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)
“___”_____2025 р.

Магістерська дисертація

на здобуття ступеня магістра

за освітньо-науковою програмою «Електроенергетика та електромеханіка»
зі спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

на тему:

«Векторне керування асинхронними двигунами з покращеною оптимізацією за критерієм момент-струм»

Виконав: студент _II_ курсу, групи __ЕП-31мн__
(шифр групи)

Панченко Олексій Ярославович _____
(прізвище, ім’я, по батькові) (підпис)

Керівник д.т.н, проф. Пересада Сергій Михайлович _____
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ім’я, по-батькові) (підпис)

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

Рецензент к.т.н., доц. Чумак В. В. _____
(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище, ім’я, по-батькові) (підпис)

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

Студент _____
(підпис)

Київ – 2025 р.

ВІДОМІСТЬ ДИПЛОМНОГО ПРОЕКТУ

№ з/п	Формат	Позначення	Найменування	Кількість листів	Примітка
1	А4		Завдання на дипломний проект	1	
2	А4	141.3109.001.БР	Пояснювальна записка	127	
3	А1	141.3109.002.БР	Структурна схема алгоритму керування зі статичною оптимізацією МТРА	1	
4	А1	141.3109.003.БР	Структурна схема алгоритму керування із динамічною оптимізацією МТРА	1	
5	А1	141.3109.004.БР	Результати досліджень	1	

				141.3109.001.МД		
	ПІБ	Підп.	Дата			
Розроб.	Панчекно О. Я.		15.05.25	Відомість дипломного проекту	Лист	Листів
Керівн.	Пересада С. М.		15.05.25		2	127
Консульт.					КПІ ім. Ігоря Сікорського Каф. АЕМС-ЕП Гр. ЕП-31мн	
Н/контр.						
Зав.каф.	Ковбаса С. М.		15.05.25			

Пояснювальна записка

до магістерської дисертації

на тему: «Векторне керування асинхронними двигунами з покращеною оптимізацією за критерієм момент-струм»

Київ – 2025 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 – «Електроенергетика та електромеханіка»

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри
_____ Сергій КОВБАСА
(підпис)
«___»_____2025 р.

ЗАВДАННЯ
на магістерську дисертацію студенту
Панченку Олексію Ярославовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації «Векторне керування асинхронними двигунами з покращеною оптимізацією за критерієм момент-струм»,
науковий керівник дисертації проф., д.т.н., Пересада Сергій Михайлович,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)
затверджені наказом по університету від «___»_____ 2025 р. №_____
2. Строк подання студентом дисертації 15.05.25
3. Об'єкт дослідження процеси керування електромеханічним перетворенням енергії в системах векторного керування асинхронними двигунами.
4. Вихідні дані
5. Перелік завдань, які потрібно розробити
1) Зробити аналітичний огляд сучасних алгоритмів векторного керування асинхронним двигуном з оптимізацією відношення момент-струм (MTPA), з урахуванням їх енергоефективності та особливостей роботи в динамічних режимах.

2) Побудувати алгоритми векторного керування моментом асинхронного двигуна з оптимізацією МТРА на основі прямої та непрямої орієнтації за вектором потокозчеплення ротора.

3) Провести порівняльні дослідження побудованих алгоритмів зі стандартними методами векторного керування в динамічних режимах навантаження, використовуючи результати математичного моделювання. Для дослідження роботи алгоритмів використати математичну модель асинхронного двигуна потужністю 2,2 кВт та 180 кВт.

4) За результатами проведених досліджень визначити переваги з точки зору енергоефективності та динамічної якості керування, а також обмеження, які накладаються на практичне застосування оптимізованих алгоритмів.

5) Зробити висновки щодо ефективності, працездатності та доцільності застосування запропонованих алгоритмів в реальних системах електроприводу, що працюють в умовах динамічних режимів.

6. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу

1) Структурна схема алгоритму керування зі статичною оптимізацією МТРА, формат А1

2) Структурна схема алгоритму керування із динамічною оптимізацією МТРА, формат А1

3) Результати досліджень, формат А1

7. Орієнтовний перелік публікацій

1) Щербаченко В., Панченко О., Строєвий С. та Пересада С. СИСТЕМА ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ СИНХРОННИМИ РЕАКТИВНИМИ ДВИГУНАМИ З ОПТИМІЗАЦІЄЮ ЗА КРИТЕРІЄМ МОМЕНТ-СТРУМ. Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики, (Січ 2024). URL: http://jour.fea.kpi.ua/article/view/302488.

2) С. Пересада, Є. Ніконенко, О. Панченко, і С. Строєвий, «БЕЗДАВАЧЕВЕ КЕРУВАННЯ КУТОВОЮ ШВИДКІСТЮ ДВИГУНІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ НА ОСНОВІ НАТУРАЛЬНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ СТІЙКОСТІ», ПраціІЕД, вип. 70, с. 051, Квіт 2025. URL: https://doi.org/10.15407/publishing2025.70.051

8. 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.

9. Дата видачі завдання 06.01.2025

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Терміни виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Аналітичний огляд	15.02.2025	
2	Запис математичної моделі АД та його основних параметрів. Визначення цілей керування.	01.03.2025	
4	Формулювання алгоритмів стандартного векторного керування	15.13.2025	
5	Формулювання алгоритмів векторного керування із оптимізацією МТРА	01.04.2025	
6	Методи оцінки і критерії статичної і динамічної енетргоефективності	20.04.2025	
7	Дослідження динамічних і енергетичних характеристик систем векторного керування	02.05.2025	
8	Оформлення пояснювальної записки	20.05.2025	

Студент _____ Олексій ПАНЧЕНКО
(підпис)

Науковий керівник дисертації _____ Сергій ПЕРЕСАДА
(підпис)

РЕФЕРАТ

Магістерська дисертація містить: сторінок – 127, рисунків – 18, таблиць – 1; та графічну частину на 3 листах А1.

