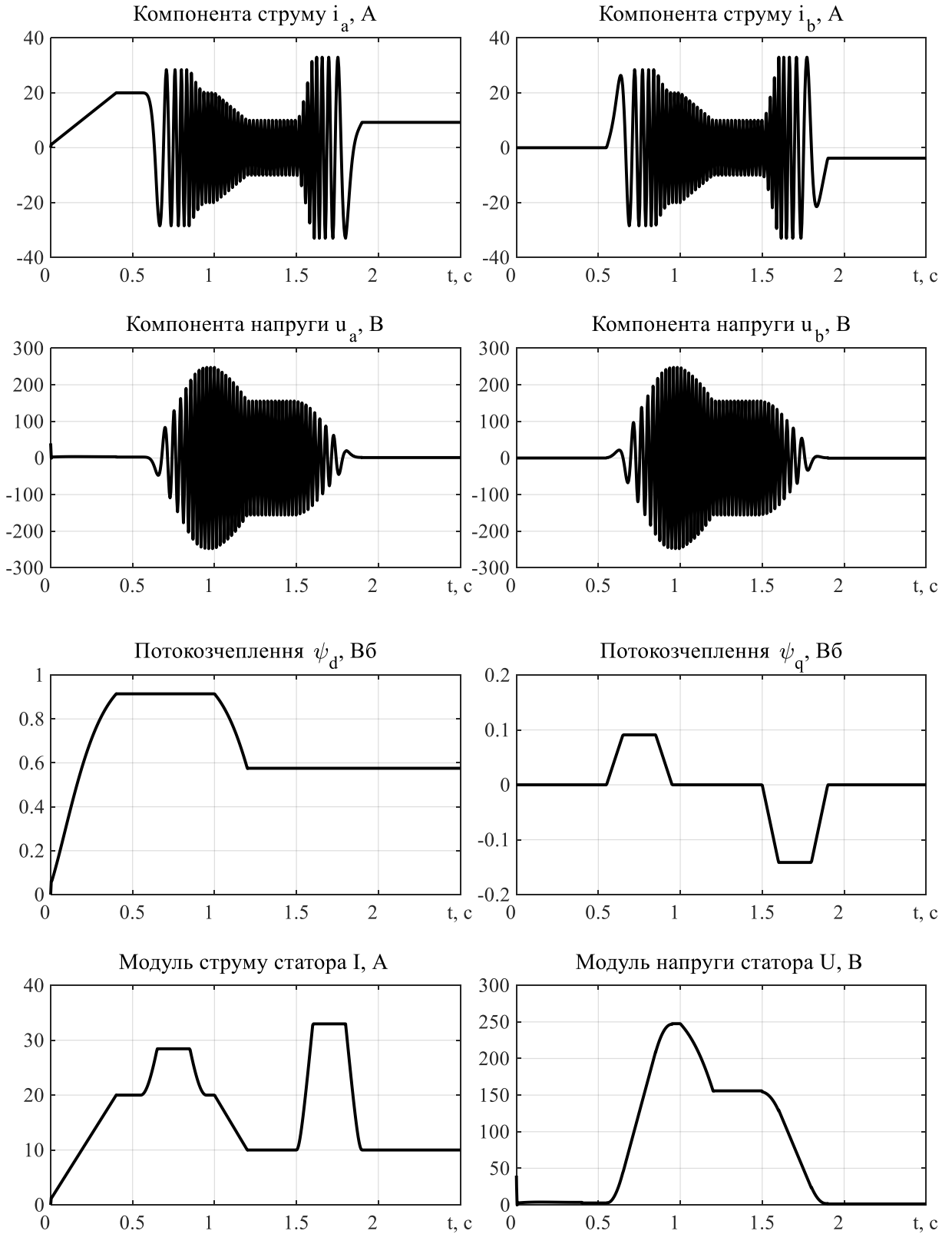


Рисунок 2.14 – Графіки перехідних процесів системи векторного керування моментом СРД для двигуна 15 кВт

За результатами дослідження видно, що системою досягається асимптотичне відпрацювання заданих сигналів. Ослаблення поля не призвело до змін у керуванні моментом, що свідчить про розв'язку динамічних процесів у керуванні моментом і струмом i_d . Отримані результати надають можливості для впровадження оптимізаційних алгоритмів, наприклад, МТРА.

Висновки до розділу

1. Наведено модель синхронного реактивного двигуна. Поставлено цілі, які мають досягатися при керуванні моментом СРД. Представлено синтез регуляторів моменту, струму по осі d та по осі q . Зображено структурні схеми регуляторів. Усі перераховані дії є основою для вирішення подальших оптимізаційних задач, які є метою даної роботи.

2. На основі рівнянь, що представлено в даному розділі, побудовано математичну *Simulink* модель, яку наведено в Додатку А. Для перевірки правильності роботи створеної моделі й алгоритму керування в цілому, було проведено дослідження динамічних властивостей системи на відпрацювання рушійного та генераторного завдання на момент i завдання на струм по осі d , яке включає в себе ослаблення поля. Результати моделювання наведено для двох двигунів: 2.2 кВт та 15кВт. В обох випадках алгоритмом було забезпечено асимптотичне відпрацювання заданих сигналів та їх розв'язка в процесі керуванні. Такі результати надають можливість для впровадження оптимізації за критерієм момент-струм.

3 КОНСТРУЮВАННЯ АЛГОРИТМУ МАКСИМІЗАЦІЇ ВІДНОШЕННЯ МОМЕНТ-СТРУМ ДЛЯ СИНХРОННОГО РЕАКТИВНОГО ДВИГУНА

3.1 Формулювання проблеми

Момент синхронного реактивного двигуна дорівнює

$$M = \mu_1 (\psi_d(i_d) - L_q i_d) i_q, \quad (3.1)$$

де $\mu_1 = 1.5p_n$.

Розглянемо випадок, коли потокозчеплення по осі d задано апроксимацією другого порядку, у вигляді

$$\psi_d(i_d) = L_d i_d + L_{d1} i_d^2 > 0. \quad (3.2)$$

Підставивши (3.2) в (3.1) отримаємо

$$M = \mu_1 ((L_d - L_q) i_d + L_{d1} i_d^2) i_q. \quad (3.3)$$

Позначимо

$$\Delta L = L_d - L_q. \quad (3.4)$$

Відмітимо, що для лінійної магнітної системи (3.3) запишеться

$$M = \mu_1 \Delta L i_d i_q. \quad (3.5)$$

Ідея оптимізації МТРА полягає в наступному: для даного $M = \text{const}$ знайти відношення $i_q = f(i_d)$, яке буде забезпечувати умову

$$I = \sqrt{i_q^2 + i_d^2} = \text{const} \rightarrow \min.$$

3.2 Конструювання алгоритму МТРА

Виконаємо заміну у виразі (3.3)

$$i_d = \sqrt{I^2 - i_q^2}, \quad (3.6)$$

отримаємо

$$M = \mu_1 \left(\Delta L \sqrt{I^2 - i_q^2} + L_{d1} (I^2 - i_q^2) \right) i_q. \quad (3.7)$$

Відмітимо, що при $L_{d1} = 0$ рішенням є $i_d = i_q$.

Часткова похідна по струму i_q виразу (3.7) розраховується наступним

чином

$$\frac{\partial M}{\partial i_q} = \mu_1 \left(\Delta L \sqrt{I^2 - i_q^2} + L_{d1} (I^2 - i_q^2) \right) - i_q \mu_1 \left(2L_{d1} i_q + \frac{\Delta L i_q}{\sqrt{I^2 - i_q^2}} \right), \quad (3.8)$$

підставляючи $I = \sqrt{i_q^2 + i_d^2}$ (за умови $i_d > 0$) в (3.8), отримаємо

$$\frac{\partial M}{\partial i_q} = \mu_1 \Delta L (i_d^2 + i_q^2) + \mu_1 L_{d1} (i_d^2 - 2i_q^2) i_d = 0. \quad (3.9)$$

Рішенням рівняння (3.9) є наступний вираз

$$i_q = i_d \sqrt{\frac{\Delta L + L_{d1} i_d}{\Delta L + 2L_{d1} i_d}}. \quad (3.10)$$

Струм по осі d має обмеження $i_d < \Delta L / 2L_{d1}$. Знак в (3.10) повинен змінюватись залежно від знаку заданого моменту. Відмітимо, що при відсутності насичення ($L_{d1} = 0$) рішенням рівняння (3.10) є $i_d = i_q$.

Підставивши (3.10) в (3.3) отримаємо залежність $M(i_d)$

$$M = \mu_1 (\Delta L + L_{d1} i_d) i_d^2 \sqrt{\frac{\Delta L + L_{d1} i_d}{\Delta L + 2L_{d1} i_d}}. \quad (3.11)$$

Відмітимо, якщо $L_{d1} = 0$, то із (3.11) слідує, що $M = \mu_1 \Delta L i_d^2$.

Задача знаходження струму i_d із виразу (3.11) для заданого значення моменту M не може бути вирішена в аналітичному вигляді, так як це потребує розв'язання поліному 7-го порядку.

Для застосування даної оптимізації в реальному алгоритмі, пропонується знайти залежність $i_d(M^*)$ із виразу (3.11) чисельним методом із заданими параметрами конкретного двигуна для масиву точок M^* й побудувати графіки залежностей $i_d(M^*)$, $i_q(M^*)$. Отримані в результаті графіки можуть бути апроксимовані поліномом, який буде записано в алгоритм керування або розраховані значення точок будуть безпосередньо записані в алгоритм через *Lookup-Table*.

3.3 Конструювання алгоритму МТРА при апроксимації кривої намагнічування поліномами високих порядків

Для прикладу розглянемо випадок використання апроксимації кривої намагнічування поліномом п'ятого порядку. В такому разі, рівняння для моменту (3.3) набуде вигляду

$$M = \mu_1 \left((L_d - L_q) i_d + L_{d1} i_d^2 + L_{d2} i_d^3 + L_{d3} i_d^4 + L_{d4} i_d^5 \right) i_q. \quad (3.12)$$

Для пошуку екстремумів функції скористаємося методом множників Лагранжа. У вирішення даної оптимізаційної задачі допоможе програмне забезпечення MATLAB, який в своєму складі має *Symbolic Math Toolbox*, що надає функції для вирішення, побудови та управління символічними математичними рівняннями. Отже, складемо наступну програму:

```
syms u1 Ld Lq id iq Ld1 Ld2 Ld3 Ld4 l
Im=(iq^2+id^2)^0.5
M=u1*((Ld-Lq)*id+Ld1*id^2+Ld2*id^3+Ld3*id^4+...
    Ld4*id^5+Ld5*id^6+Ld6*id^7)*iq
eqa1=Im+l*M
```

```

eqa2=diff(eqa1, id)
eqa21=solve(eqa2==0, l)
eqa3=diff(eqa1, iq)
eqa4=subs(eqa3, l, eqa21)
eqa5=solve(simplify(eqa4^2==0), iq)
pretty(eqa5(1))

```

Надамо пояснення до програми. Функцією *sums* оголошуємо символльні змінні. Далі, записуємо рівняння (3.6) та (3.12). Складаємо допоміжну функцію, яку називають функцією Лагранжа:

$$L(i_d, i_q, \lambda) = I + \lambda M = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} + \lambda \mu_1 \left((L_d - L_q) i_d + L_{d1} i_d^2 + L_{d2} i_d^3 + L_{d3} i_d^4 + L_{d4} i_d^5 \right) i_q, \quad (3.13)$$

де λ – множник Лагранжа.

За допомогою функції *diff* розраховуємо часткову похідну по струму i_d й отримуємо

$$\frac{\partial L(i_d, i_q, \lambda)}{\partial i_d} = \frac{i_d}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} + \lambda \mu_1 \left(5L_{d4} i_d^4 + 4L_{d3} i_d^3 + 3L_{d2} i_d^2 + 2L_{d1} i_d + L_d - L_q \right) i_q. \quad (3.14)$$

Далі, функція *solve* вирішує отримане рівняння відносно множника Лагранжа:

$$\lambda = - \frac{i_d}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \mu_1 \left(5L_{d4} i_d^4 + 4L_{d3} i_d^3 + 3L_{d2} i_d^2 + 2L_{d1} i_d + L_d - L_q \right) i_q}. \quad (3.15)$$

Відповідно до методу множників Лагранжа необхідно знайти часткову похідну по другій змінній, а саме по i_q

$$\frac{\partial L(i_d, i_q, \lambda)}{\partial i_q} = \frac{i_q}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} + \lambda \mu_1 \left((L_d - L_q) i_d + L_{d1} i_d^2 + L_{d2} i_d^3 + L_{d3} i_d^4 + L_{d4} i_d^5 \right). \quad (3.16)$$

За допомогою функції *subs* в рівняння (3.16), замість множника Лагранжа λ , виконується підстановка виразу (3.15), тим самим отримуємо

$$\frac{\partial L(i_d, i_q, \lambda)}{\partial i_q} = \frac{i_q}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} - \frac{i_d \left((L_d - L_q) i_d + L_{d1} i_d^2 + L_{d2} i_d^3 + L_{d3} i_d^4 + L_{d4} i_d^5 \right)}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \left(5L_{d4} i_d^4 + 4L_{d3} i_d^3 + 3L_{d2} i_d^2 + 2L_{d1} i_d + L_d - L_q \right) i_q}. \quad (3.17)$$

Функція *simplify* виконує алгебраїчне спрощення, а функція *solve* знаходить розв'язок рівняння відносно струму i_q , яке з урахуваннями заміни (3.4) має вигляд

$$i_q = \frac{i_d \sqrt{\Delta L + L_{d1} i_d + L_{d2} i_d^2 + L_{d3} i_d^3 + L_{d4} i_d^4}}{\sqrt{\Delta L + 2L_{d1} i_d + 3L_{d2} i_d^2 + 4L_{d3} i_d^3 + 5L_{d4} i_d^4}} \quad (3.18)$$

Аналізуючи вираз (3.18), можемо записати загальну форму струму i_q в залежності від струму i_d , яка буде актуальною для апроксимації поліномом будь-якого порядку:

$$i_q = \frac{i_d \sqrt{\Delta L + \sum_{i=1}^n L_{di} i_d^i}}{\sqrt{\Delta L + \sum_{i=1}^n (i+1) L_{di} i_d^i}} \quad (3.19)$$

Таким чином, щоб скористатися оптимізацією за критерієм момент-струм для синхронного реактивного двигуна необхідно:

- 1) мати рівняння моменту двигуна, в якому враховано криву намагнічування по осі d у вигляді поліному n -го порядку;
- 2) за рівнянням (3.19) записати залежність $i_q = f(i_d)$;
- 3) підставити залежність $i_q = f(i_d)$ в рівняння моменту;
- 4) скористатися числовими методами для розрахунку залежності $i_d(M^*)$, що дозволить, або ж апроксимувати отриманий графік, або ж задати розрахований масив точок напряму в *Simulink*-блок *Lookup-Table*.

Висновки до розділу

1. Сформовано умови, які оптимізація відношення момент-струм повинна забезпечувати. Із визначення, що в точці екстремуму функції похідна дорівнює нулю, для випадку апроксимації потокозчеплення по осі d поліномом другого порядку, визначено залежність $i_q = f(i_d)$, яка є основою оптимізації за критерієм момент-струм.

2. Розглянуто випадок конструювання алгоритму МТРА при апроксимації кривої намагнічування поліномом п'ятого порядку. При цьому, для знаходження максимуму функції було застосовано метод множників Лагранжа. Проаналізувавши отриманий результат було записано загальну форму залежності $i_q = f(i_d)$, яка є актуальною для апроксимації поліномом будь-якого порядку.

3. Записано послідовність дій, які необхідно виконати щоб скористатися оптимізацією за критерієм момент-струм для синхронного реактивного двигуна.

4 ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК АЛГОРИТМУ КЕРУВАННЯ З ОПТИМІЗАЦІЄЮ ЗА КРИТЕРІЄМ МОМЕНТ-СТРУМ

4.1 Дослідження двигуна потужністю 2.2 кВт

Апроксимуємо криву намагнічування двигуна потужністю 2.2 кВт, визначимо залежність $i_d(M^*)$, побудуємо та проаналізуємо графіки перехідних процесів.

4.1.1 Аналіз апроксимуючих поліномів

Важливою частиною при використанні алгоритму векторного керування з оптимізацією за критерієм момент-струм є правильність та точність апроксимації кривої намагнічування.

Криву намагнічування двигуна, за якою отримано апроксимацію (2.19), було знято експериментально й представлено в табл. 4.1.

Таблиця 4.1 – Крива намагнічування двигуна M3AL 90LA 4

i_d	0	0.5	1	1.5	2	2.5	3	3.5	4	4.5	5
ψ_d	0	0.12	0.18	0.26	0.31	0.38	0.43	0.46	0.48	0.49	0.51

Виконаємо апроксимацію даних з табл. 4.1 поліномами від другого до п'ятого порядків. Результат показано на рис. 4.1-4.4.

Аналізуючи отримані апроксимації, можна прийти до висновку, що для заданої кривої підвищення порядку апроксимуючого поліному вище другого не дає значного приросту в точності. Таким чином, для дослідження динамічних процесів буде достатнім використання апроксимації поліномом другого порядку, для якого, конструювання алгоритму МТРА було здійснено в підрозділі 3.2.