Магістерська дисертація складається із чотирьох розділів в яких послідовно вирішується актуальна задача побудови, дослідження та порівняння алгоритмів векторного керування моментом асинхронного двигуна з максимізацією відношення момент-струм.

В першому розділі проводиться аналітичний огляд наукової літератури присвяченої розробці алгоритмів із оптимізацією МТРА. Зокрема робиться огляд факторів, які впливають на роботу таких алгоритмів у динаміці.

У другому розділі виконується синтез оптимізованих алгоритмів та викладення стандартних алгоритмів векторного керування.

У третьому розділі детально викладається методологія проведення досліджень, розглядаються технічні засоби, які

В четвертому розділі на основі математичного моделювання проводиться змістовне дослідження динамічних та енергетичних характеристик оптимізованих алгоритмів та їх порівняння для динамічних режимів роботи. Встановлюються межі енергоефективної роботи оптимізованих алгоритмів.

Метою дипломного проекту є дослідження проблеми векторного керування моментом асинхронного двигуна з максимізацією відношення момент-струм у динамічних режимах роботи.

АЛГОРИТМ КЕРУВАННЯ, ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯ, ЕЛЕКТРОПРИВОД, ЕНЕРГОЕФЕКТИВНІСТЬ ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ.

ABSTRACT

The master's thesis includes: 127 pages, 18 figures, 1 table, and a graphical part presented on 3 A1 sheets.

The master's thesis consists of four chapters, which sequentially address the relevant task of designing, studying, and comparing vector control algorithms for the torque of an induction motor with torque-to-current ratio (TCR) optimization.

The first chapter presents an analytical review of scientific literature dedicated to the development of algorithms with TCR optimization. In particular, it examines the factors influencing the performance of such algorithms under dynamic conditions.

The second chapter focuses on the synthesis of optimized algorithms and presents standard vector control strategies.

The third chapter describes in detail the methodology of the research and discusses the technical tools used.

The fourth chapter contains a comprehensive study based on mathematical modeling, which analyzes the dynamic and energy characteristics of the optimized algorithms and compares them under dynamic operating conditions. The boundaries of energy-efficient operation for the optimized algorithms are established.

The goal of the diploma project is to investigate the problem of vector control of induction motor torque with the maximization of the torque-to-current ratio under dynamic operating conditions.

CONTROL ALGORITHM, FLUX LINKAGE, ELECTRIC DRIVE, ENERGY EFFICIENCY, VECTOR CONTROL.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ 11
ВСТУП 13
1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД 17
1.1 Передумови і практичне значення дослідження МТРА 17
1.2 Алгоритми реалізації МТРА в науковій літературі 20
1.3 Врахування нелінійних ефектів в АД 24
1.4 Реалізація МТРА в режимах ослаблення поля 26
1.5 Оптимізація енергоефективності в тягових електроприводах 28
1.6 Алгоритми МТРА для скалярного та векторного керування 29
1.7 Аспекти застосування МТРА у динаміці 32
1.8 Висновки до розділу 1 37
2 АЛГОРИТМИ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ ІЗ ОПТИМІЗАЦІЄЮ МТРА 39
2.1 Математична модель АД 39
2.2 Загальна постановка задачі векторного керування 41
2.3 Формулювання алгоритму стандартного DFOC 44
2.6 Формулювання алгоритму векторного керування зі статичною оптимізацією МТРА при непрямій орієнтації за вектором потокозчеплення ротора 52
2.7 Формулювання алгоритму векторного керування з динамічною оптимізацією МТРА при прямій орієнтації за вектором потокозчеплення ротора 57
2.8 Формулювання алгоритму векторного керування із динамічною лінеаризацією зворотнім зв’язком та оптимізацією МТРА 61
2.9 Висновки до розділу 2 65
3 МЕТОДИ ОЦІНКИ І КРИТЕРІЇ СТАТИЧНОЇ І ДИНАМІЧНОЇ ЕНЕТРГОЕФЕКТИВНОСТІ 66
3.1 Теоретичні аспекти статичної енергоефективності 67
3.2 Теоретичні аспекти динамічної енергоефективності 71

3.3 Практичні аспекти проведення досліджень 73
3.3.1. Порядок траєкторії завдання моменту 74
3.3.2. Формування траєкторії завдання моменту 75
3.3.3. Набір графіків динамічних характеристик 76
3.3.4. Принцип розрахунку енергії втрат 79
3.4 Висновки до розділу 3 80
4 ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ І ЕНЕРГЕТИЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ 82
4.1 Налаштування моделюючої програми для досліджень 83
4.2 Опис плану досліджень 85
4.3 Порівняльне дослідження алгоритму стандартного IFOC та алгоритму статичного MTPA 85
4.3.1 Результати тесту 1 85
4.3.2 Результати тесту 2 90
4.3.3 Результати тесту 3 93
4.4 Порівняльне дослідження алгоритму стандартного DFOC та алгоритму динамічного MTPA 96
4.4.1 Результати тесту 4 96
4.4.2 Результати тесту 5 99
4.4.3 Результати тесту 6 102
4.5 Порівняльне дослідження алгоритму статичного та динмічного MTPA . 104
4.6 Порівняльне дослідження алгоритму динамічного MTPA та алгоритму векторного керування із динамічною лінеаризацією зворотнім зв’язком при оптимізації MTPA 107
4.7 Порівняльний огляд результатів всіх тестів 108
4.8 Висновки до розділу 4 111
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ 113
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ 115

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

$(a-b)$ – позначення стаціонарної системи координат, яка зв'язана зі статором асинхронного двигуна;

$(d-q)$ – позначення системи координат, яка синхронно обертається;

θ – кутове положення ротора;

ε_0 – кутове положення синхронної системи координат $(d-q)$ відносно нерухомої системи координат $(a-b)$;

ε_ψ – кутове положення вектора потокозчеплення ротора відносно стаціонарної системи координат $(a-b)$;

ω_0 – кутова швидкість обертання системи координат $(d-q)$;

ω_2 – кутова швидкість ковзання;