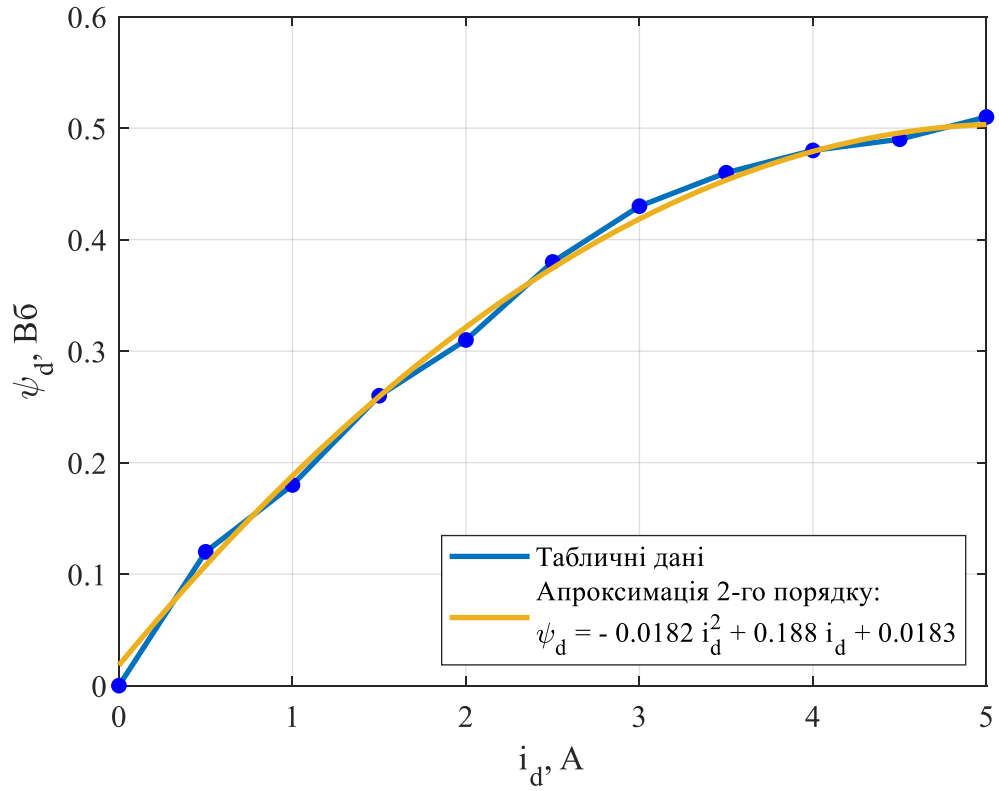


Рисунок 4.1 – Апроксимація кривої намагнічування поліномом 2-го порядку

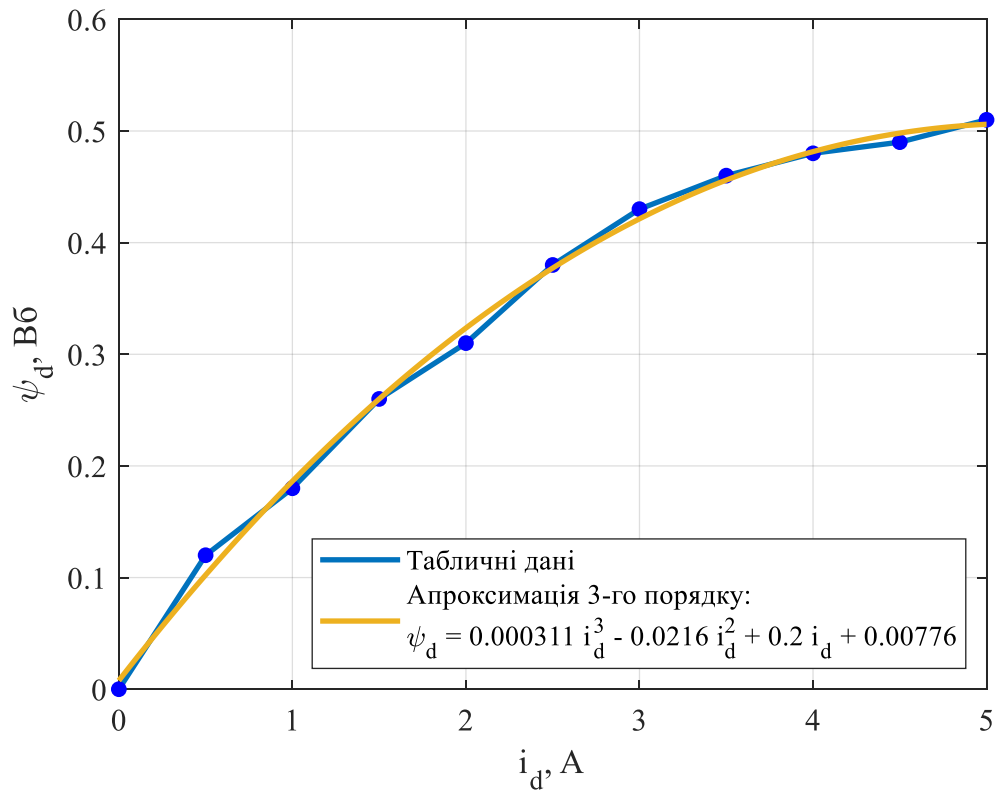


Рисунок 4.2 – Апроксимація кривої намагнічування поліномом 3-го порядку

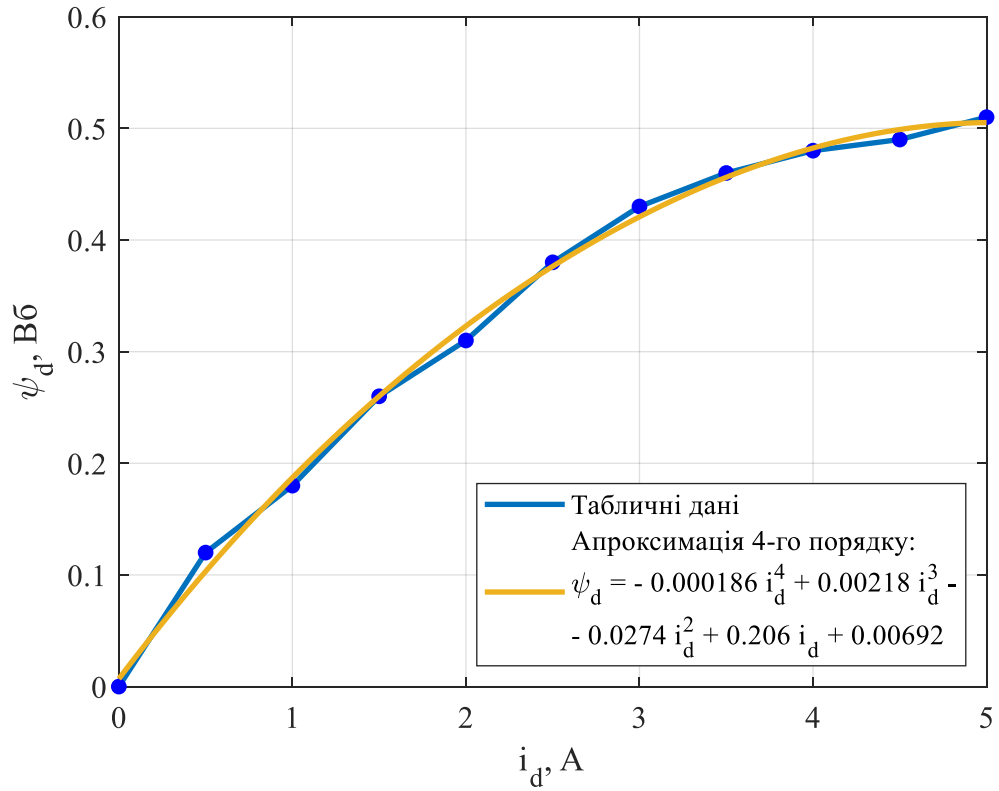


Рисунок 4.3 – Апроксимація кривої намагнічування поліномом 4-го порядку

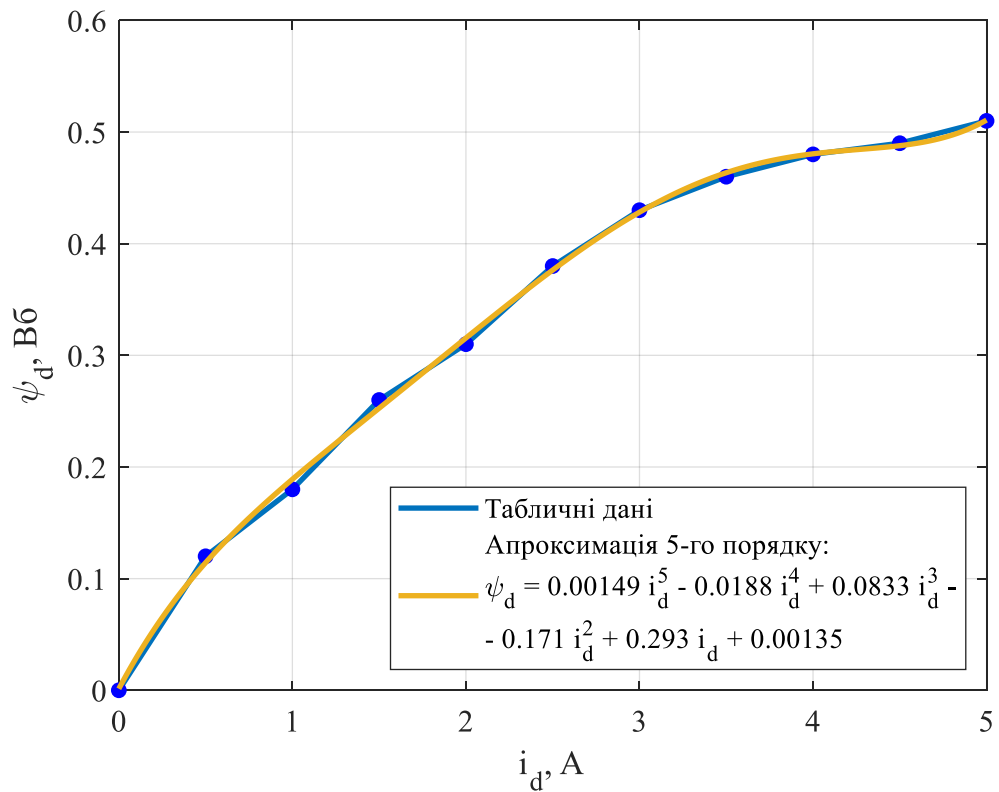


Рисунок 4.4 – Апроксимація кривої намагнічування поліномом 5-го порядку

4.1.2 Отримання залежності $i_d(M^*)$

Відповідно до алгоритму дій, який описано в підрозділі 3.3, щоб впровадити в систему векторного керування оптимізацію за критерієм момент-струм, наступним кроком необхідно записати залежність $i_q = f(i_d)$ та підставити її у рівняння моменту. Для апроксимації другого порядку, в загальному вигляді, дані дії уже було виконано в підрозділі 3.2. Таким чином, останнім кроком, користуючись рівнянням (3.11) необхідно скористатись чисельним методом і знайти залежність $i_d(M^*)$.

В програмному забезпеченні MATLAB для рішення нелінійних рівнянь існує функція *fzero*. Використавши її було отримано графіки залежностей $i_d(M^*)$, $i_q(M^*)$ та $I(M^*)$, які представлені на рис. 4.5-4.7. Графік залежності $i_q(i_d)$ показано на рис. 4.8. Суміщений графік залежностей $i_d(M^*)$ та $i_q(M^*)$ зображено на рис. 4.9.

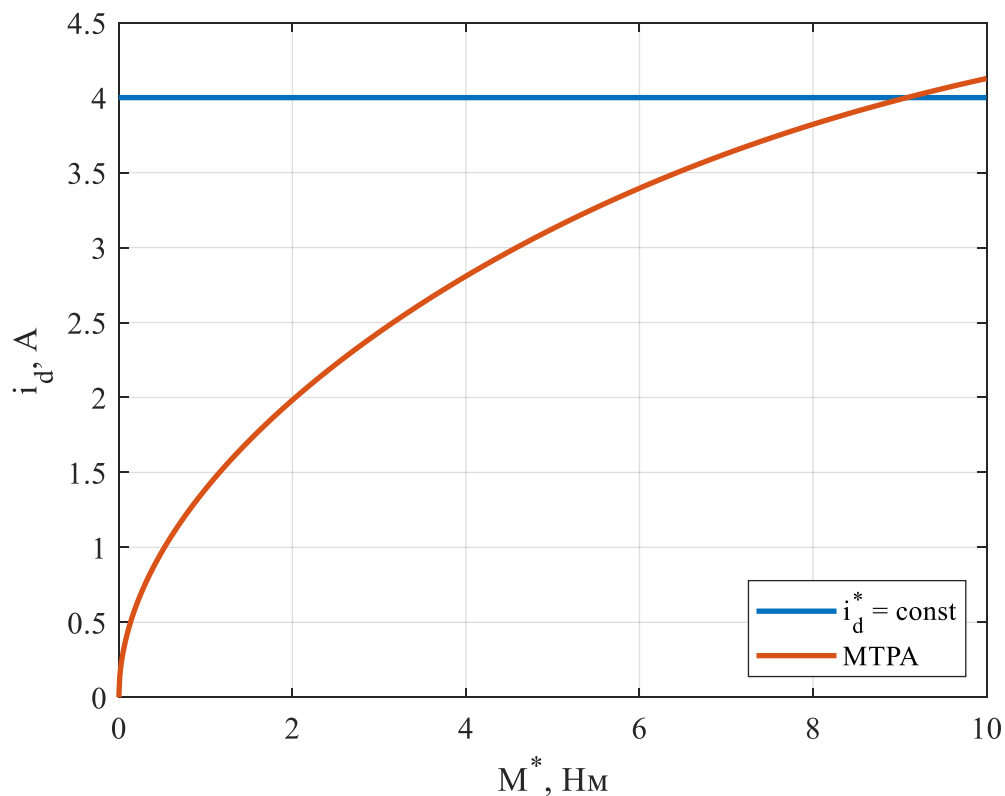


Рисунок 4.5 – Графік залежності $i_d(M^*)$

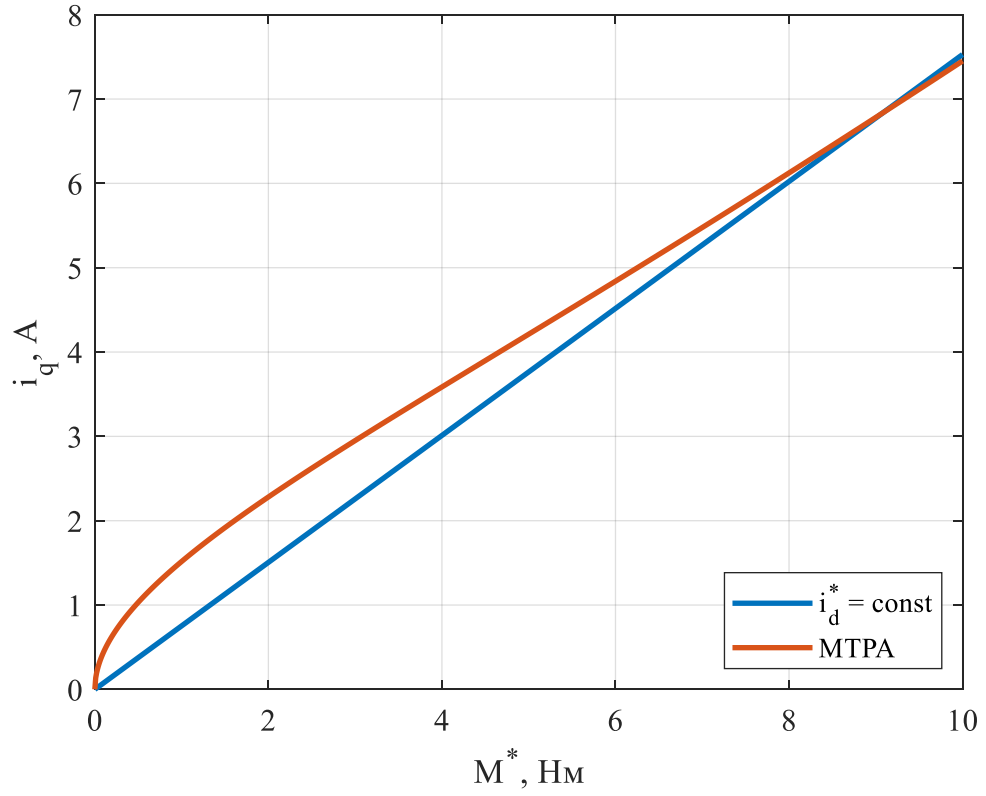


Рисунок 4.6 – Графік залежності $i_q(M^*)$

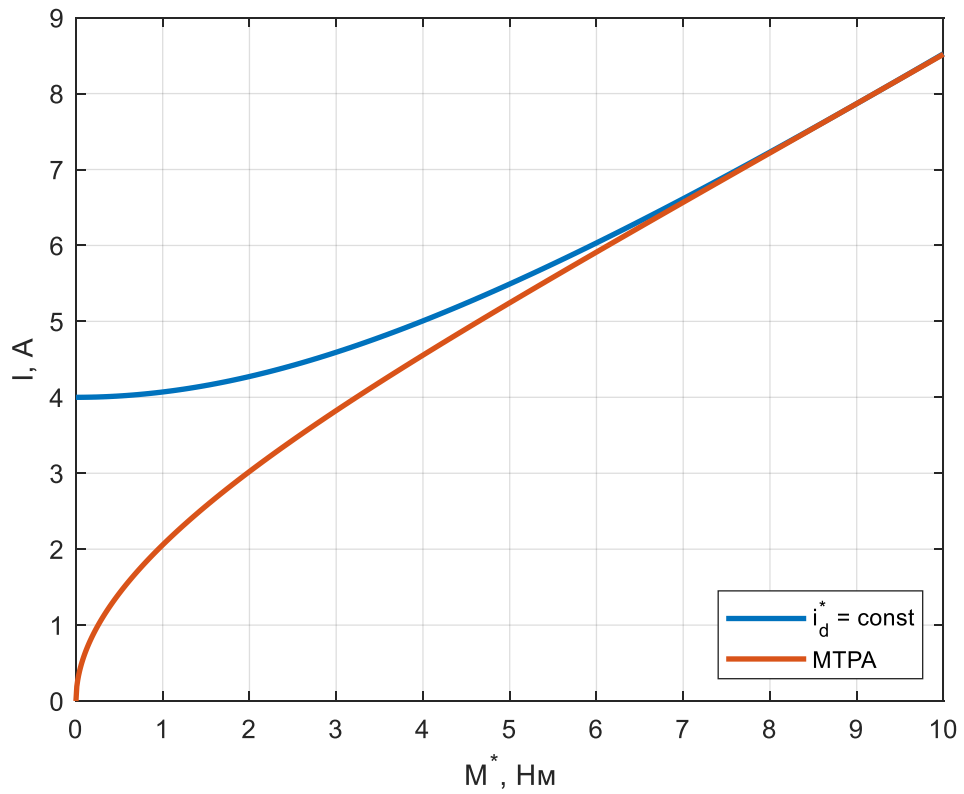


Рисунок 4.7 – Графік залежності $I(M^*)$

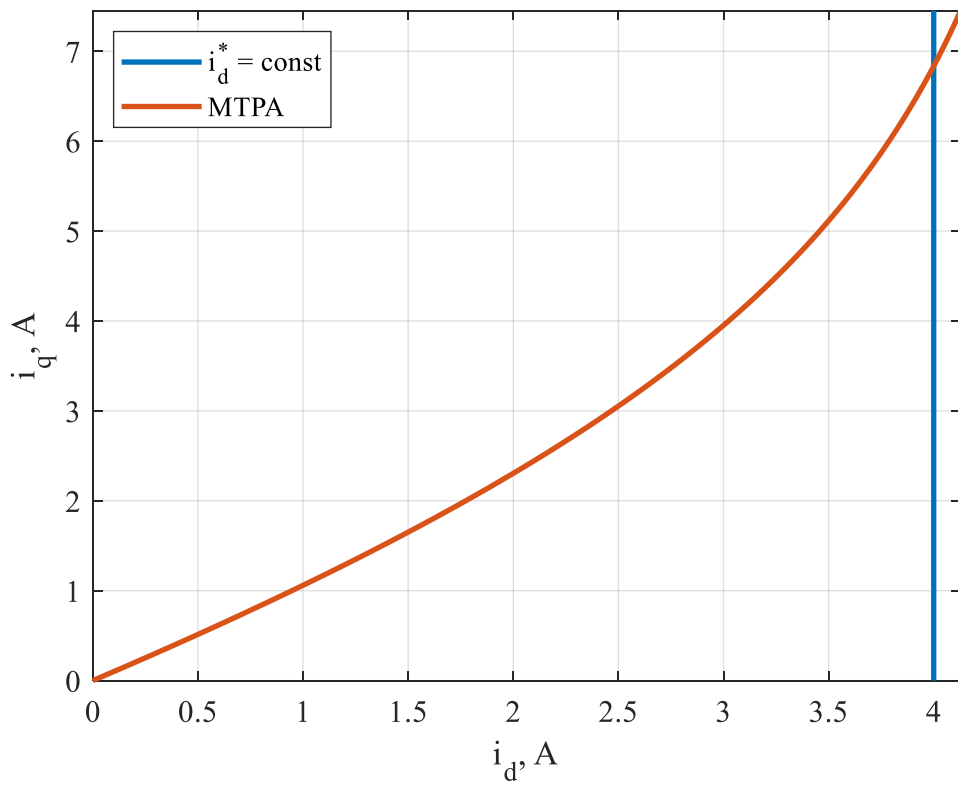


Рисунок 4.8 – Графік залежності $i_q(i_d)$

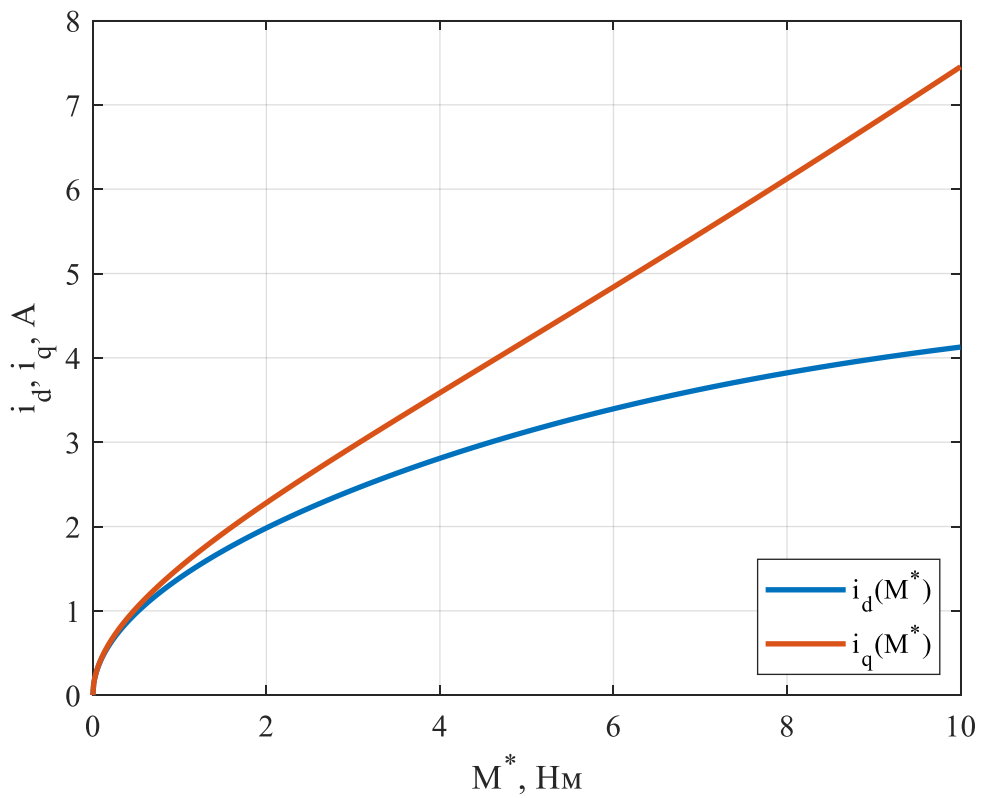


Рисунок 4.9 – Суміщений графік залежностей $i_d(M^*)$ та $i_q(M^*)$

Для порівняння, крім залежностей для алгоритму МТРА, відповідні графіки було побудовано за постійного значення намагнічуючого струму $i_d^* = 4$ А. Проведемо аналіз отриманих залежностей. Графік $i_d(M^*)$ необхідний лише для того, щоб задати його в моделюючу програму. Найбільший інтерес представляє залежність $I(M^*)$, адже потрібно впевнитися в тому, що для заданого моменту M^* забезпечується умова $I \rightarrow \min$. Дійсно, як і говорить теорія, при малих значеннях M^* алгоритм МТРА є особливо вигідним, оскільки двигун витрачає менше енергії на утворення магнітного поля. Проте, наближаючись до номінального значення моменту, модуль струму для алгоритму МТРА зрівнюється по значенням з керуванням при $i_d^* = \text{const}$. Пам'ятаючи, що на регулювання електромагнітної системи потрібно більше часу, ніж на регулювання електромеханічної, тобто динаміка векторного керування з оптимізацією за критерієм момент-струм є гіршою, ніж з постійним значенням струму по осі d , можна прийти до висновку, що оптимізація за критерієм момент-струм втрачає свій сенс при значеннях i_d^* рівне або більше номінального. Саме тому, встановлюється обмеження $i_d^* \leq i_{dн}$.

4.1.3 Відпрацювання моменту

Щоб порівняти та проаналізувати динамічні та енергетичні показники, що виникають в СРД під час векторного керування з постійним потокозчепленням та алгоритмом МТРА, для двигуна із заданими параметрами, які наведено в табл. 2.1, складемо наступну програму дослідження для відслідковування крутного моменту:

- на початковому інтервалі ($t < 0.4с$), для векторного керування з постійним потокозчепленням, задане значення струму за лінійним законом

досягає $i_d^* = 4$ А. При цьому, для уникнення виродженості алгоритму, початкове значення струму дорівнює $i_d^* = 0.4$ А.

- з $t = 0.5$ с починається утворення траєкторії моменту. Сформовано п'ять ступенів – 1.4 Н·м кожна. На останній ступені отримуємо 7 Н·м, що відповідає номінальному значенню моменту двигуна. Перехід на нову ступінь відбувається лінійно за час рівний 0.01с. Час на протязі якого момент є сталим, на кожній ступені, дорівнює 0.05с.

- на інтервалі часу від $t = 0.8$ с до $t = 0.85$ с відбувається зменшення заданого моменту до нуля.

- з $t = 1$ с починається відпрацювання синусоїдальної функції моменту завдання, яка має амплітуду 3.5 Н·м та кутову частоту 31.4 рад/с.

При моделюванні сумарний момент інерцій, який поєднує в собі ротор двигуна та робочий орган, дорівнює чотирикратному моменту інерції двигуна. Графіки перехідних процесів для описаного вище тесту зображено на рис. 4.10 та 4.11.

Тест на відслідковування заданої траєкторії моменту показав, що динаміка перехідних процесів для алгоритму МТРА є гіршою, ніж при $i_d^* = \text{const}$, що було очікуваним. При відпрацюванні синусоїдального сигналу похибка відпрацювання моменту знаходиться в межах 15%. Головним є те, що споживана напруга та струм є меншими.

Споживана енергія розраховується, як інтеграл від активної потужності. В свою чергу, $P_a = 3/2(u_a i_a + u_b i_b)$. Потужність, що розсіюється у вигляді тепла знаходиться, як добуток квадрату модуля струму, що протікає в обмотках статора, на активний опір статора $\Delta P = I^2 R$.

Споживана енергія та втрати потужності при відпрацюванні заданого моменту зображено на рис. 4.12 та 4.13 відповідно.

Для алгоритму з оптимізацією момент-струм на ділянці відпрацювання моменту до $t = 1$ с сумарно було спожито на 17% енергії менше ніж при

постійному значенні потокозчеплення. Різниця в споживанні енергії при відпрацюванні всієї ділянки заданого моменту склала 25%.

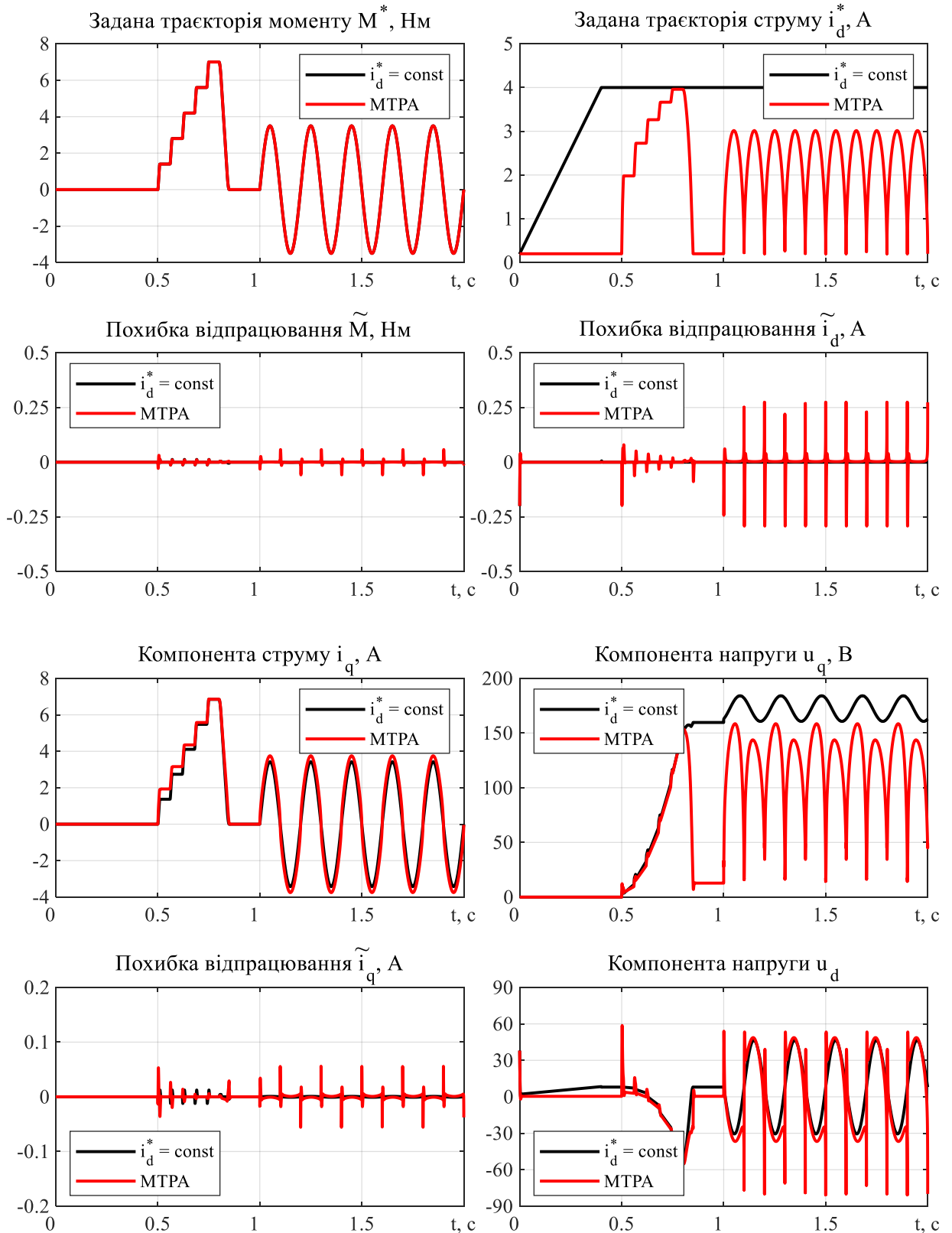


Рисунок 4.10 – Графіки перехідних процесів системи векторного керування СРД при відслідкуванні моменту

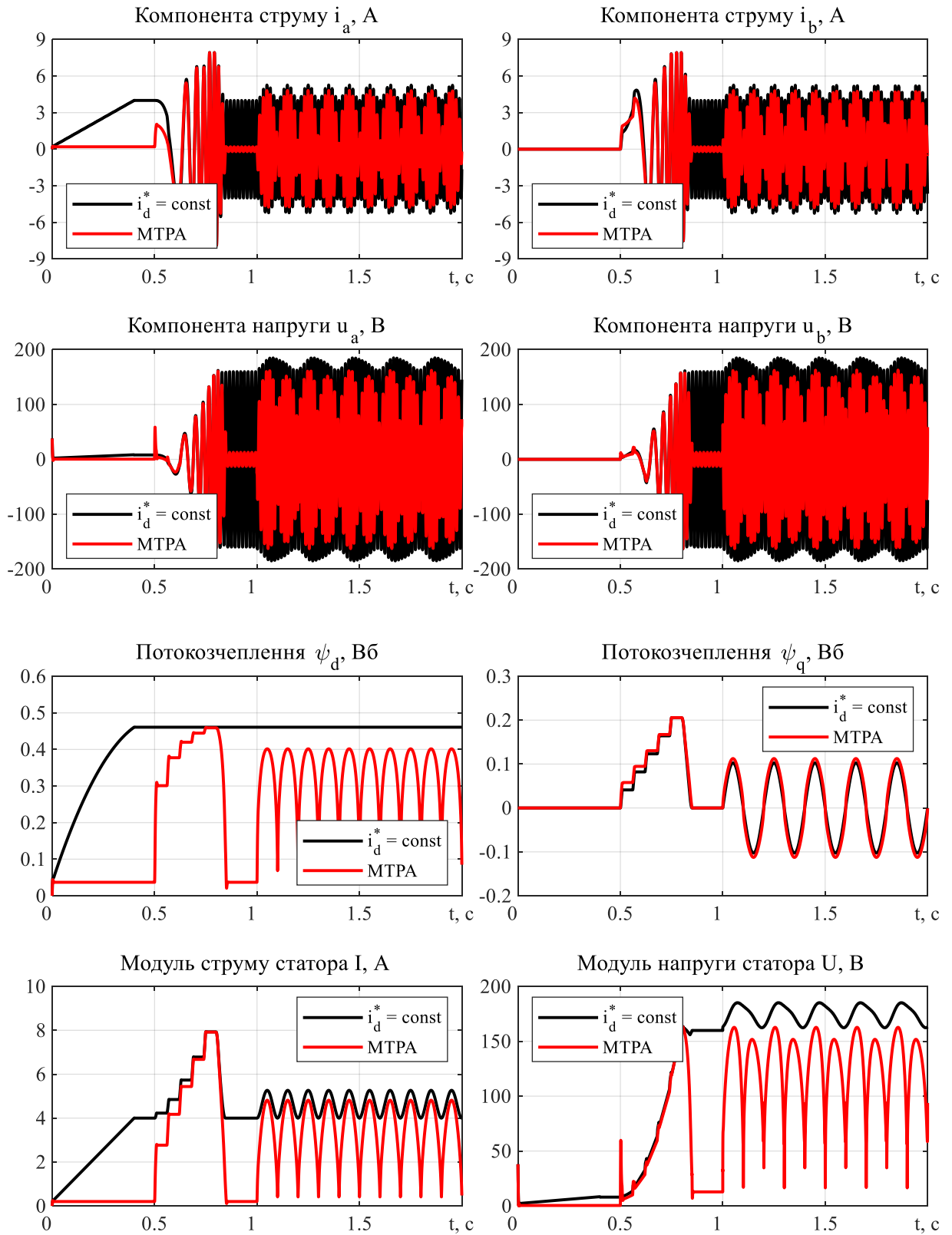


Рисунок 4.11 – Графіки перехідних процесів системи векторного керування СРД при відслідкуванні моменту

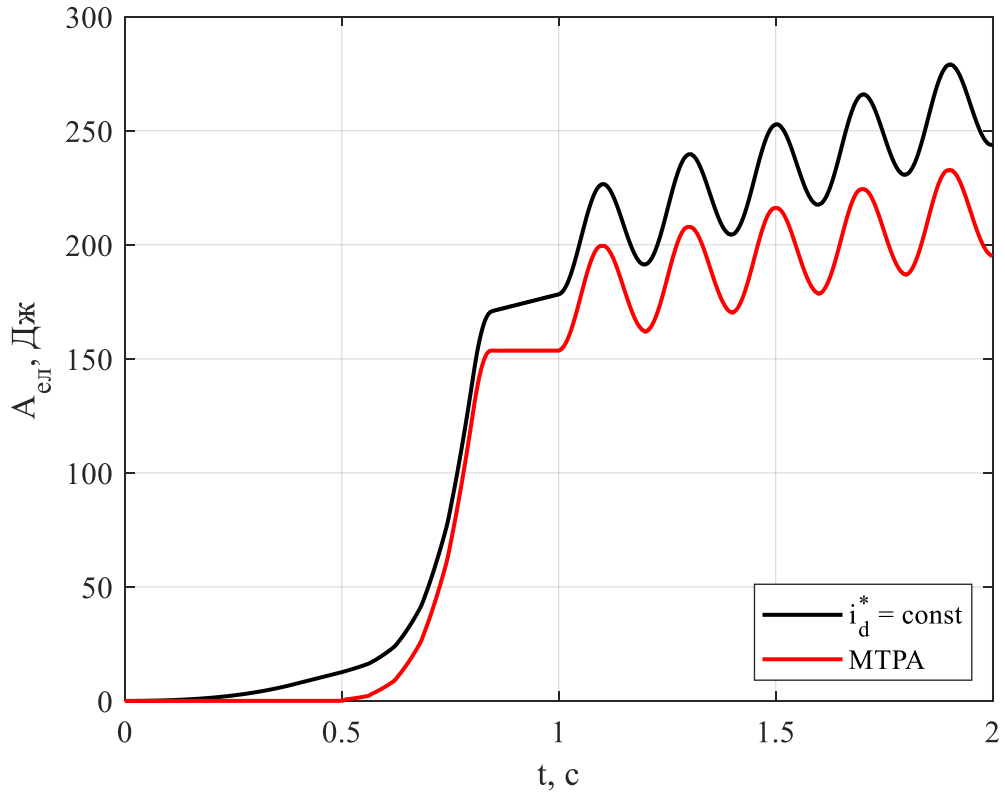


Рисунок 4.12 – Споживана енергія при відслідкуванні моменту

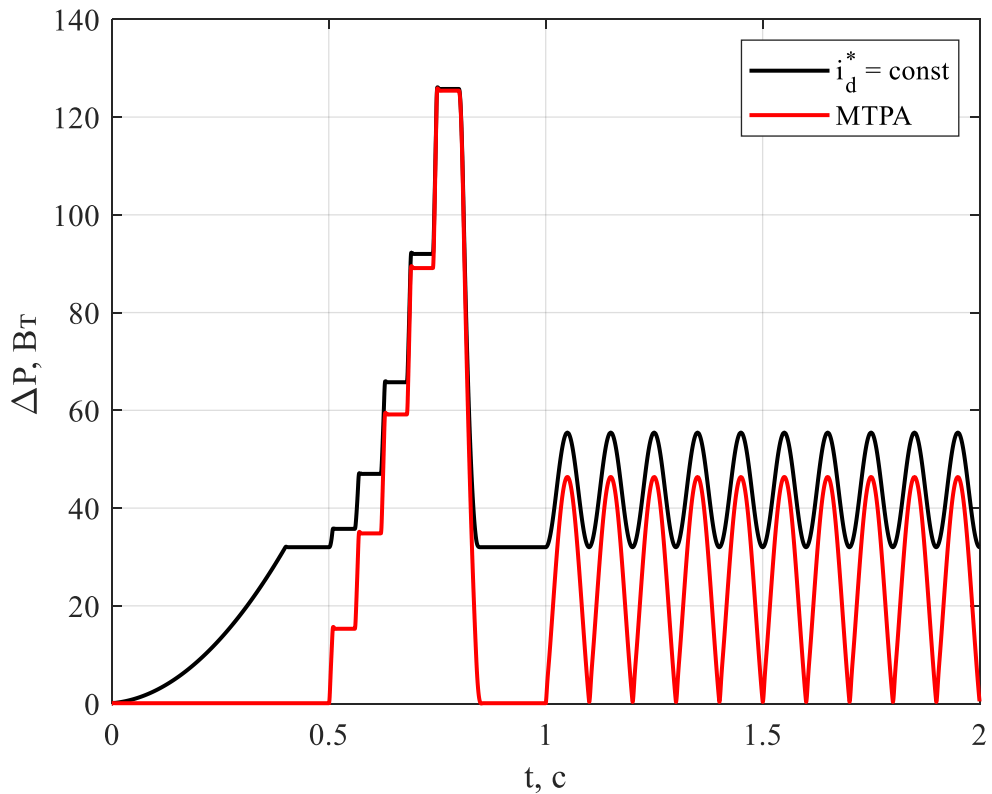


Рисунок 4.13 – Втрати потужності при відслідкуванні моменту

При навантаженні 20% від номінального значення втрат активної потужності є на 20 Вт меншими ніж при постійному значенні потокозчеплення. Для навантаження 40% від номінального дана різниця складає 12 Вт, 60% – 7 Вт, 80% – 3 Вт. У відсотковому співвідношенні дані втрати складають 15.9%, 9.5%, 5.6% та 2.4% від значення втрат в активному опорі статора при номінальному навантаженні.

4.2 Дослідження двигуна потужністю 15 кВт

Апроксимуємо криву намагнічування двигуна потужністю 15 кВт, визначимо залежність $i_d(M^*)$, побудуємо та проаналізуємо графіки перехідних процесів.

4.2.1 Аналіз апроксимуючих поліномів

Виконаємо апроксимацію залежності $\psi_d(i_d)$, яку зображено на рис. 2.10 поліномами від другого до сьомого порядків. Результат зображено на рис. 4.14-4.19. Щоб отримати графік апроксимуючого поліному максимально і достатньо наближеного до кривої намагнічування даного двигуна довелося зупинитися на апроксимації сьомого порядку.