ω – кутова швидкість ротора;

ω^* – задана кутова швидкість ротора;

M – електромагнітний момент асинхронного двигуна;

M^* – заданий момент двигуна;

$\tilde{M}$ – похибка відпрацювання моменту;

M_c – момент навантаження;

$|\psi|$ – модуль вектора потокозчеплення ротора;

$|\hat{\psi}|$ – оцінене значення модуля вектора потокозчеплення ротора;

ψ^* – задане значення модуля вектора потокозчеплення ротора;

$\tilde{\psi}$ – похибка відпрацювання модуля вектора потокозчеплення;

$\tilde{\tilde{\psi}}$ – похибка відпрацювання оціненого значення модуля вектора потокозчеплення;

$\mathbf{i_1}$ – вектор струму статора;

$\mathbf{i_2}$ – вектор струму ротора;

$\mathbf{u_1}$ – вектор напруги статора;

I_1 – модуль струму статора;

I_2 – модуль струму ротора;

P_a – активна потужність;

ΔP – втрати активної потужності;

i_{1a}, i_{1b} – компоненти вектора струму статора в системі координат $(a-b)$;

i_{1d}, i_{1q} – компоненти вектора струму статора в системі координат $(d-q)$;

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

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

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

ψ_{2d}, ψ_{2q} – компоненти вектора потокозчеплення ротора в системі координат $(d-q)$;

R_1 – активний опір статора;

R_2 – активний опір ротора;

L_1 – індуктивність статора;

L_2 – індуктивність ротора;

L_m – індуктивність намагнічуючого контуру;

J – момент інерції;

АД – асинхронний двигун;

IFOC – стандартне непряме векторне керування;

DFOC – стандартне пряме векторне керування.

ВСТУП

У сучасному електроприводі електричні двигуни відіграють ключову роль, забезпечуючи ефективне електромеханічне перетворення енергії в широкому спектрі застосувань – від побутової техніки до високотехнологічних систем автоматизації та транспорту. За статистичними оцінками, близько 40 % усієї виробленої електроенергії у світі споживається саме електроприводами. Це свідчить про масштаб їх використання та наголошує на необхідності підвищення енергоефективності як одного з ключових напрямів сучасної науки й техніки.

Серед усіх типів електричних машин найбільшого поширення набули асинхронні двигуни (АД) завдяки їхній простоті, надійності, низькій вартості та відсутності щітково-колекторного вузла. Попри конструктивну простоту, керування АД традиційно вважається складнішим, ніж, наприклад, синхронними машинами з постійними магнітами, особливо в умовах динамічних режимів роботи. Проте розвиток силової електроніки, цифрових систем керування та обчислювальних засобів зробив можливим реалізацію високоефективного векторного керування АД, що забезпечує точне регулювання моменту за допомогою розділення потокозчеплення та моменту.

Особливістю роботи тягових приводів, зокрема в електротранспорті, є функціонування у широкому діапазоні навантажень, де лише епізодично використовується повний номінальний момент. У таких умовах надмірна намагніченість двигуна призводить до зростання втрат на нагрів і зниження ККД. Відтак виникає потреба в оптимізації енерговитрат при відпрацюванні моменту нижчого за номінальний. Одним із найбільш перспективних підходів є стратегія максимального моменту на ампер (MTPA – Maximum Torque per Ampere), що реалізує енергоефективне керування потокозчепленням, мінімізуючи споживаний струм для заданого моменту.

Актуальність роботи. Незважаючи на численні наукові дослідження, більшість робіт, присвячених оптимізації векторного керування за критерієм MTPA, орієнтовані на інші типи електричних машин. Для асинхронних двигунів,

які й досі залишаються найбільш поширеними у промисловості, ця задача вимагає додаткового опрацювання, особливо в динамічних режимах. Більшість відомих підходів базуються на розрахунку критерію МТРА для статичних режимів роботи, не враховуючи енергетичну ефективність приводу в динамічних режимах роботи, що характерно для тягового приводу електротранспорту.

Таким чином, актуальність дослідження зумовлена необхідністю поглибленого аналізу й порівняння різних алгоритмів векторного керування АД із оптимізацією за критерієм МТРА при роботі в динаміці. Це дозволить розширити наукові уявлення про можливості енергоефективного керування асинхронним приводом не лише у статичних, але і в динамічних режимах роботи.

Мета та задачі роботи. Метою цієї роботи є дослідження алгоритмів векторного керування асинхронним двигуном з максимізацією відношення момент-струм, з особливою увагою до їхньої поведінки в динамічних режимах роботи.

Для досягнення мети необхідно вирішити такі задачі:

1. Провести аналітичний огляд проблеми енергоефективності у векторному керуванні асинхронними електроприводами; дослідити сучасні підходи до реалізації стратегії МТРА для АД, наведені в науковій літературі.

2. Сформулювати повну математичну модель асинхронного двигуна в координатах d-q, яка враховує всі необхідні динамічні зв’язки між електричними та механічними змінними.

3. Описати стандартні схеми векторного керування: із прямою та непрямою орієнтацією за вектором потокозчеплення ротора, розглянути особливості їх застосування до АД.

4. Сформулювати задачу оптимізації керування моментом АД із максимізацією відношення момент–струм, визначити математичні критерії для реалізації МТРА.

5. Розробити та реалізувати алгоритми векторного керування АД зі статичною та динамічною оптимізацією МТРА, забезпечивши можливість порівняльного аналізу.

6. Провести моделювання та аналіз отриманих результатів для оцінки ефективності різних підходів у широкому діапазоні динамічних режимів.

Об’єкт дослідження. Динамічні та енергетичні процеси в асинхронних електроприводах, керовані на основі алгоритмів векторного керування із оптимізацією за критерієм MTPA.

Предмет дослідження. Алгоритми векторного керування асинхронними двигунами, спрямовані на максимізацію відношення момент-струм у динамічних режимах роботи.