Можна, умовно, поділити криву намагнічування на дві ділянки. Першу, початкову ділянку, лінеаризуємо, а другу ділянку, де починається викривлення, апроксимуємо поліномом n-го порядку. Завдяки лінеаризації залежності $\psi_d(i_d, i_q)$, яку зображено на рис. 4.20, на інтервалі від 0 до 13 А вдалося зменшити порядок апроксимуючого поліному з 7-го до 4-го. Враховуючи, що керування за алгоритмом МТРА відбувається до номінального значення струму i_d , а далі вважається, що $i_d = \text{const}$, то апроксимація залежності $\psi_d(i_d, i_q)$ набуде вигляду, як на рис. 4.21, що дозволяє отримати апроксимуючий поліном 2-го порядку.

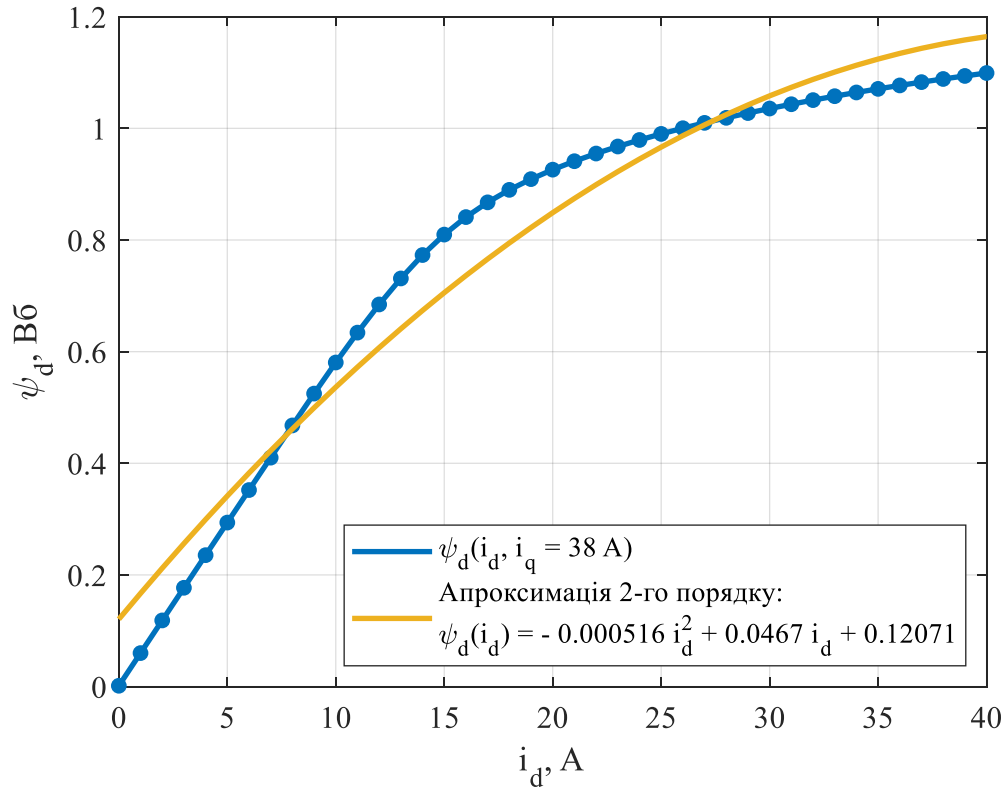


Рисунок 4.14 – Апроксимація кривої намагнічування поліномом 2-го порядку

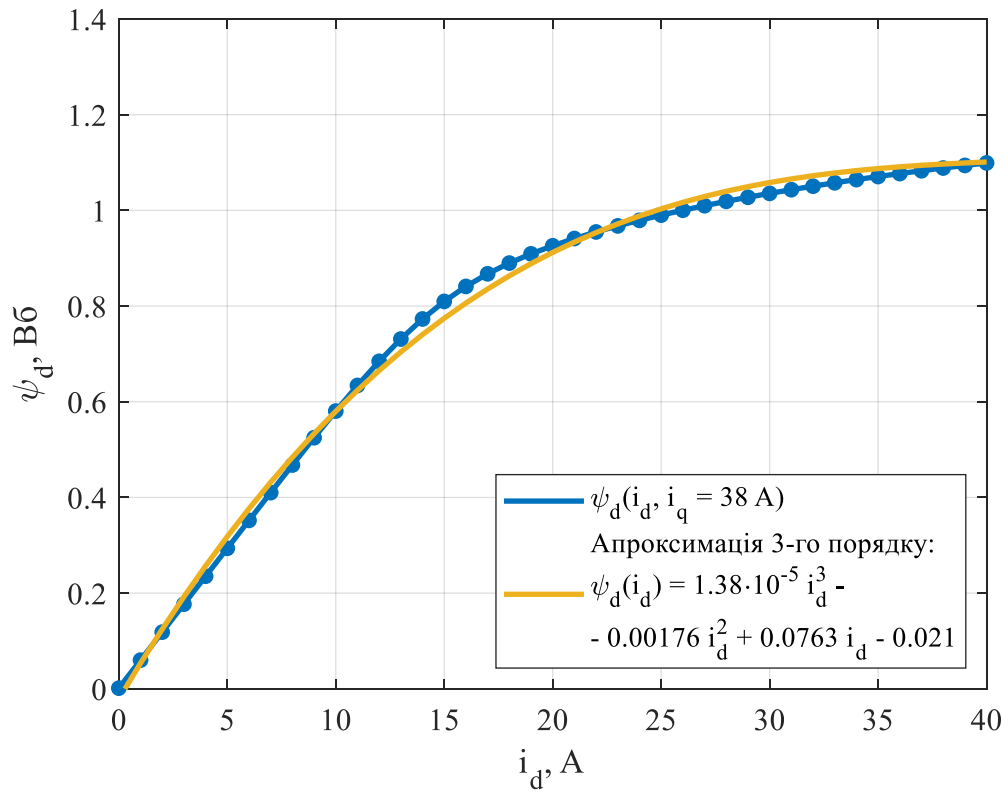


Рисунок 4.15 – Апроксимація кривої намагнічування поліномом 3-го порядку

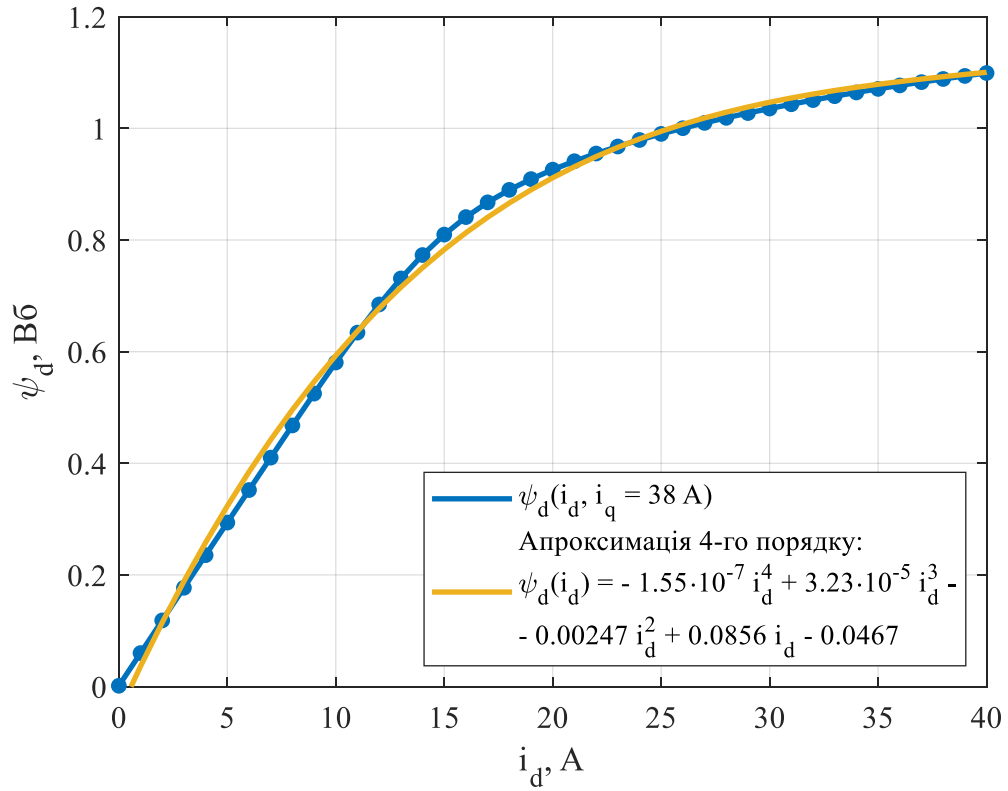


Рисунок 4.16 – Апроксимація кривої намагнічування поліномом 4-го порядку

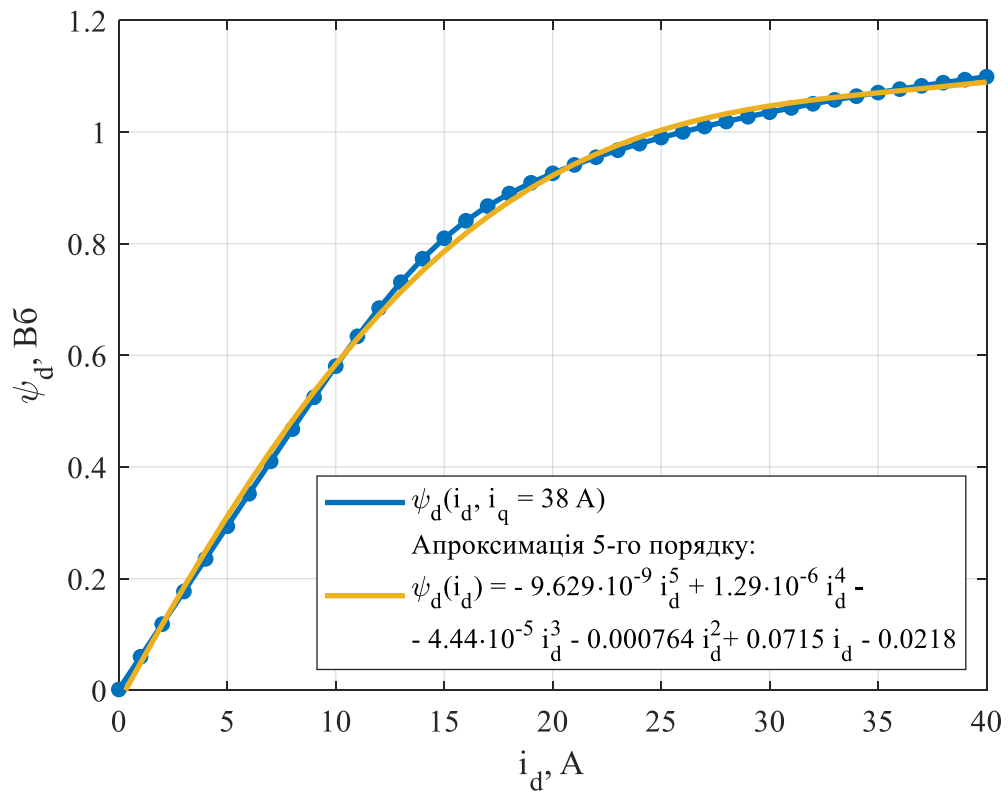


Рисунок 4.17 – Апроксимація кривої намагнічування поліномом 5-го порядку

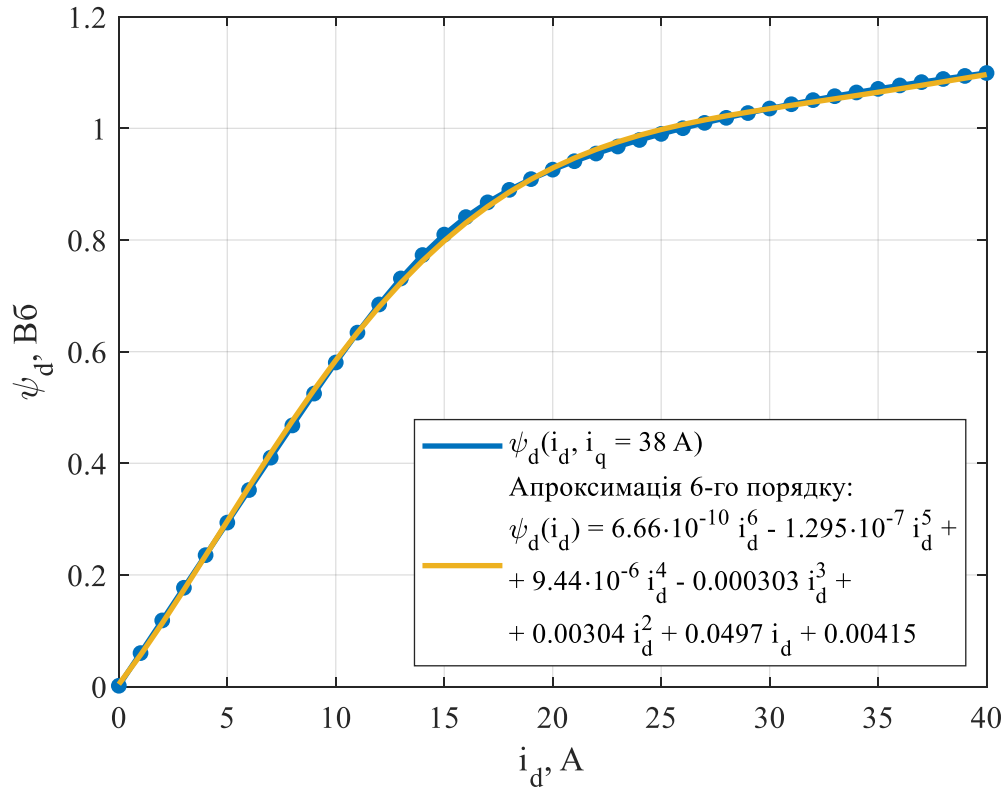


Рисунок 4.18 – Апроксимація кривої намагнічування поліномом 6-го порядку

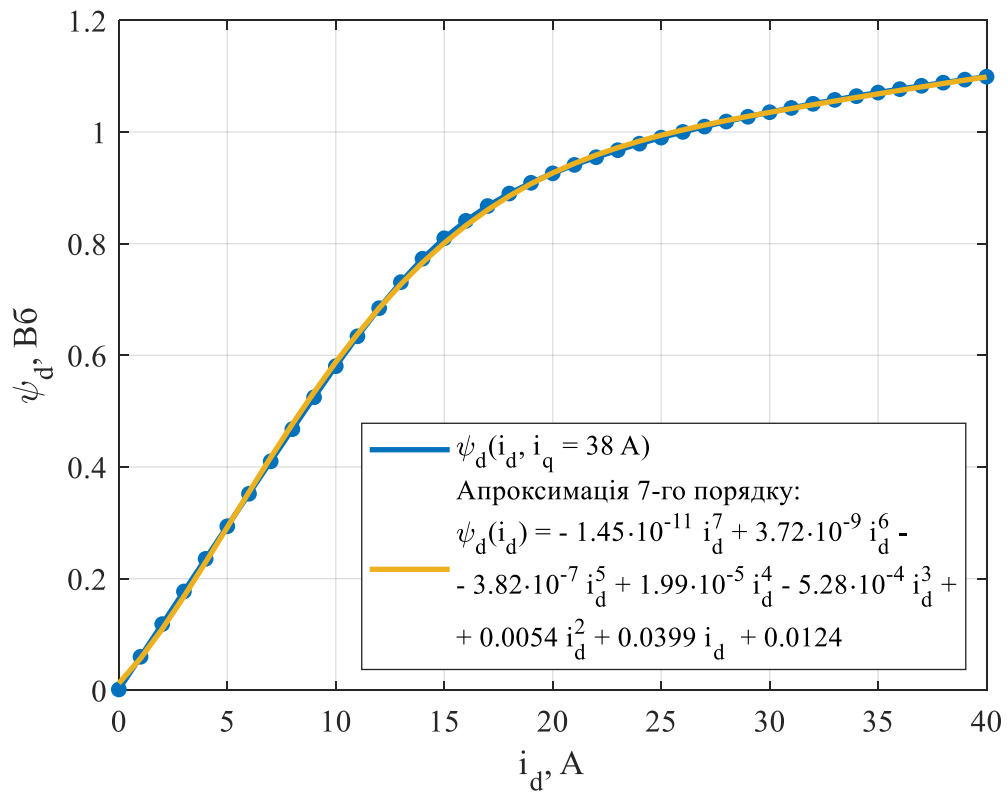


Рисунок 4.19 – Апроксимація кривої намагнічування поліномом 7-го порядку

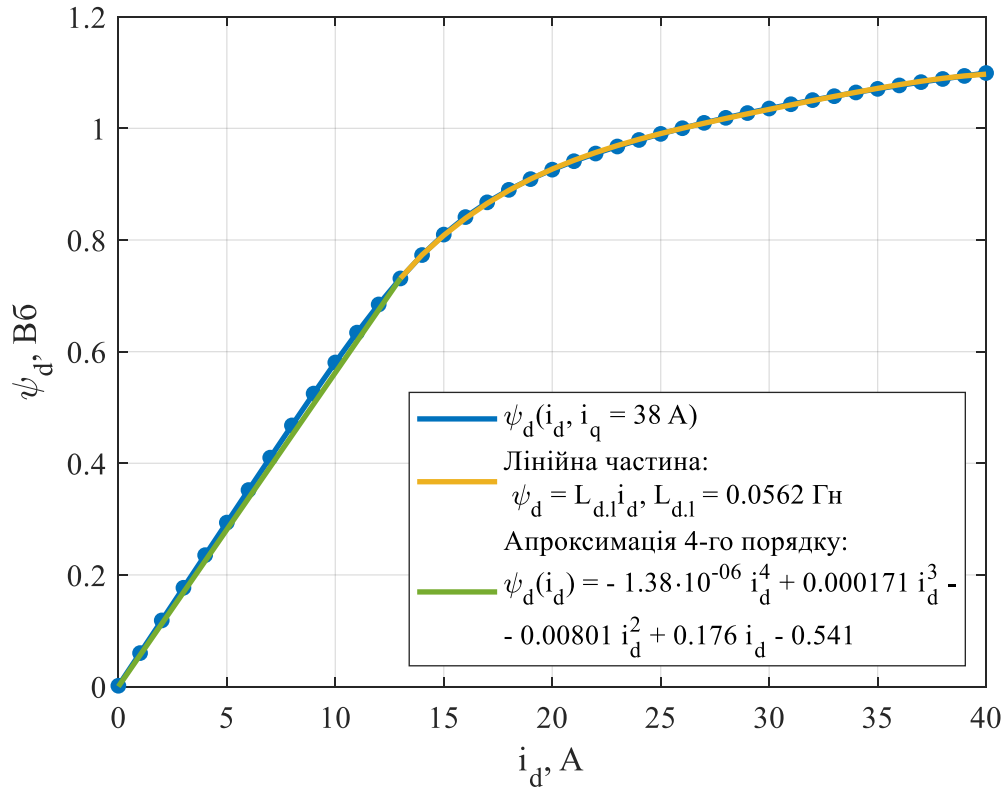


Рисунок 4.20 – Апроксимація залежностей потокозчеплень від струмів СРД

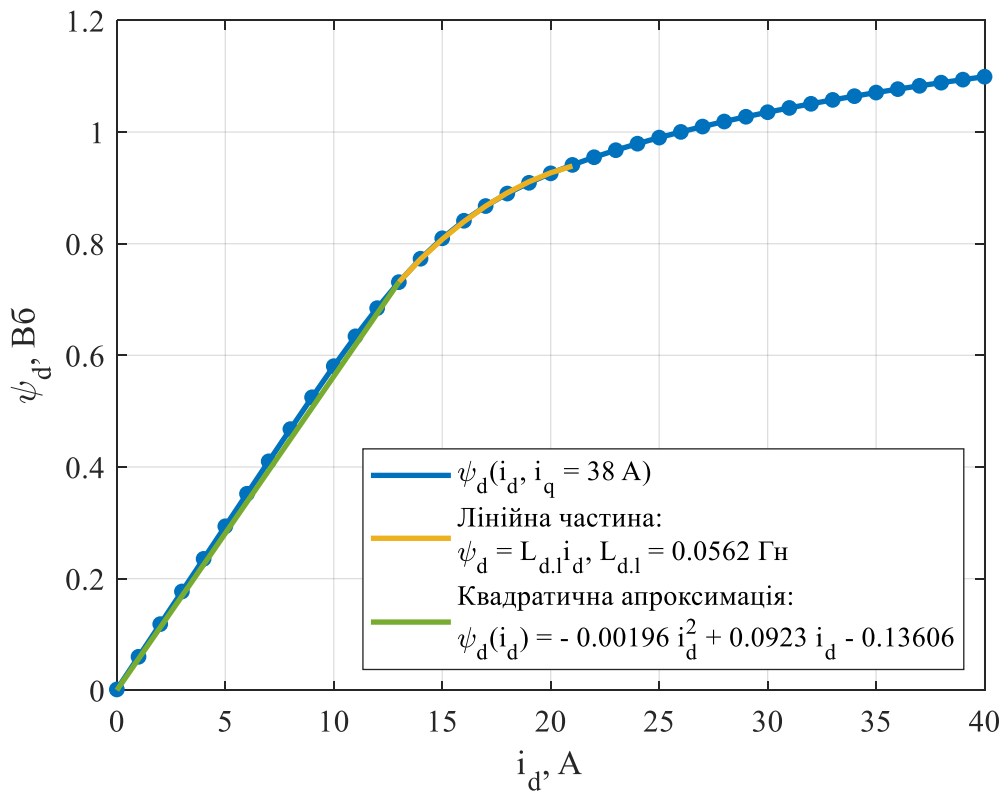


Рисунок 4.21 – Апроксимація залежностей потокозчеплень від струмів СРД

4.2.2 Отримання залежності $i_d(M^*)$

За загальною формою струму i_q в залежності від струму i_d (3.19) запишеться:

$$i_q = \frac{i_d \sqrt{\Delta L + L_{d1} i_d + L_{d2} i_d^2 + L_{d3} i_d^3 + L_{d4} i_d^4 + L_{d5} i_d^5 + L_{d6} i_d^6}}{\sqrt{\Delta L + 2L_{d1} i_d + 3L_{d2} i_d^2 + 4L_{d3} i_d^3 + 5L_{d4} i_d^4 + 6L_{d5} i_d^5 + 7L_{d6} i_d^6}}. \quad (3.20)$$