Методи досліджень. Для дослідження ефективності алгоритмів використовується моделювання в середовищі MATLAB Simulink, що дозволяє точно описати поведінку електропривода з урахуванням складних динамічних взаємозв’язків системи електроприводу. Результати аналізуються із застосуванням методів цифрової обробки сигналів та порівняльного аналізу ефективності на основі результатів моделювання.

Наукова новизна. Більшість відомих алгоритмів MTPA для асинхронних двигунів розроблені з орієнтацією на стаціонарні режими, де значення потокозчеплення задається наперед і не керується в реальному часі. У даній роботі запропоновано методи оцінки і критерії статичної і динамічної енетргоефективності для алгоритмів із оптимізацією MTPA у динамічних режимах роботи. Це дозволяє встановити межі ефективної роботи алгоритму для подальшої практичної реалізації. Наукова новизна полягає у вивченні меж застосування MTPA у динаміці для асинхронного двигуна та в порівнянні ефективності різних алгоритмів оптимізації.

Практична цінність. Отримані результати можуть бути враховані при розробці систем енергоефективного векторного керування асинхронними тяговими електроприводами, зокрема для електромобілів, роботизованих платформ, насосів та вентиляторів. Реалізація MTPA у динамічних режимах може забезпечити зменшення втрат електроенергії, підвищення ресурсу двигуна та зниження вимог до систем охолодження. Особливо це може стати актуальним для систем електроприводу із живленням від портативних акумуляторних джерел

енергії. У таких застосуваннях, як електромобілі, безпілотні апарати, мобільна робототехніка, переносні інструменти, зниження теплових втрат у обмотках двигуна дозволяє не лише продовжити час роботи без підзарядки, а й зменшити габарити та масу системи охолодження, що критично важливо для мобільних та автономних пристроїв.

Публікації за тематикою дисертації.

1. Щербаченко В., Панченко О., Строєвий С. та Пересада С. СИСТЕМА ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ СИНХРОННИМИ РЕАКТИВНИМИ ДВИГУНАМИ З ОПТИМІЗАЦІЄЮ ЗА КРИТЕРІЄМ МОМЕНТ-СТРУМ. Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики, (Січ 2024). URL: http://jour.fea.kpi.ua/article/view/302488.

2. С. Пересада, Є. Ніконенко, О. Панченко, і С. Строєвий, «БЕЗДАВАЧЕВЕ КЕРУВАННЯ КУТОВОЮ ШВИДКІСТЮ ДВИГУНІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ НА ОСНОВІ НАТУРАЛЬНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ СТІЙКОСТІ», ПраціІЕД, вип. 70, с. 051, Квіт 2025. URL: https://doi.org/10.15407/publishing2025.70.051

1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД

1.1 Передумови і практичне значення дослідження MTPA

Енергоефективне керування асинхронними двигунами (АД) набуває все більшого значення через зростання вимог до зниження енергоспоживання у промислових і транспортних системах. Асинхронні двигуни широко використовуються у системах керованих електроприводів завдяки своїм перевагам: широкий діапазон потужності, низькі пульсації крутного моменту та простота конструкції. АД становлять близько 40% загального світового споживання електроенергії, і тому навіть незначне покращення їхньої енергетичної ефективності може дати вагомі результати. Особливо актуально це в умовах розвитку електротранспорту, акумуляторних систем живлення, автономних приводів, де енергоефективність безпосередньо впливає на запас ходу, тривалість роботи та витрати електричної енергії.

Відомо багато стратегій керування, спрямованих на оптимізацію різних показників електроприводу [1], [2], [3]–[7], зокрема мінімізацію активних і загальних втрат, максимізацію коефіцієнта потужності, керування за критерієм максимуму моменту на Ампер, керування з максимумом моменту на Вольт та максимумом переданої потужності. Існуючі методи оптимізації зазвичай розробляються для статичного режиму (тобто привід працює при постійному моменті). Динамічна оптимізація поведінки при перехідних процесах розглядається лише в нечисленних роботах [8], [9].

Одним із ключових підходів до підвищення енергоефективності асинхронної машини є стратегія максимального моменту на Ампер (Maximum Torque per Ampere, MTPA), яка дозволяє мінімізувати струм статора при відпрацюванні заданого крутного моменту. Це, у свою чергу, зменшує втрати в міді, що складають одну із найбільших часток втрат у цьому типі електродвигунів.

Керування за принципом MTPA [7] мінімізує струм статора для заданого моменту машини. Максимізація моменту при обмеженій напрузі джерела та здатності інвертора покращує характеристики електромеханічної системи. Це особливо корисно для тягових систем. У рамках MTPA-стратегії регулятор моменту змінює завдання потоку, щоб підвищити ефективність при низьких навантаженнях. У результаті такої оптимізації співвідношення момент/Ампер максимізується, а досягнуті значення ККД двигуна близькі до тих, що забезпечуються критерієм мінімізації активних втрат [6], [10].

Базова ціль керування за MTPA досягається шляхом керування моментною та потоковою складовими струму статора, поданими у системі координат, яка орієнтована за вектором потокозчеплення ротора, для досягнення рівності між ними. Це призводить до роботи АД із постійною частотою ковзання, що дорівнює оберненій величині сталої часу ротора.

Рівняння MTPA виводяться з умови відпрацювання постійного електромагнітного моменту. Деякі теоретичні результати, засновані на векторному та скалярному керуванні, включають: модифіковане полеорієнтоване керування [7], підхід через неголономні системи [11] та керування напругою і частотою [12].

Попри значну увагу до реалізації MTPA у стаціонарних режимах, залишається відкритим питання її ефективності в динамічних режимах роботи, які характеризуються зміною моменту. Саме дослідження меж застосування алгоритму MTPA у динаміці є головною метою цієї роботи. Під межами розуміються ті області режимів роботи, де MTPA забезпечує реальний виграш в ефективності, не втрачаючи при цьому динамічних показників електроприводу.

Цей напрямок має високий практичний потенціал (рис. 1.1). Наприклад:

- У електромобілях, де зменшення споживаного струму дозволяє збільшити пробіг на одному заряді;

- У підйомних механізмах, де важлива точна реакція на зміну навантаження без перегріву;

- У вентиляторних та насосних системах із змінною швидкістю, де МТРА може забезпечити оптимізацію споживання у всьому робочому діапазоні.

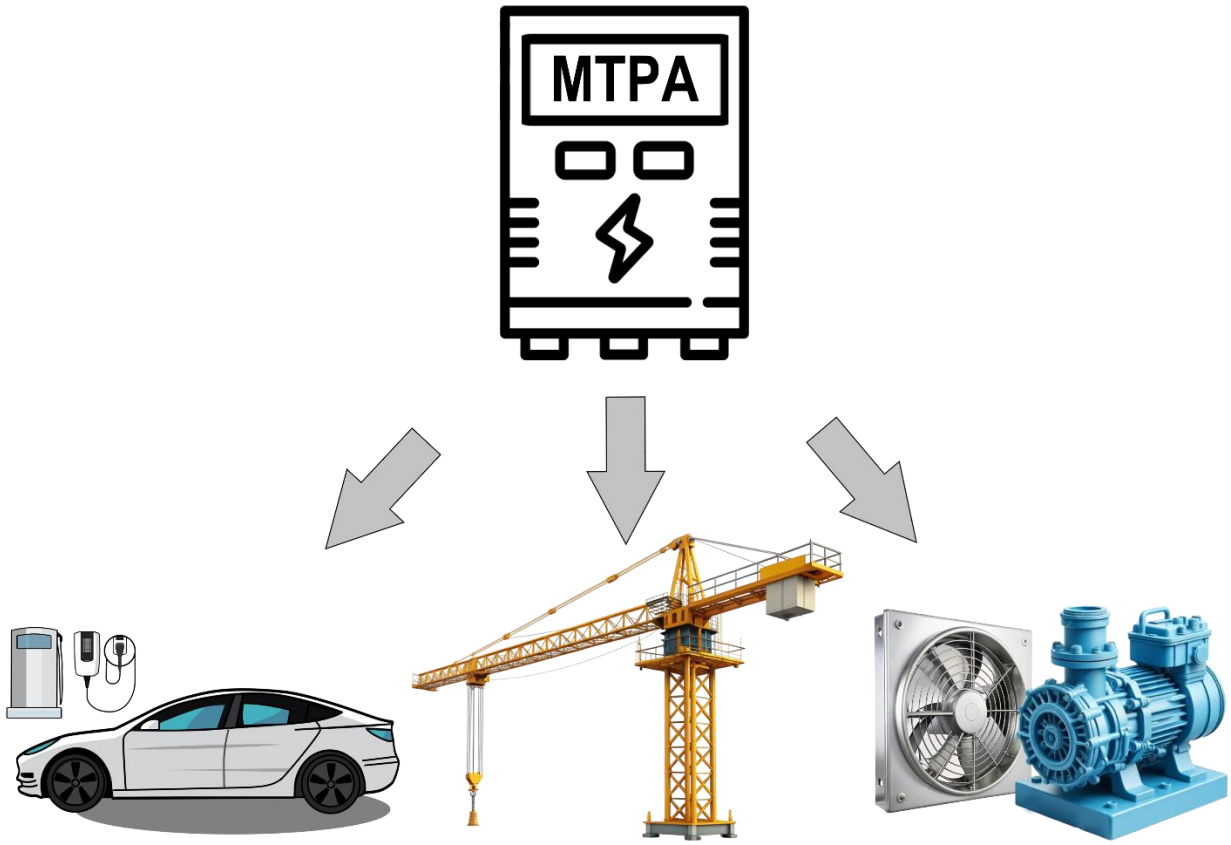

Рисунок 1.1 – Галузі практичного застосування МТРА

Для досягнення поставленої мети важливо знати особливості МТРА керування, які можуть впливати на її ефективність у динаміці.

Оцінка різних підходів до реалізації МТРА – як пошукових, так і модельно-орієнтованих – дозволяє вибрати або адаптувати алгоритм, здатний забезпечити достатню швидкодію й ефективність у режимах, де змінюються момент. Це дає змогу сформулювати вимоги до майбутніх систем керування, які можуть працювати в широкому діапазоні навантажень без втрати продуктивності.

Особливу увагу слід приділити аналізу режимів ослаблення поля, які типові для приводу на високих швидкостях і мають обмеження по напрузі. В таких умовах ефективність МТРА залежить не лише від математичного опису, а й від здатності алгоритму зберігати оптимальність при змінних обмеженнях струму та напруги.

Порівняння скалярного та векторного керування із точки зору енергоефективності дає змогу оцінити доцільність використання МТРА в системах різного рівня складності. Це особливо важливо для вибору технології, яка відповідає цільовим вимогам споживача або умовам експлуатації.

Проведений в аналітичному огляді аналіз динамічних процесів, пов’язаних із реакцією потоку ротора та системою керування на збурення, дозволяє зрозуміти обмеження МТРА в реальному часі. Це відкриває шлях до подальших досліджень і оптимізації алгоритмів з урахуванням інерційних властивостей машини та обчислювальних ресурсів системи керування.

1.2 Алгоритми реалізації МТРА в науковій літературі

Алгоритми реалізації МТРА умовно поділяються на пошукові методи та методи, що базуються на математичних моделях.

Пошукові методи визначають оптимальні значення струму за емпіричним критерієм мінімізації струму статора при заданому моменті. Вони прості в реалізації та нечутливі до параметрів машини, але мають низьку динаміку та чутливість до збурень.

Принцип пошукових методів полягає у визначенні мінімальної величини струму статора для заданих швидкості та моменту навантаження. Основною перевагою цих методів є те, що точні параметри двигуна та інформація про навантаження не потрібні. Тому їх можна реалізувати для різних типів двигунів із різними схемами керування [13].