Виразу для моменту

$$M = \mu_1 \left((L_d - L_q) i_d + L_{d1} i_d^2 + L_{d2} i_d^3 + L_{d3} i_d^4 + L_{d4} i_d^5 + L_{d5} i_d^6 + L_{d6} i_d^7 \right), \quad (3.21)$$

набуває вигляду

$$M = \mu_1 \left((L_d - L_q) i_d + L_{d1} i_d^2 + L_{d2} i_d^3 + L_{d3} i_d^4 + L_{d4} i_d^5 + L_{d5} i_d^6 + L_{d6} i_d^7 \right) * i_d \frac{\sqrt{\Delta L + L_{d1} i_d + L_{d2} i_d^2 + L_{d3} i_d^3 + L_{d4} i_d^4 + L_{d5} i_d^5 + L_{d6} i_d^6}}{\sqrt{\Delta L + 2L_{d1} i_d + 3L_{d2} i_d^2 + 4L_{d3} i_d^3 + 5L_{d4} i_d^4 + 6L_{d5} i_d^5 + 7L_{d6} i_d^6}}. \quad (3.22)$$

Далі, чисельним методом знаходиться залежність $i_d(M^*)$, яку зображено на рис. 4.22. Далі розраховуються й будуються залежності $i_q(M^*)$, $I(M^*)$ та $i_q(i_d)$, які показано на рис. 4.23-4.25. Суміщений графік залежностей $i_d(M^*)$ та $i_q(M^*)$ зображено на рис. 4.26.

З аналізу отриманих залежностей для даного двигуна відмітимо, що обмежувати струм збудження необхідно раніше ніж прикладається номінальний момент, а саме при 85 Н·м. Дане зменшення пов'язано з відношенням струмів i_d/i_q , яке для потужніших двигунів буде меншим, тобто моментна складова струму стає переважаючою над потокоутворюючою.

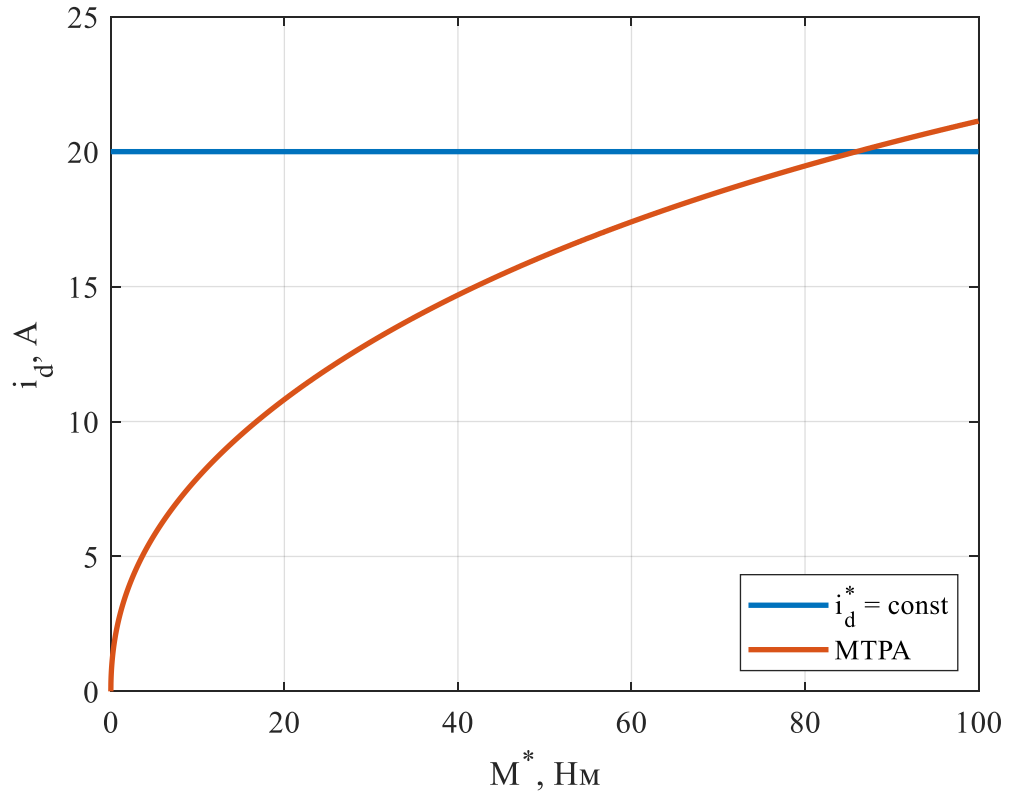


Рисунок 4.22 – Графік залежності $i_d(M^*)$

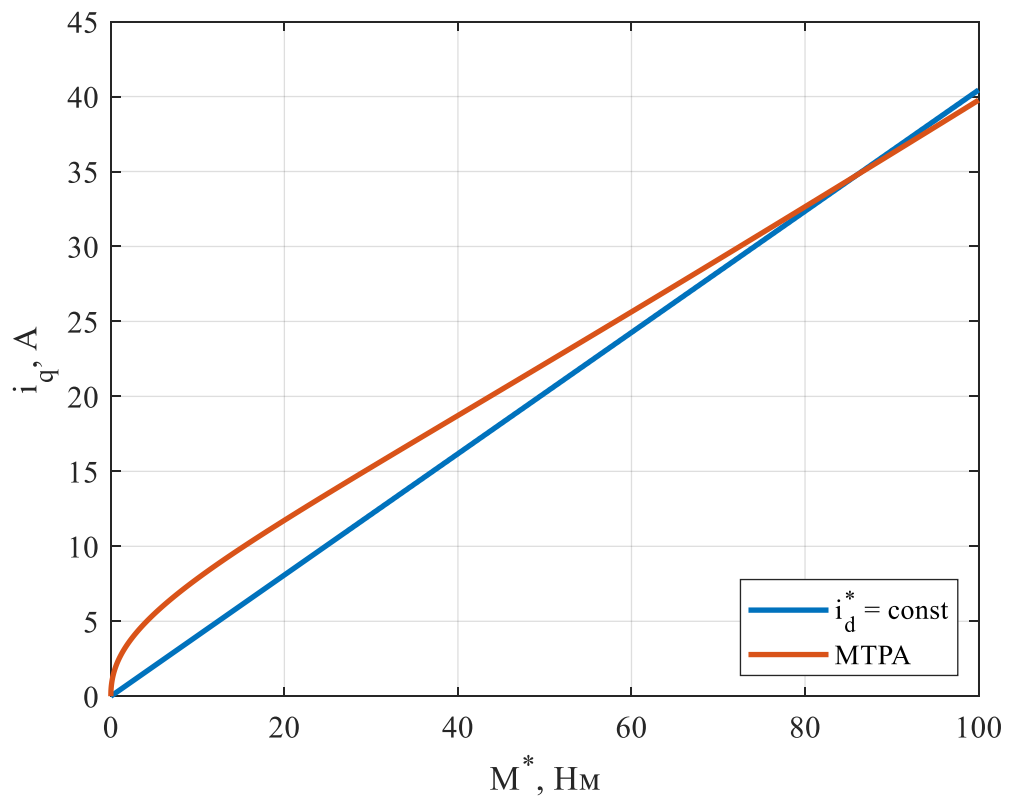


Рисунок 4.23 – Графік залежності $i_q(M^*)$

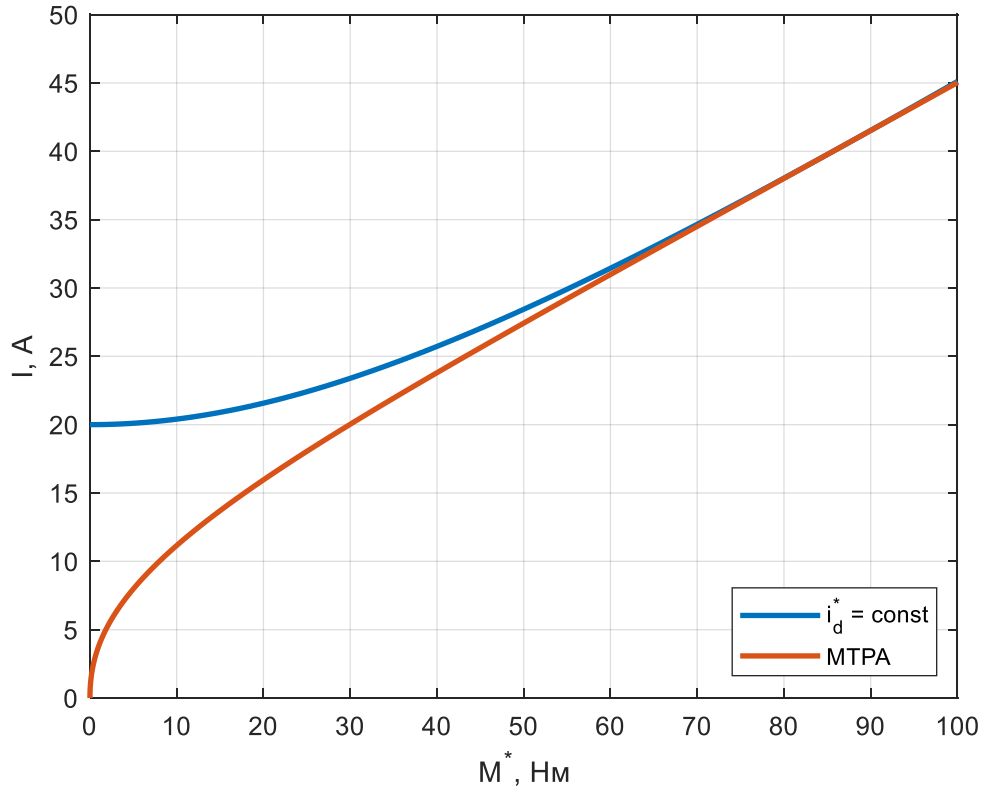


Рисунок 4.24 – Графік залежності $I(M^*)$

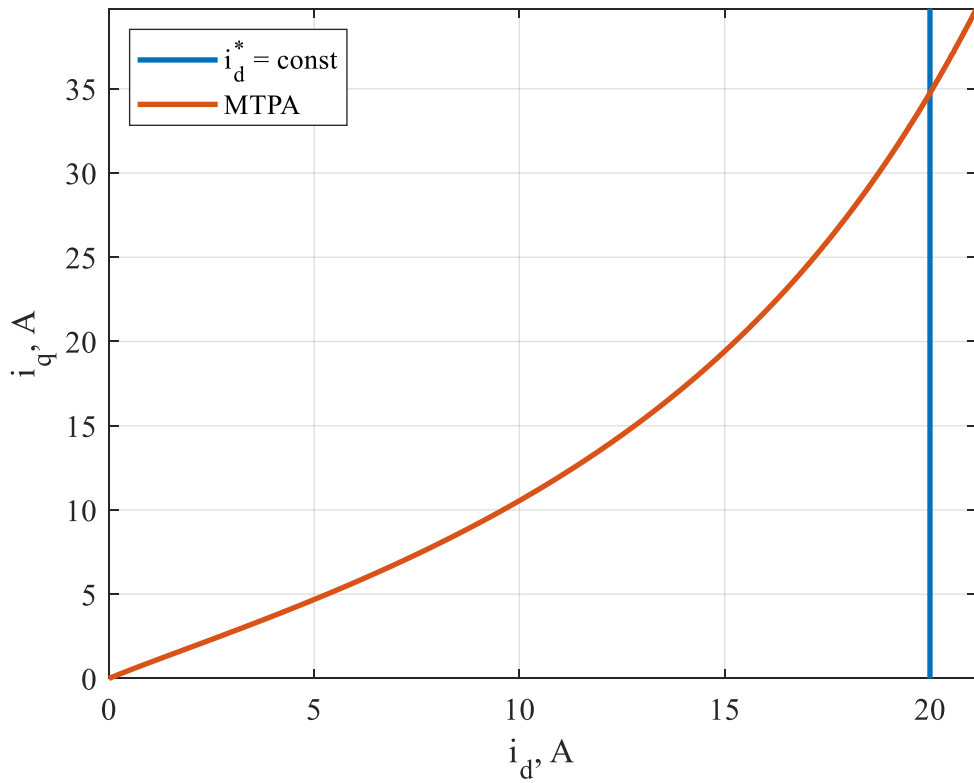


Рисунок 4.25 – Графік залежності $i_q(i_d)$

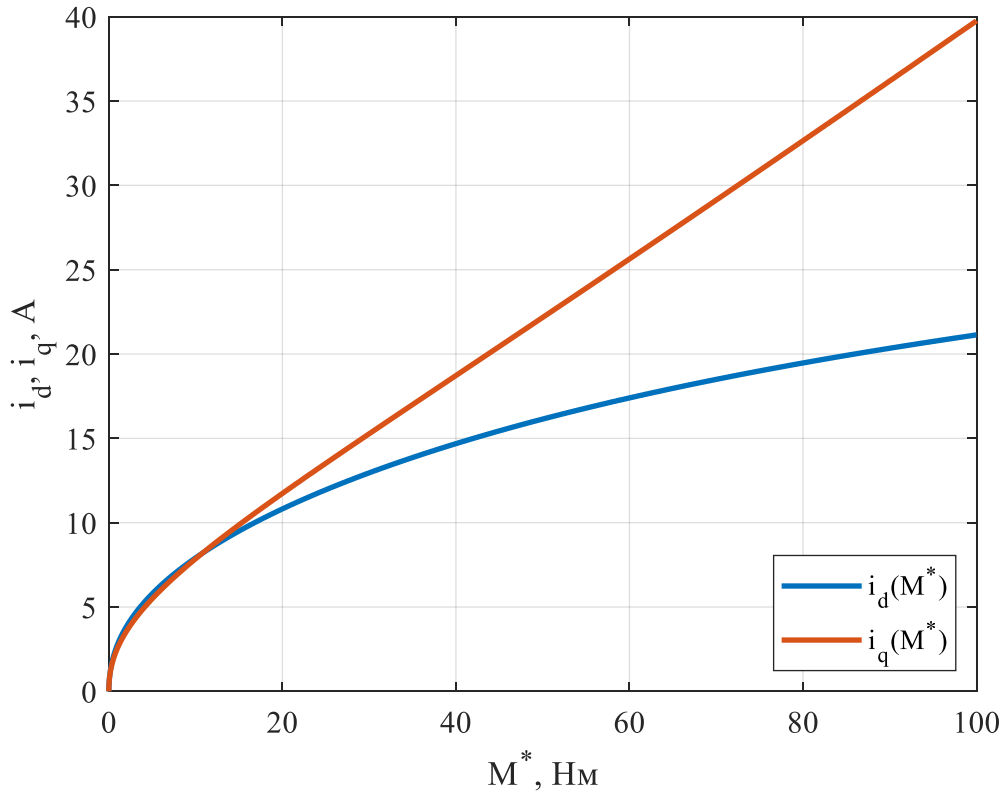


Рисунок 4.26 – Суміщений графік залежностей $i_d(M^*)$ та $i_q(M^*)$

4.2.3 Відпрацювання моменту

Проведемо стандартний тест на відслідковування крутного моменту, який включає в себе: з часу $t = 0.5\text{с}$ починається утворення траєкторії моменту, яка включає п'ять ступенів $19.1\text{ Н}\cdot\text{м}$ кожна. Перехід на нову ступінь відбувається лінійно, за час рівний 0.01с . Час на протязі якого момент є сталим, на кожній ступені, дорівнює 0.05с . Остання ступінь дорівнює номінальному моменту двигуна $95.5\text{ Н}\cdot\text{м}$. На інтервалі часу від $t = 0.8\text{с}$ до $t = 0.85\text{с}$ відбувається зменшення заданого моменту до нуля, а з $t = 1\text{с}$ починається відпрацювання синусоїдальної функції моменту завдання, яка має амплітуду половину від номінальної та кутову частоту 31.4 рад/с .

Для алгоритму векторного керування з постійним потокозчепленням заданий струм по осі d досягає свого номінального значення в 20 А за час 0.4с . Для уникнення виродженості алгоритму, початкове значення $i_d^* = 1\text{ А}$.

Графіки перехідних процесів зображено на рис. 4.26 та 4.27.

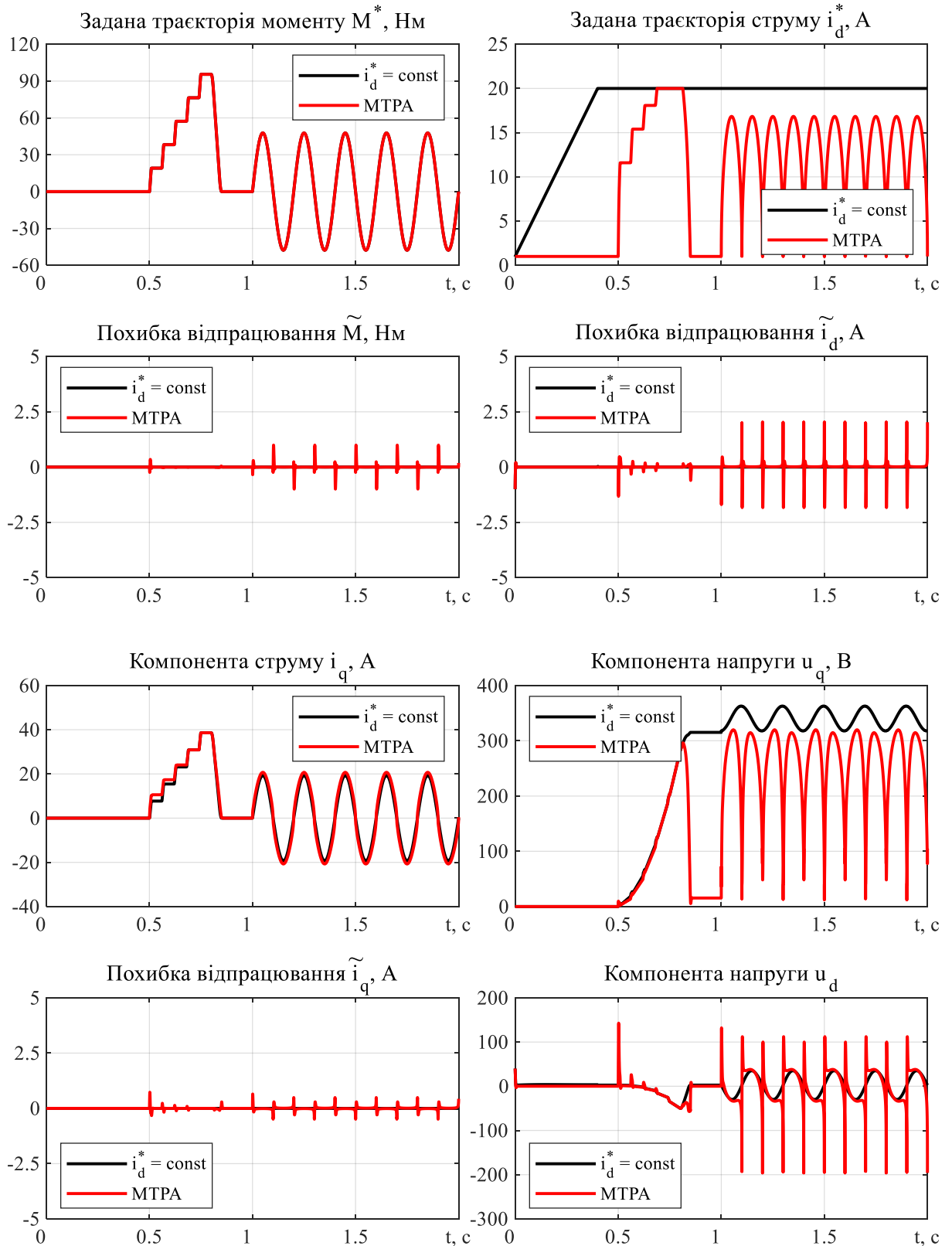


Рисунок 4.26 – Графіки перехідних процесів системи векторного керування при відслідкуванні моменту

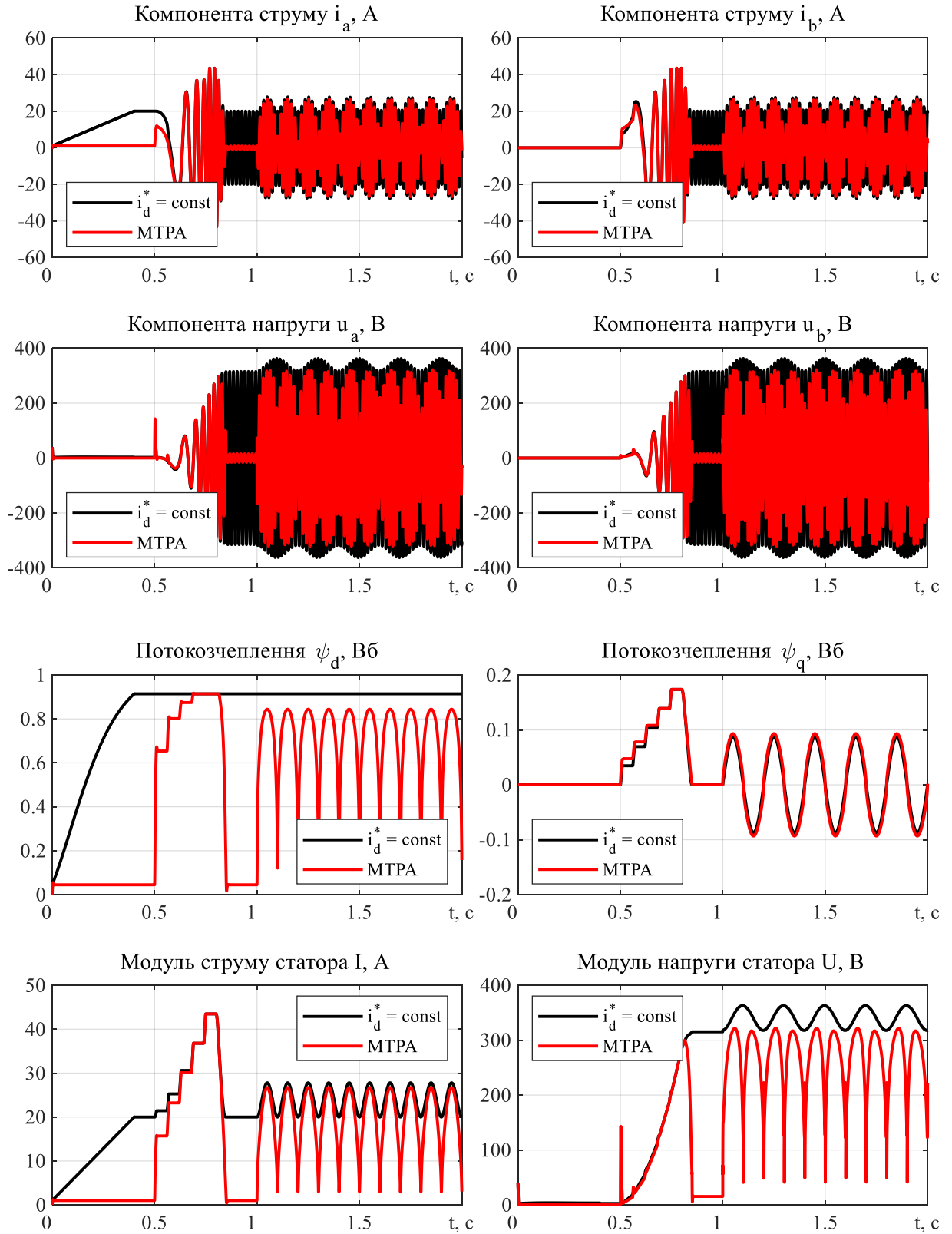


Рисунок 4.27 – Графіки перехідних процесів системи векторного керування при відслідковуванні моменту

При моделюванні сумарний момент інерцій, який поєднує в собі ротор двигуна та робочий орган, дорівнює чотирикратному моменту інерції двигуна.

При відпрацюванні синусоїдального сигналу похибка відпрацювання моменту склала лише 1%. Відповідно до заданої траєкторії струму i_d^* , яка має чотири ступені, замість п'яти, слідує, що сигнал потрапляє в обмеження раніше, ніж двигун вийде на номінальний момент. Відповідно, дія алгоритму МТРА помітна до третьої ступені, яка складає 60% від номінального значення моменту.

Споживана енергія розраховується, як інтеграл від активної потужності. В свою чергу, $P_a = 3/2(u_a i_a + u_b i_b)$. Потужність, що розсіюється у вигляді тепла знаходиться, як добуток квадрату модуля струму, що протікає в обмотках статора, на активний опір статора $\Delta P = I^2 R$.

Споживана енергія та втрати потужності при відпрацюванні заданого моменту зображено на рис. 4.28 та 4.29 відповідно.

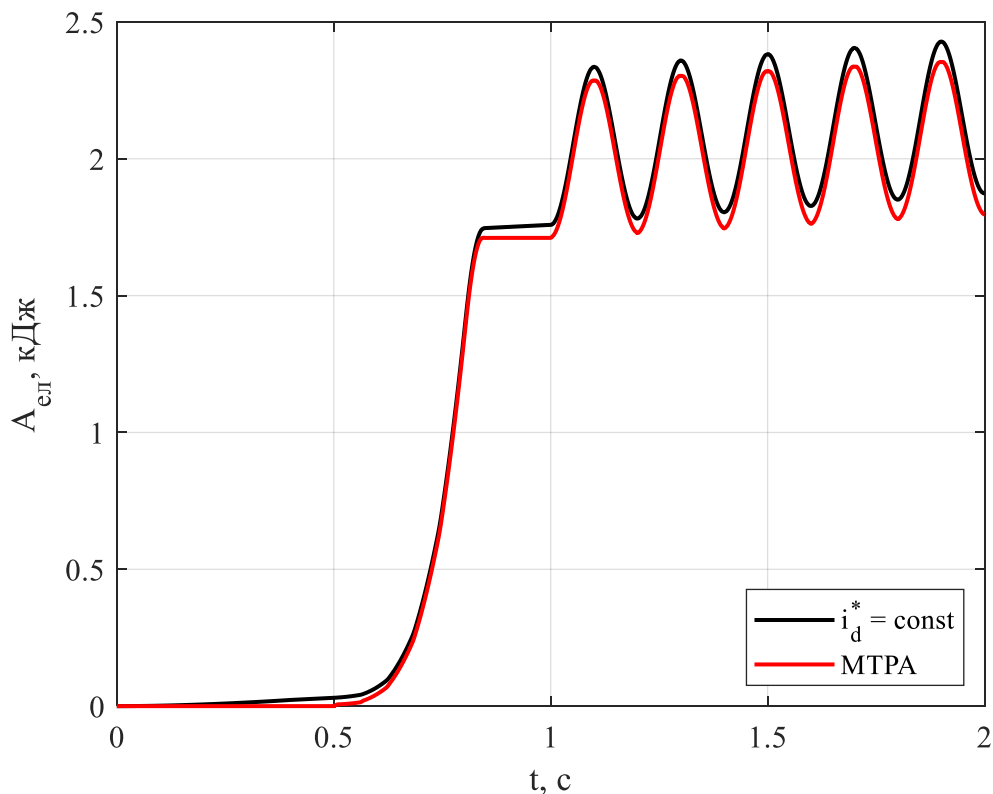


Рисунок 4.28 – Споживана енергія при відслідковуванні моменту

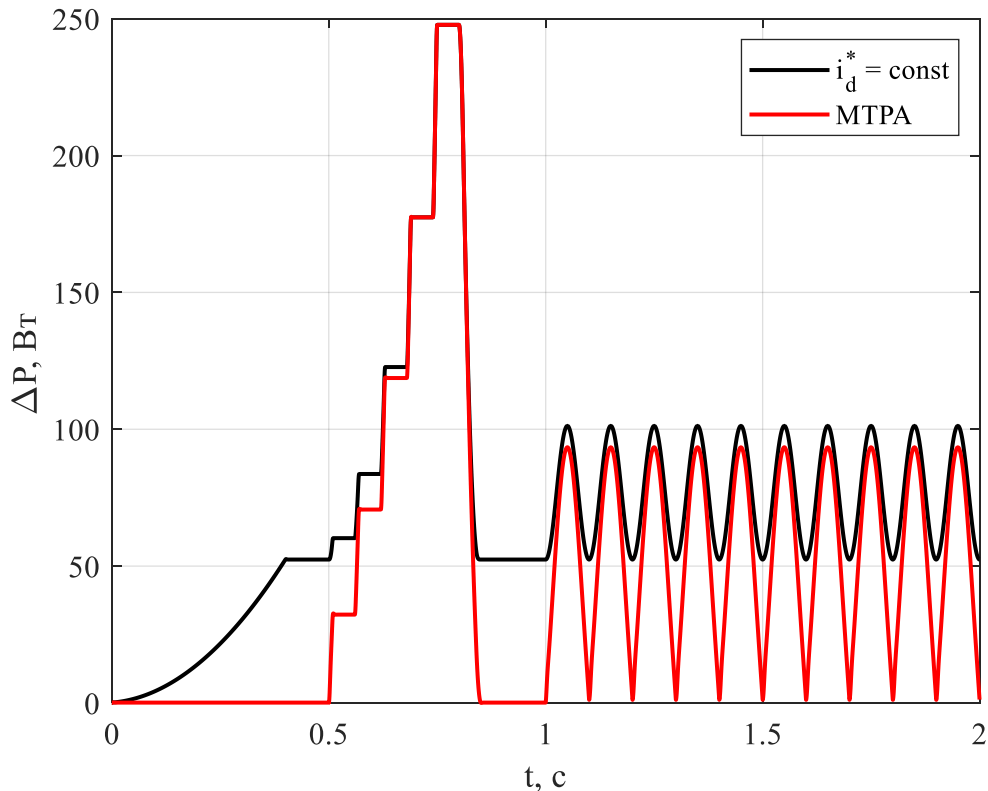


Рисунок 4.29 – Втрати потужності при відслідковуванні моменту

Для алгоритму з оптимізацією момент-струм на ділянці відпрацювання моменту до $t = 1\text{ с}$ сумарно було спожито на 3% енергії менше ніж при постійному значенні потокозчеплення. Різниця в споживанні енергії при відпрацюванні всієї ділянки заданого моменту склала 6%. При навантаженні 20% від номінального значення втрат активної потужності є на 28 Вт меншими ніж при постійному значенні потокозчеплення. Для навантаження 40% від номінального дана різниця складає 13 Вт, 60% – 4 Вт. У відсотковому співвідношенні дані втрати складають 11.3%, 5.2% та 1.6% від значення втрат в активному опорі статора при номінальному навантаженні.

Висновки до розділу

В даному розділі, для синхронних реактивних двигунів 2.2 кВт та 15 кВт, було проведено аналіз апроксимуючих поліномів різних порядків,

виконано розрахунок та побудову залежностей $i_d(M^*)$, $i_q(M^*)$, $I(M^*)$, $i_q(i_d)$, а також проведено дослідження динамічних характеристик на відслідковування заданого моменту, який складався з двох ділянок: ступінчастого, з лінійним переходом, та синусоїдального сигналу. При цьому, отримано наступні результати:

1. Апроксимація залежності поточозчеплення від струму по осі d є неоднозначною й залежить від форми кривої намагнічування, обраного підходу та необхідністю забезпечити певну точність.

2. Побудова залежностей $i_d(M^*)$, $i_q(M^*)$, $I(M^*)$, $i_q(i_d)$ та дослідження динамічних характеристик показали, що за умов роботи до номінального значення струму i_d , оптимізація відношення момент-струм забезпечує вищу енергоефективність ніж при керуванні з постійним поточозчепленням. Проте, одночасне керування крутним моментом і потоком машини призводить до поганої динаміки крутного моменту. Таким чином, сферою застосування досліджуваного алгоритму є системи з низькою динамікою й роботою з моментом завдання нижче від номінального. При досягненні номінального значення струму по осі d необхідно переходити на керування з постійним поточозчепленням.

ВИСНОВКИ

У даному дипломному проєкті для векторно-керованого синхронного реактивного двигуна виконано конструювання алгоритму максимізації відношення момент-струм. При цьому отримано наступні результати:

1. Аналіз літератури в сфері керування синхронним реактивним двигуном показав, що через його відносно нещодавню появу на ринку електричних машин існує велика кількість питань, які потребують дослідження. Одним із таких питань є визначення ефективності роботи алгоритму векторного керування з оптимізацією за критерієм момент-струм.

2. Наведено динамічну модель синхронного реактивного двигуна, а також алгоритм векторного керування з постійним потокозчепленням, за якими, в середовищі *Simulink*, було побудовано математичну модель. На її основі було проведено попередні дослідження, які показали асимптотичне відпрацювання системою заданих значень моменту та струму по осі d , а в режимі ослаблення поля підтвердилася повна розв'язка процесів керування моментом і потокозчепленням (струмом i_d). Отримані результати відкрили можливості для використання оптимізаційних алгоритмів.

3. Після конструювання алгоритму максимізації відношення момент-струм для випадків апроксимації кривої намагнічування поліномами другого та п'ятого порядків, було записано загальну форму залежності $i_q = f(i_d)$, яка є актуальною для апроксимації поліномом будь-якого порядку. Надано подальші інструкції щодо отримання залежностей $i_d(M^*)$, $i_q(M^*)$, які забезпечують умову $I = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \rightarrow \min$, та інструкції щодо впровадження даних залежностей в математичну модель.

4. Дослідження динамічних характеристик показали, що за умов роботи до номінального значення струму i_d , оптимізація відношення момент-струм забезпечує вищу енергоефективність ніж при керуванні з постійним

потокоччепленням. В середньому, при роботі з навантаженням половину від номінального, для двигуна потужністю 2.2 кВт, втрати потужності в активному опорі при алгоритмі з оптимізацією є меншими на 9 Вт ніж при роботі з постійним потокоччепленням, що дорівнює 7% від загальних втрат в номінальному режимі. При відпрацюванні синусоїдної форми моменту завдання, яка відповідає роботі до величини моменту, що є рівним половині від номінального різниця в споживанні енергії склала 8%. Для двигуна потужністю 15 кВт показники за тими ж критеріями склали 8 Вт, що відповідає 3.2% для втрат потужності, та на 3% менше споживаної енергії при відпрацюванні синусоїдної форми моменту завдання. Проте, при наближенні до номінального значення струму по осі d необхідно переходити на керування з постійним потокоччепленням, оскільки переваги керування з оптимізацією втрачаються, а недолік у вигляді гіршої динаміки крутного моменті, через одночасне керування крутним моментом і потоком машини, залишається. Таким чином, сферою застосування досліджуваного алгоритму є системи з низькою динамікою, яким часто доводиться працювати із завданням на момент нижче від номінального. Прикладом застосування є електромобілі, в яких економія заряду акумулятора, за рахунок оптимізації, є особливо привабливою.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. M. Murataliyev, "Novel sizing and modeling techniques for synchronous reluctance machines." Jul. 2021. [Online]. Available: <https://eprints.nottingham.ac.uk/64494/>.
2. N. Bianchi, M. Degano and E. Fornasiero, "Sensitivity analysis of torque ripple reduction of synchronous reluctance and interior PM motors," 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Denver, CO, USA, 2013, pp. 1842-1849, doi: [10.1109/ECCE.2013.6646932](https://doi.org/10.1109/ECCE.2013.6646932).
3. A. T. de Almeida, F. J. T. E. Ferreira and G. Baoming, "Beyond Induction Motors—Technology Trends to Move Up Efficiency," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 50, no. 3, pp. 2103-2114, May-June 2014, doi: [10.1109/TIA.2013.2288425](https://doi.org/10.1109/TIA.2013.2288425).
4. J. K. Kostko, "Polyphase reaction synchronous motors," in Journal of the American Institute of Electrical Engineers, vol. 42, no. 11, pp. 1162-1168, Nov. 1923, doi: [10.1109/JoAIEE.1923.6591529](https://doi.org/10.1109/JoAIEE.1923.6591529).
5. B. G. Lamme, "The story of the induction motor," in Journal of the American Institute of Electrical Engineers, vol. 40, no. 3, pp. 203-223, March 1921, doi: [10.1109/JoAIEE.1921.6592844](https://doi.org/10.1109/JoAIEE.1921.6592844).
6. B. K. Bose, "A high-performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 24, no. 6, pp. 987-997, Nov.-Dec. 1988, doi: [10.1109/28.17470](https://doi.org/10.1109/28.17470).
7. G. Friedrich, "Experimental comparison between Wound Rotor and permanent magnet synchronous machine for Integrated Starter Generator applications," 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Atlanta, GA, USA, 2010, pp. 1731-1736, doi: [10.1109/ECCE.2010.5618122](https://doi.org/10.1109/ECCE.2010.5618122).
8. K. Miyashita, S. Yamashita, S. Tanabe, T. Shimozu and H. Sento, "Development of a High Speed 2-Pole Permanent Magnet Synchronous Motor," in

IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-99, no. 6, pp. 2175-2183, Nov. 1980, doi: [10.1109/TPAS.1980.319780](https://doi.org/10.1109/TPAS.1980.319780).