У [14, 15] векторне керування в поєднанні з пошуковою МТРА-стратегією застосовується для приводу АД. У запропонованому методі МТРА параметром керування є потік статора. Однак крокова зміна параметра керування спричиняє порушення моменту, що призводить до коливань швидкості та навіть втрати стійкості системи. У [16] реалізовано традиційне пряме керування моментом та потоком і запропоновано стратегію максимальної ефективності, визначивши оптимальний рівень потоку для заданого моменту навантаження та швидкості. У

цьому алгоритмі для визначення мінімального значення струму статора потік статора поступово зменшується від номінального значення, і на кожному кроці вимірюється величина струму статора. Важливо зазначити, що вплив втрат у залізі не враховується.

У запропонованій стратегії [17] оптимальний потік для заданого моменту навантаження визначається за таблицею пошуку, проте вона не враховує втрати в залізі, що заважає коректній реалізацію MTPA.

Модельні методи, натомість, використовують рівняння машини для аналітичного визначення оптимального струму, що дозволяє швидко реагувати на зміну навантаження. У таких підходах враховуються втрати в залізі, температура та варіації параметрів, що дозволяє досягти кращої узгодженості між заданим і фактичним моментом.

Ці методи, які базуються на електричній моделі двигунів, є простими у реалізації та потребують точних параметрів двигуна.

Алгоритм MTPA на основі моделі асинхронного двигуна був уперше формалізований у 1998 році в роботі [7], авторами якої є О. Васинчук, С. Д. Шудхоф, К. А. Корсіне, Дж. Тіченор, П. Краузе, І. Хасен і Л. Тейлор. Оптимізаційні методи, що зазвичай зустрічаються в літературі, регулюють рівень потокозчеплення як функцію електромагнітного моменту за допомогою різних процедур. Відомо багато стратегій керування для оптимізації роботи в усталеному режимі [4], [6], серед яких: мінімізація втрат, максимізація коефіцієнта потужності, керування за принципом MTPA, оптимізація за напругою та максимальна передача потужності. Згідно з принципом MTPA, контролер моменту підлаштовує опорне потокозчеплення для зменшення струму статора при заданому моменті, підвищуючи ефективність у режимах з малим навантаженням [7]. Основна ідея цієї стратегії – забезпечити рівність між моментотвірною та потокотвірною складовими струму статора.

У наукових публікаціях запропоновано декілька підходів до реалізації нелінійного керування для задач відпрацювання моменту або швидкості, а також регулювання потоку [18]. Зокрема, серед них варто виокремити методи

зворотного зв’язку на основі лінеаризації [19], зворотного зв’язку за виходом [20], розділення системи на електромеханічні та електромагнітні підсистеми [21]-[23], керування на основі пасивності [24], а також адаптивні методи [25], [26]. Усі ці методики [19]-[26] забезпечують розділення задачі регулювання потоку та моменту, дозволяючи реалізовувати енергозберігаючі або інші стратегії керування потоком [27]-[30], не знижуючи при цьому якість керування механічними параметрами. Зокрема, контролери [29], [30], побудовані на базі класичної структури векторного керування, дозволяють задавати рівень потоку таким чином, щоб досягати максимального моменту на струм при регулюванні моменту. Зазначимо, що це не гарантує мінімізації активних втрат.

Альтернативна стратегія запропонована в [11], де використовується неголономна модель асинхронного двигуна. Алгоритм, реалізований на базі спостерігача в системі координат, орієнтованій на ротор, використовує динамічні властивості ротора. Показано, що при відповідній логіці перемикання можна досягти асимптотичного регулювання моменту без сингулярностей, за умови дотримання принципу максимуму моменту на струм. Цей підхід забезпечує хорошу динаміку та робастність, хоча й досить складний і викликає пікові значення моменту під час перехідних процесів.

У публікаціях [31], [32] представлено загальнотеоретичне рішення задачі асимптотичного відстеження траєкторій моменту з одночасною оптимізацією співвідношення момент-струм у сталих режимах. Синтез відповідних алгоритмів здійснено на основі непрямої векторної орієнтації, причому опорні траєкторії координат формуються так, щоб забезпечити реалізацію оптимального моменту при дотриманні умов по струму. При цьому інверсна динаміка АД описується складними виразами з квадратними коренями та знаковими функціями.

Однією з критичних проблем в оптимізаційних стратегіях із змінним потоком є насичення магнітного кола, що впливає на індуктивність машини. В реальних умовах лінійна модель магнітного кола є лише наближенням. У працях [33], [34] цей ефект враховано через збережені або виміряні характеристики, що дозволяє реалізувати адаптивну оптимізацію МТРА.

У [17] розглянуто асимптотичне відстеження моменту з урахуванням насичення. Контролер, що пропонується, включає модель насичення як у формуванні опорного потоку, так і у побудові регулятора. Відмінність від класичного векторного керування полягає у застосуванні спостерігача потоку замкненого типу, який працює на основі похибки регулювання струму. Така структура забезпечує стійкість при ненульових швидкостях, але демонструє погіршену динаміку за віссю d при малих обертах, що пов’язано з використанням лише пропорційного зворотного зв’язку.

Запропонована стратегія FOC-MTPA у [10] обчислює онлайн співвідношення моменту до струму та враховує коригуючий коефіцієнт до кутового положення потокозчеплення ротора. Через варіацію кута перетворення ця стратегія має повільнішу динамічну реакцію порівняно з традиційним FOC. Крім того, варіація коригуючого коефіцієнту, який є ключовим параметром для динамічної реакції, може спричинити коливання моменту. У [35] вираз моменту представлено через величину струму статора та швидкість ковзання, а максимальний момент відображено як залежність від струму статора. Потім за допомогою апроксимації кривої отримують величину струму статора відповідно до максимального моменту.

У [33] ті самі автори запропонували іншу стратегію MTPA, яка враховує втрати в залізі. У цій роботі також досліджено вплив температурних змін на задану величину струму статора та швидкість ковзання, визначених алгоритмом [35]. Результати показали, що температурні зміни майже не впливають на задану величину струму статора, але суттєво змінюють завдання швидкості ковзання.

Загалом, параметризовані стратегії MTPA мають набагато швидшу динамічну реакцію порівняно з пошуковими алгоритмами. У методах пошуку оптимального потоку, якщо виникає збурення або раптова зміна моменту навантаження, команда потоку повинна бути змінена швидко. Інакше можливе зниження стійкості через недостатній потік та повільну збіжність алгоритму оптимізації [36].

У більшості промислових застосувань, таких як електромобілі, робоча точка двигуна змінюється постійно, тому високодинамічна система керування є критично важливою. Отже, використання пошукових стратегій керування не є ефективним рішенням для таких застосувань.

У роботі [37] запропоновано нелінійне керування з лінеаризацією зворотним зв'язком у поєднанні з покращеною стратегією MTPA, яка враховує втрати в залізі. Критерій реалізації MTPA в запропонованій стратегії визначено теоремою Лагранжа. Вплив втрат у залізі, як можливого джерела погіршення продуктивності стратегії MTPA, довгий час залишався поза увагою.

Загалом, керування MTPA є окремим випадком більш загального підходу – оптимізації MEPT (maximum efficiency per torque). Один з алгоритмів MEPT, представлений у [6], використовує регулювання потоку як керуючої змінної, подібно до стратегій мінімізації втрат. Проте в цьому випадку розрахунок оптимального потоку базується на моделі втрат, зокрема враховуються втрати в сталі, спричинені гістерезисом, вихровими струмами та зміною магнітної індукції.

1.3 Врахування нелінійних ефектів в АД

Реальна робота асинхронного двигуна відбувається з урахуванням нелінійностей, зокрема насичення магнітопроводу та втрат у сталі. Стандартні лінійні моделі АД не відображають цих ефектів, що обмежує точність розрахунків у режимах високих навантажень або в режимі ослаблення поля [38].

Продуктивність векторного керування може знижуватися через ігнорування втрат у залізі та ефектів насичення [39]. Тому важливо враховувати ці фактори у моделі АД та схемах керування. Існують два підходи для врахування ефектів насичення у моделі АД. У першому, відомому як спрощена модель, ефект насичення враховується шляхом підстановки нелінійної функції магнітної індуктивності в рівняння напруги лінійної моделі [40]. Другий підхід – це повна нелінійна модель, де варіація магнітної індуктивності у часі призводить до різних

рівнянь напруги у повній та лінійній моделі. В результаті у повній моделі з'являються додаткові терміни динамічного крос-насичення, які відсутні у спрощеній моделі [41].

Повна модель є більш точною [42] та має швидшу динамічну реакцію [43] у порівнянні зі спрощеною. Через нелінійний характер АД та широкий діапазон його роботи лінійний контролер, такий як пропорційно-інтегральний (PI), не завжди працює ефективно [44].

В останні десятиліття було запропоновано нелінійні методи керування АД, зокрема керування у ковзному режимі [45], лінеаризація зворотнім зв'язком [46, 47] та метод «backstepping» [48, 49]. Лінеаризація зворотного зв'язку (FL) часто усуває нелінійності, що може бути корисним для відпрацювання заданої траєкторії.

У роботі [17] розглянуто проблему асимптотичного відпрацювання моменту з оптимізацією MTPA для асинхронних машин із насиченням. У [50] ця проблема досліджувалась із припущенням лінійного магнітного кола для оптимізації MTPA. У цьому дослідженні для покращення точності відпрацювання моменту-потоку ефект насичення враховується при розробці регулятора. Ключовий внесок цього дослідження полягє у розробці нового регулятора момент-потік, який одночасно забезпечує асимптотичне плавне відпрацювання траєкторій моменту у всьому діапазоні моментів машини, а також відпрацювання потокозчеплення, що залежить від моменту, для досягнення оптимізації MTPA в сталому режимі. Розділення моменту і потоку дозволяє формулювати завдання на потік як статичну або динамічну функцію від завдання моменту, уникаючи невизначеності при переході моменту через нуль і покращуючи перехідні процеси струму статора. Запропонований підхід базується на методі лінеаризуючого зворотнім зв’язком керування і може бути застосованим як для прямого (на основі спостерігача потокозчеплення), так і для непрямого полеорієнтування.

1.4 Реалізація MTPA в режимах ослаблення поля

Як було зазначено вище, для підвищення енергоефективності електродвигунів змінного струму набули широкого поширення алгоритми керування із оптимізацією MTPA [51]-[55]. Через обмеження максимальної величини струму статора та напруги статора асинхронні двигуни зазвичай працюють у режимі постійного моменту нижче номінальної швидкості та в режимі постійної активної потужності при швидкості вище номінальної, тобто в режимі ослаблення поля [56], [57]. У режимі сталого моменту асинхронні двигуни зазвичай використовують номінальне збудження, тобто амплітуда потокозчеплення ротора залишається постійною [58], [59]. У режимі постійної активної потужності обмеження напруги повинно виконуватися шляхом зменшення амплітуди потоку ротора [60]-[62]. Графічна демонстрація роботи цих двох режимів показана на рис. 1.2.

На сьогодні дослідження керування ослабленням поля здебільшого зосереджені на тому, як досягти контролю максимального моменту в режимі ослаблення поля при обмеженнях напруги та струму [63]-[66]. Існують три основні алгоритми керування ослабленням поля для асинхронних двигунів. Перший метод передбачає, що збуджувальний струм обернено пропорційний до швидкості ротора в режимі ослаблення поля. Цей алгоритм простий, але не забезпечує оптимального керування залежно від навантажувального моменту [67]. Другий метод ґрунтується на точній моделі двигуна, що теоретично дозволяє отримати максимальний контроль моменту, але має високу залежність від параметрів та складні обчислення, що ускладнює практичне застосування [68]. Третій метод генерує збуджувальний струм на основі регулятора напруги. Цей метод забезпечує стабільність вихідного моменту, незалежно від параметрів двигуна, але підвищується складність регулятора напруги [69].