9. G. Pellegrino, T. Jahns, N. Bianchi, W. Soong and F. Cupertino, "The Rediscovery of Synchronous Reluctance and Ferrite Permanent Magnet Motors," 2016, doi: [10.1007/978-3-319-32202-5](https://doi.org/10.1007/978-3-319-32202-5).

10. A. T. De Almeida, F. J. T. E. Ferreira and A. Q. Duarte, "Technical and Economical Considerations on Super High-Efficiency Three-Phase Motors," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 50, no. 2, pp. 1274-1285, March-April 2014, doi: [10.1109/TIA.2013.2272548](https://doi.org/10.1109/TIA.2013.2272548).

11. P. Waide and C. U. Brunner, "Energy-efficiency policy opportunities for electric motor-driven systems," 2011. [Online]. Available: <https://www.iea.org/reports/energy-efficiency-policy-opportunities-for-electric-motor-driven-systems>.

12. Z. Yang, F. Shang, I. P. Brown and M. Krishnamurthy, "Comparative Study of Interior Permanent Magnet, Induction, and Switched Reluctance Motor Drives for EV and HEV Applications," in IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 1, no. 3, pp. 245-254, Oct. 2015, doi: [10.1109/TTE.2015.2470092](https://doi.org/10.1109/TTE.2015.2470092).

13. M. Degano, M. Di Nardo, M. Galea, C. Gerada and D. Gerada, "Global design optimization strategy of a synchronous reluctance machine for light electric vehicles," 8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016), Glasgow, UK, 2016, pp. 1-5, doi: [10.1049/cp.2016.0253](https://doi.org/10.1049/cp.2016.0253).

14. M. Murataliyev, M. Degano, M. Di Nardo, N. Bianchi and C. Gerada, "Synchronous Reluctance Machines: A Comprehensive Review and Technology Comparison," in Proceedings of the IEEE, vol. 110, no. 3, pp. 382-399, March 2022, doi: [10.1109/JPROC.2022.3145662](https://doi.org/10.1109/JPROC.2022.3145662).

15. H. Mahmoud, M. Degano, G. Bacco, N. Bianchi and C. Gerada, "Synchronous Reluctance Motor Iron Losses: Analytical Model and Optimization," 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Portland, OR, USA, 2018, pp. 1640-1647, doi: [10.1109/ECCE.2018.8558292](https://doi.org/10.1109/ECCE.2018.8558292).

16. H. D. Do, A. Anuchin, D. Shpak, A. Zharkov and A. Rusakov, "Overvoltage protection for interior permanent magnet synchronous motor testbench," 2018 25th International Workshop on Electric Drives: Optimization in Control of Electric Drives (IWED), Moscow, Russia, 2018, pp. 1-4, doi: [10.1109/IWED.2018.8321396](https://doi.org/10.1109/IWED.2018.8321396).
17. G. Sturtzer, D. Flieller and J. P. Louis, "Mathematical and experimental method to obtain the inverse modeling of nonsinusoidal and saturated synchronous reluctance motors," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18, no. 4, pp. 494-500, Dec. 2003, doi: [10.1109/TEC.2003.816601](https://doi.org/10.1109/TEC.2003.816601).
18. M. D. Nardo, G. L. Calzo, M. Galea and C. Gerada, "Design Optimization of a High-Speed Synchronous Reluctance Machine," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 54, no. 1, pp. 233-243, Jan.-Feb. 2018, doi: [10.1109/TIA.2017.2758759](https://doi.org/10.1109/TIA.2017.2758759).
19. I. Boldea and L. Tutelea, "Reluctance Electric Machines: Design and Control," 2018, doi: [10.1201/9780429458316](https://doi.org/10.1201/9780429458316).
20. S. N. Vukosavic and E. Levi, "A method for transient torque response improvement in optimum efficiency induction motor drives," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18, no. 4, pp. 484-493, Dec. 2003, doi: [10.1109/TEC.2003.816599](https://doi.org/10.1109/TEC.2003.816599).
21. J. -F. Stumper, A. Dötlinger and R. Kennel, "Loss Minimization of Induction Machines in Dynamic Operation," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 28, no. 3, pp. 726-735, Sept. 2013, doi: [10.1109/TEC.2013.2262048](https://doi.org/10.1109/TEC.2013.2262048).
22. O. Wasynczuk et al., "A maximum torque per ampere control strategy for induction motor drives," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 13, no. 2, pp. 163-169, June 1998, doi: [10.1109/60.678980](https://doi.org/10.1109/60.678980).
23. S. A. Odhano, R. Bojoi, A. Boglietti, Ş. G. Roşu and G. Griva, "Maximum Efficiency per Torque Direct Flux Vector Control of Induction Motor Drives," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, no. 6, pp. 4415-4424, Nov.-Dec. 2015, doi: [10.1109/TIA.2015.2448682](https://doi.org/10.1109/TIA.2015.2448682).

24. A. Consoli, G. Scarcella, G. Scelba and A. Testa, "Induction motor sensorless control based on a maximum torque per ampere approach," 38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003., Salt Lake City, UT, USA, 2003, pp. 2005-2011 vol.3, doi: [10.1109/IAS.2003.1257842](https://doi.org/10.1109/IAS.2003.1257842).

25. Z. Qu, T. Tuovinen and M. Hinkkanen, "Inclusion of magnetic saturation in dynamic models of synchronous reluctance motors," 2012 XXth International Conference on Electrical Machines, Marseille, France, 2012, pp. 994-1000, doi: [10.1109/ICEIMach.2012.6349997](https://doi.org/10.1109/ICEIMach.2012.6349997).

26. D. Mingardi, M. Morandin, S. Bolognani and N. Bianchi, "On the Proprieties of the Differential Cross-Saturation Inductance in Synchronous Machines," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 53, no. 2, pp. 991-1000, March-April 2017, doi: [10.1109/TIA.2016.2622220](https://doi.org/10.1109/TIA.2016.2622220).

27. L. Ortombina, D. Pasqualotto, F. Tinazzi and M. Zigliotto, "Magnetic Model Identification of Synchronous Motors Considering Speed and Load Transients," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 56, no. 5, pp. 4945-4954, Sept.-Oct. 2020, doi: [10.1109/TIA.2020.3003555](https://doi.org/10.1109/TIA.2020.3003555).

ДОДАТОК А МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ КЕРУВАННЯ СИНХРОННИМ РЕАКТИВНИМ ДВИГУНОМ

На рис. А.1 наведено схему системи векторного керування синхронного реактивного двигуна. На схемі, блоки *M reference* та *id reference* призначені для формування заданих значень моменту та складової струму статора по осі d відповідно, а також їх похідних.

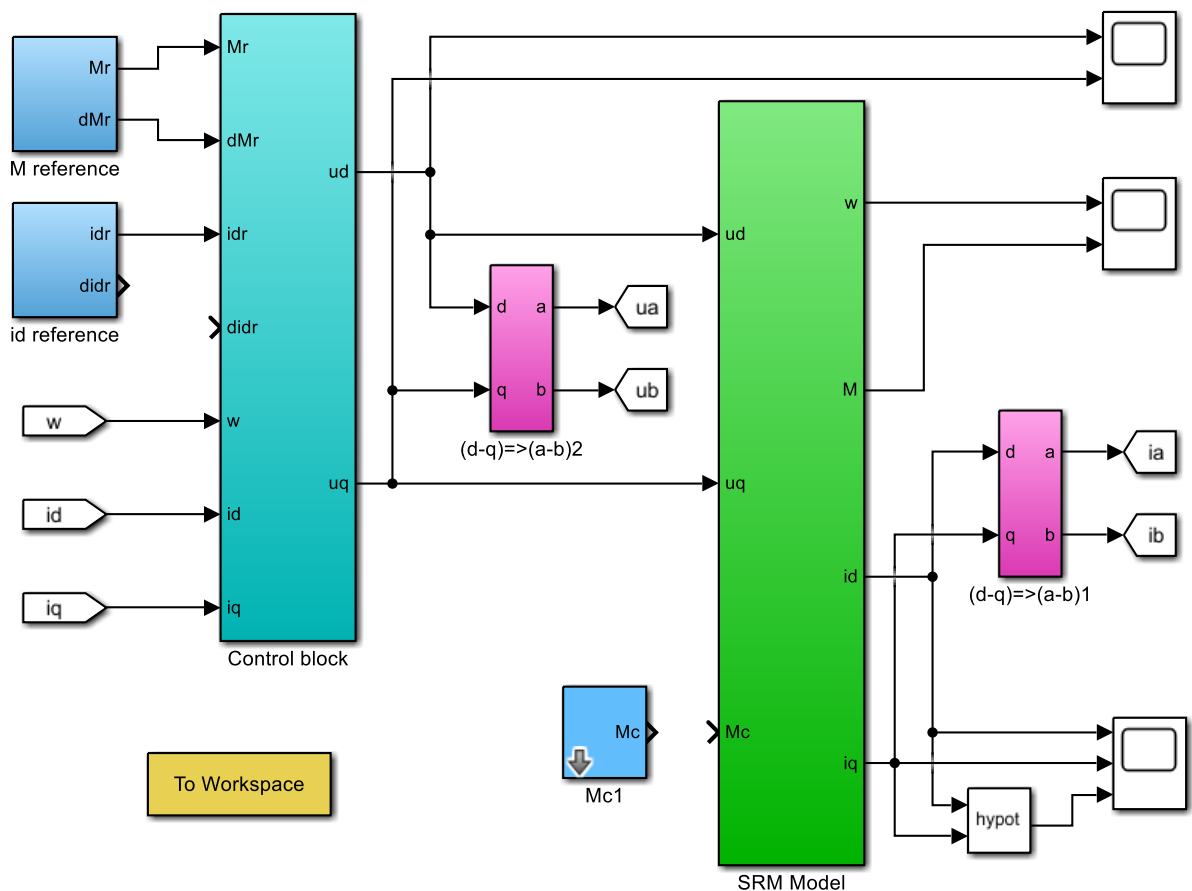


Рисунок А.1 – Математична модель системи векторного керування СРД

Блоки $(d-q) \Rightarrow (a-b)1$ та $(d-q) \Rightarrow (a-b)2$, структуру яких зображено на рис. А.2, служать для перетворення сигналів із рухомої системи координат ротора ($d - q$) до стаціонарної системи координат статора ($a - b$).

Для подальшої обробки даних та побудови динамічних характеристик, в блоці *To WorkSpace*, який зображено на рис. А.3, відбувається розрахунок деяких змінних та запис всіх значень до робочого простору MATLAB.

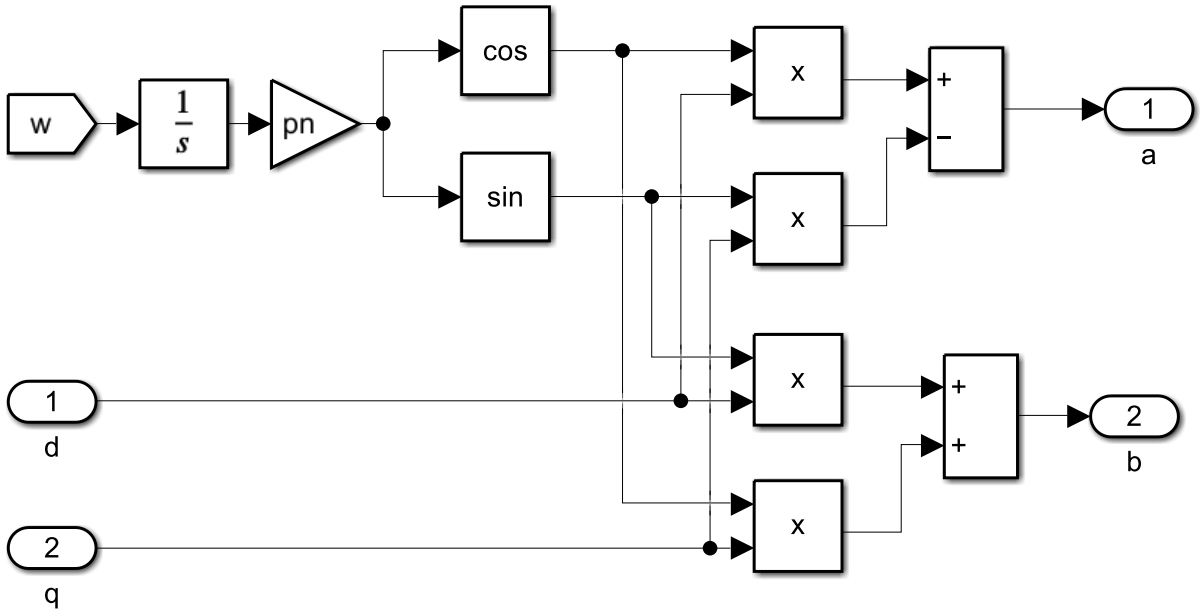


Рисунок А.2 – Структурна схема перетворення координат $(d - q) \rightarrow (a - b)$

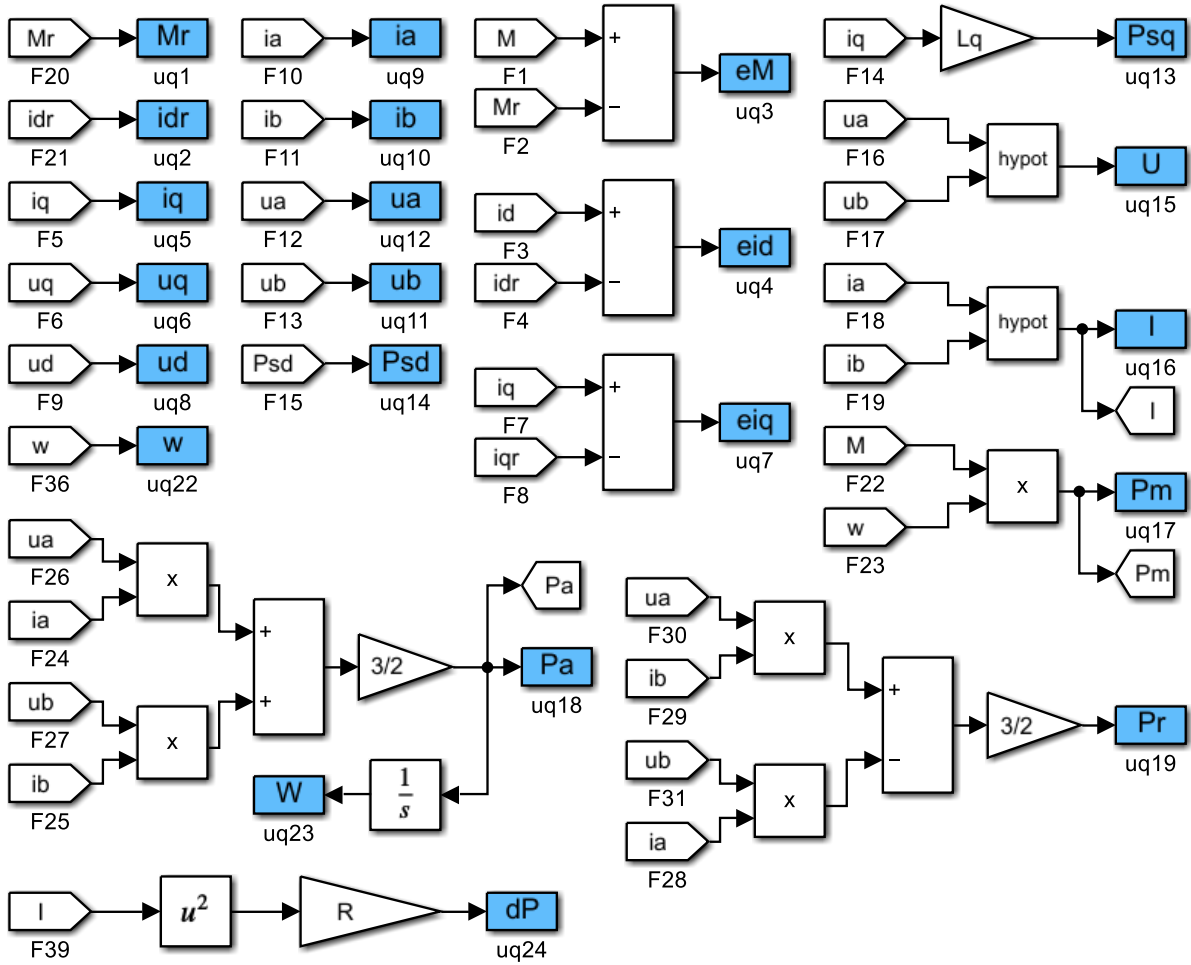


Рисунок А.3 – Блок *To Workspace*

На рис. А.4, наведено математичну модель синхронного реактивного двигуна з урахуванням насичення магнітної системи по осі d.

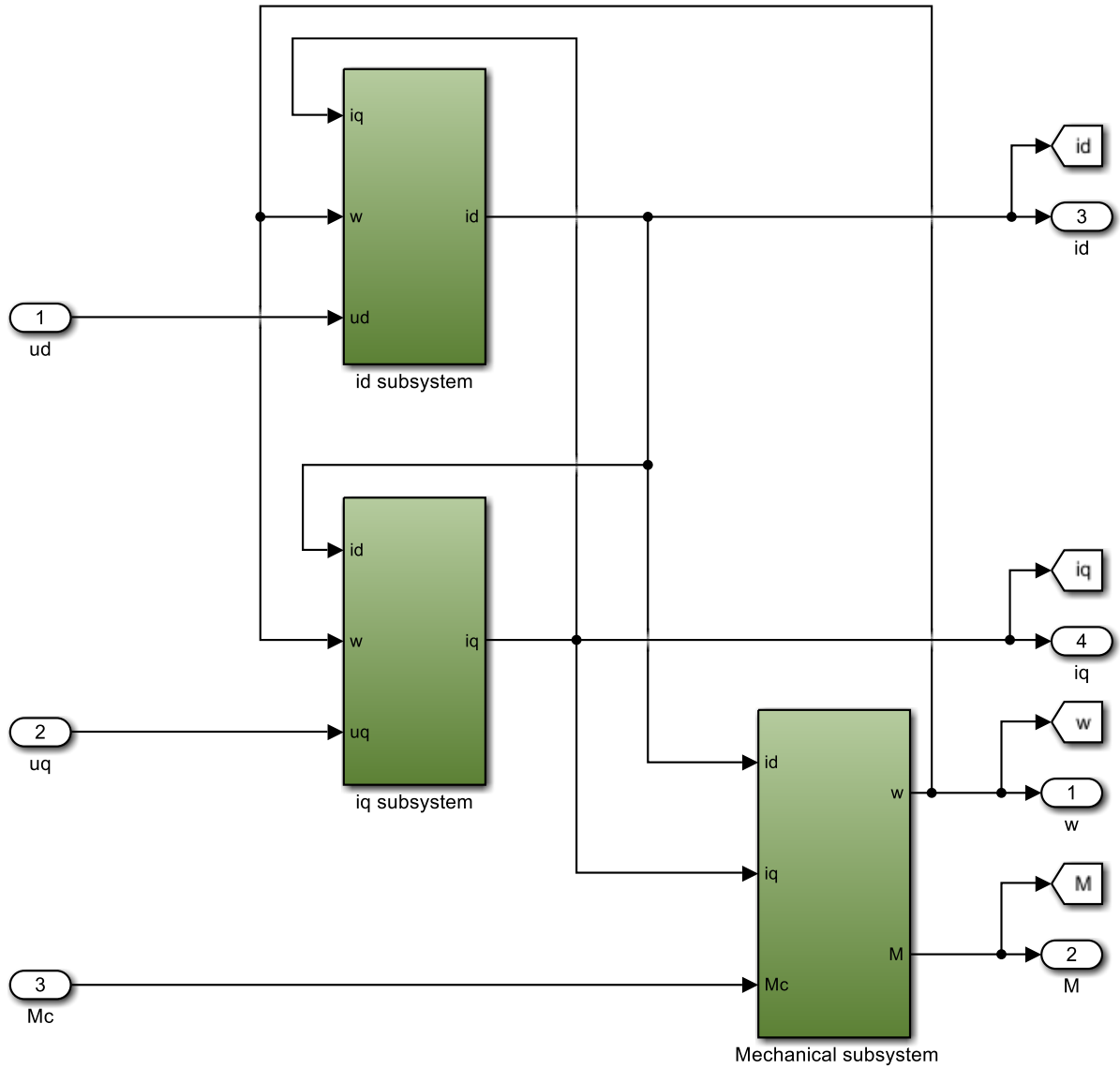


Рисунок А.4 – Математична модель СРД

Блоки *id subsystem*, *iq subsystem* та *Mechanical subsystem* у відповідному порядку зображено на рис. А.5-А.7. Їх побудовано на основі рівнянь (2.1).

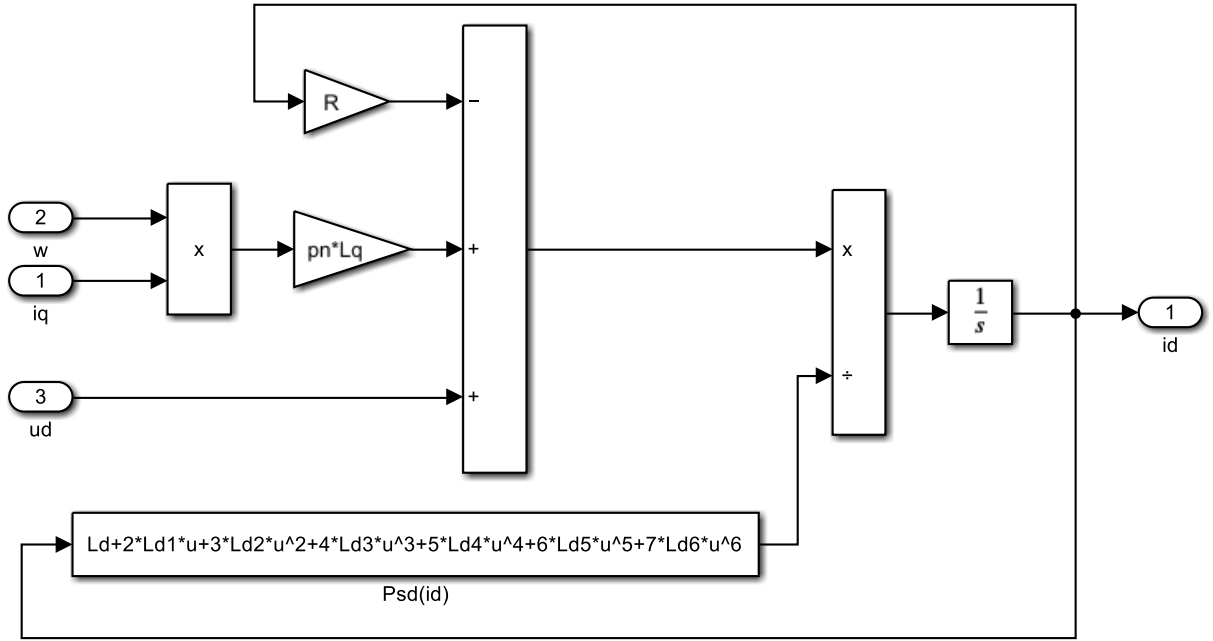


Рисунок А.5 – Блок *id subsystem*

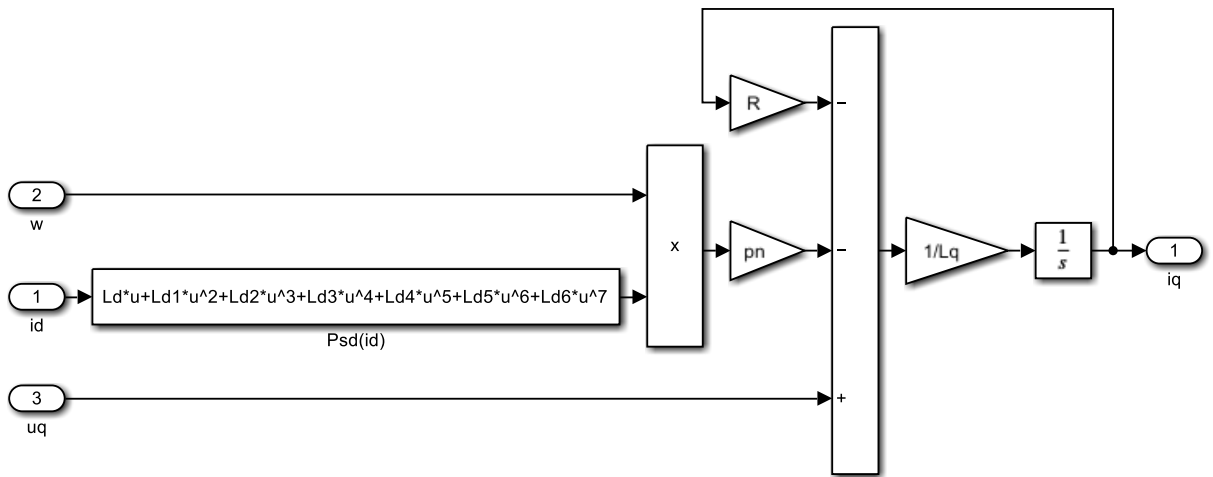


Рисунок А.6 – Блок *iq subsystem*

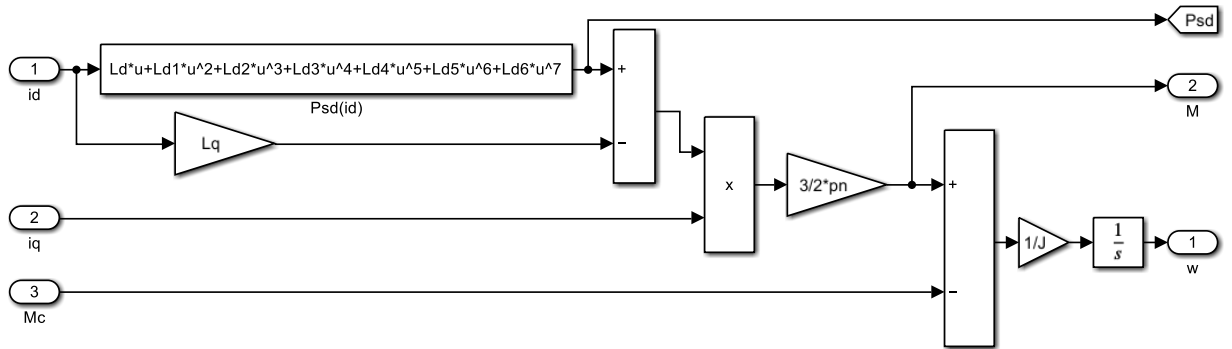


Рисунок А.7 – Блок *Mechanical subsystem*

Систему векторного керування, яку реалізовано в блоці *Control block* зображено на рис. А.8. Регулятор моменту, за рівнянням (2.5), побудовано в підсистемі *Torque controller*, що зображено на рис. А.9.

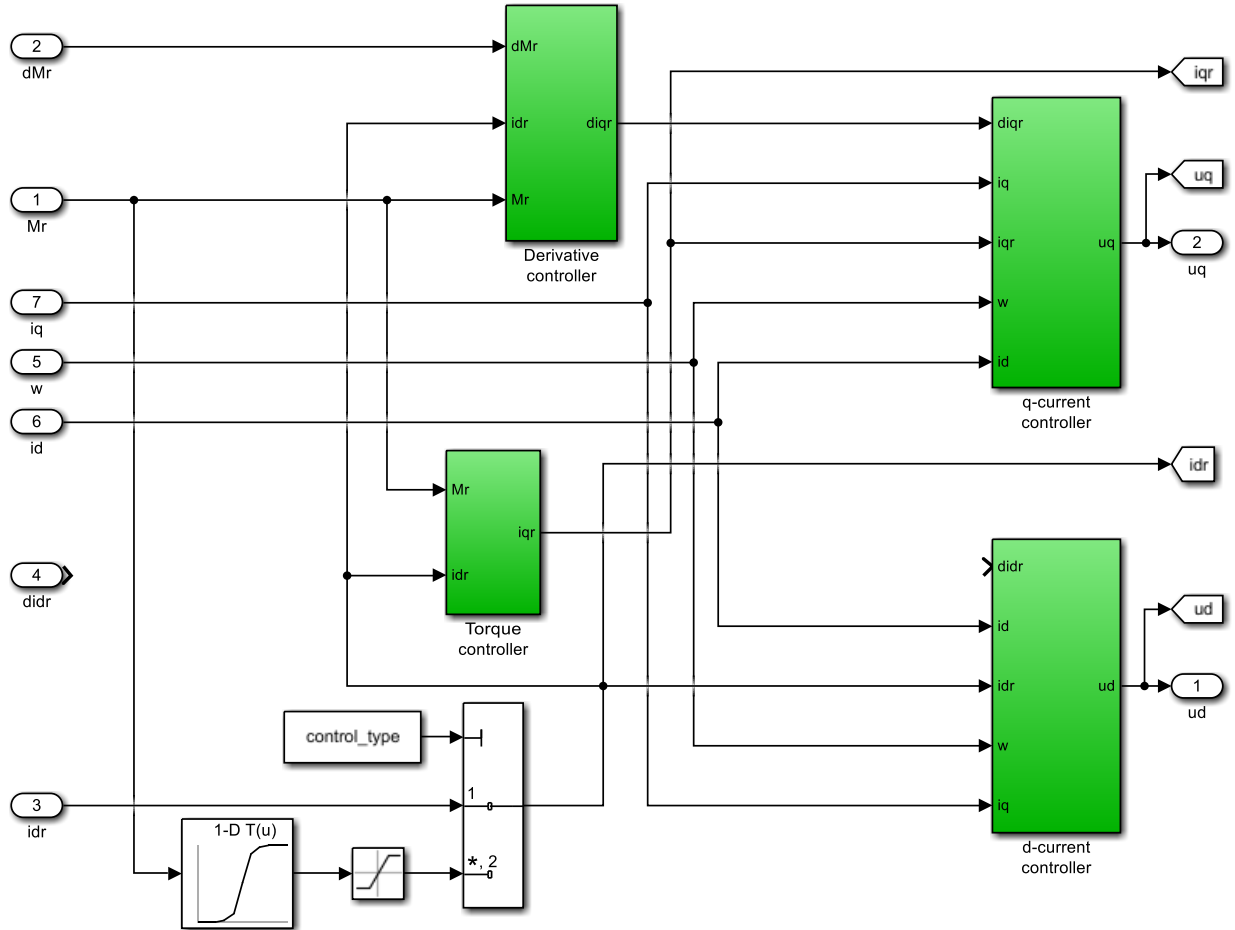


Рисунок А.8 – Блок *Control block*

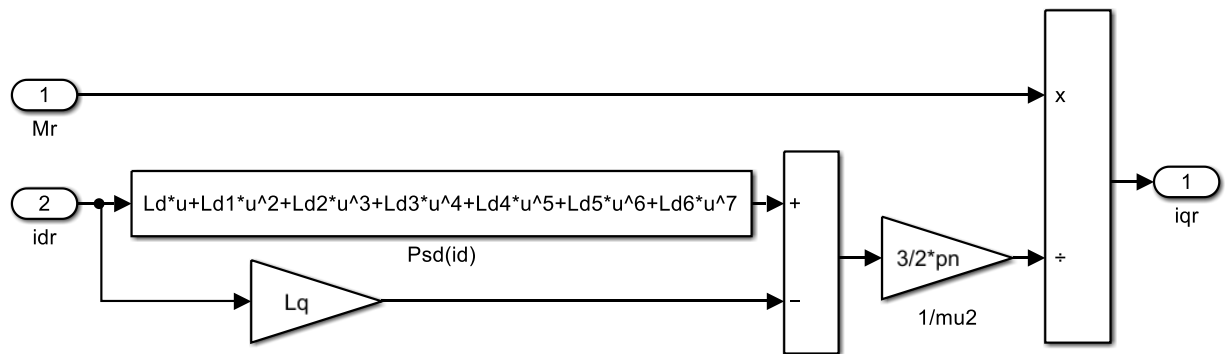


Рисунок А.9 – Блок *Torque controller*

Розрахунок похідної заданого струму i_q^* , за рівнянням (2.8), відбувається в блоці *Derivative controller*, який представлено на рис. А.10. Регулятори струму по осям q та d , які побудовано за рівняннями (2.10) та (2.12), знаходяться в блоках *q-current controller* та *d-current controller* й показані на рис. А.11 та А.12 відповідно.

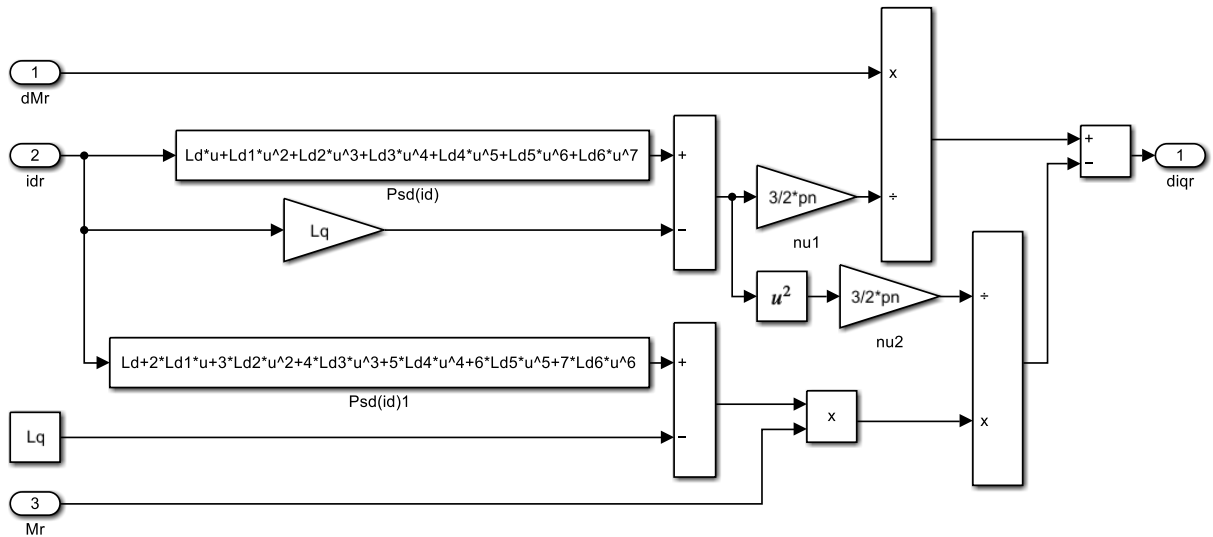


Рисунок А.10 – Блок *Derivative controller*

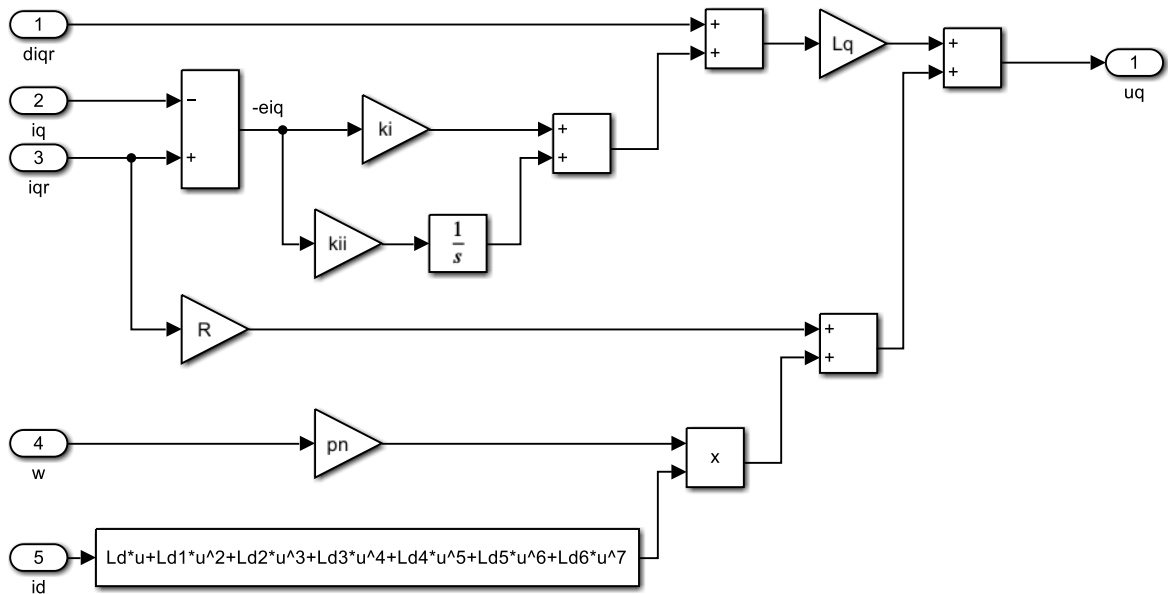


Рисунок А.11 – Блок *q-current controller*

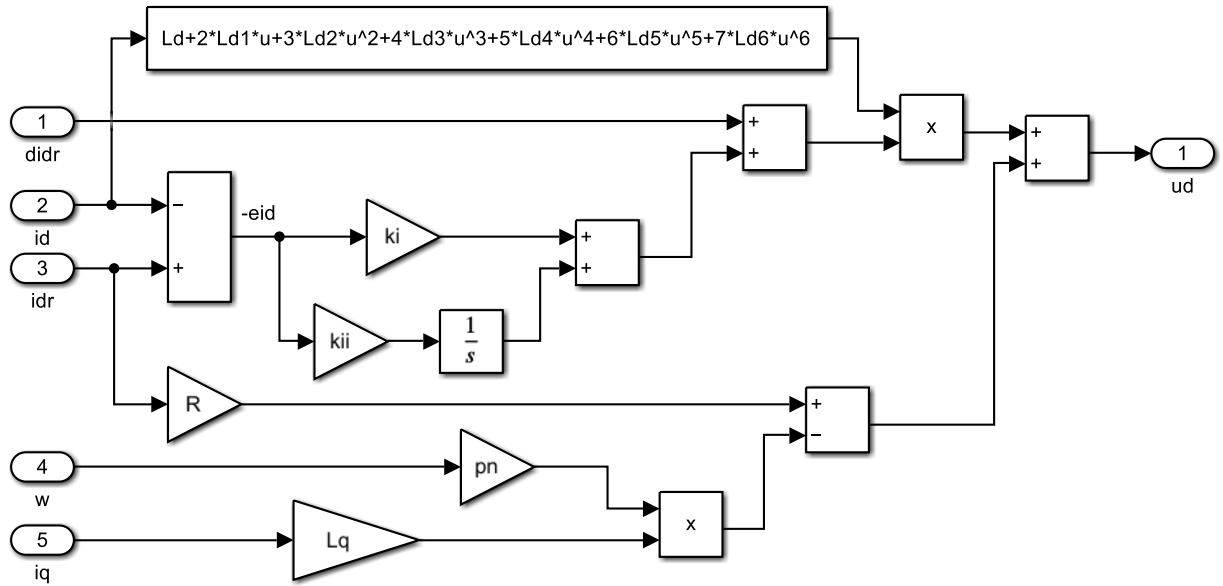


Рисунок А.12 – Блок *d-current controller*

Відмітимо, дану схему побудовано для випадку апроксимації кривої намагнічування поліномом 7-го порядку. Для моделювання з поліномами нижчих порядків необхідно встановлювати коефіцієнти $Ld6\dots Ld1$ рівними нулю.