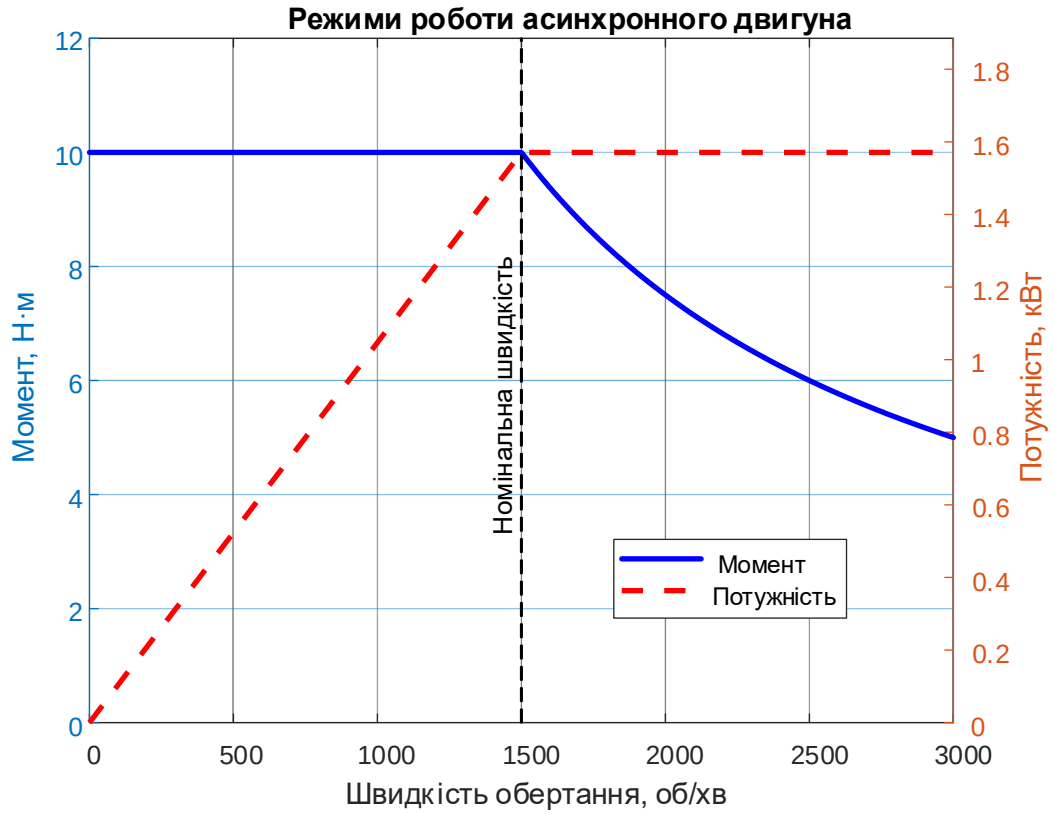

Рисунок 1.2 – Режим роботи з постійним моментом та режим роботи з постійною потужністю електродвигуна

У роботі [70] порівнюються чотири методи ослаблення поля, аналізуючи переваги та недоліки різних підходів. Ці чотири схеми керування повністю використовують доступні максимальні напругу та струм і можуть створювати максимальний можливий момент у всьому діапазоні ослаблення поля. У джерелі [71] застосовується модельне предиктивне керування для ослаблення поля, що підвищує стійкість системи. У [72] алгоритм з оптимізацією MTPA використовується для обчислення опорних значень збуджувального струму та струму моменту для асинхронних машин, але це дослідження не поширює MTPA для режиму ослаблення поля. У [2] пропонується алгоритм MTPA, заснований на виміряній кривій струм-момент, який не залежить від параметрів асинхронних машин та покращує стійкість системи. У цьому дослідженні стратегія MTPA поширюється на режим ослаблення поля. Спочатку формулюється задача оптимізації на всьому діапазоні швидкостей. Потім наведені аналітичні вирази оптимізаційної задачі для режиму постійного моменту, режиму постійної

активної потужності та режиму постійної напруги, що дозволяють отримати опорні значення потокоутворюючого та моментоутворюючого струму. В кінці, для відпрацювання опорних значень струму статора застосовується предиктивне керування струмом.

1.5 Оптимізація енергоефективності в тягових електроприводах

Для тягових приводів, зокрема в електромобілях (electric vehicle, EV), промислових та громадських транспортних засобах, критичною є енергоефективність, адже вона впливає на пробіг, витрати та розмір системи живлення. В умовах обмеженого ресурсу струму та напруги реалізація МТРА дозволяє зменшити енергоспоживання, особливо на малих і середніх навантаженнях. При цьому необхідно враховувати ефекти насичення, зміну параметрів під час роботи та високі вимоги до надійності. Деякі сучасні дослідження реалізують алгоритми асимптотичного відпрацювання моменту, засновані на нелінійних моделях.

Одним із найяскравіших прикладів тягової системи, де важлива енергоефективність, є сучасні електромобілі. Вони є майбутнім екологічного транспорту та важливим елементом у розвитку низьковуглецевої економіки [73, 74]. Електромобілі мають безліч переваг, таких як відсутність викидів, низькі витрати на обслуговування, економічність, безпека, популярність і зменшення шумового забруднення. Крім того, вони мають значний потенціал для покращення якості повітря у містах [74-76].

Силова електрична частина електромобіля складається з двигуна, силового перетворювача та контролера. Для різних типів автомобілів на нових джерелах енергії система приводу двигуна є ключовою технологією [74]. Основними характеристиками електродвигуна для EV є гнучке керування, висока ефективність, надійність та низький рівень шуму. Крім того, швидка і стійка реакція моменту є критично важливою для забезпечення необхідної миттєвої динаміки руху [76-79].

Високу ефективність пробігу EV на одному заряді можна досягти мінімізацією втрат, що є основою стратегії максимального моменту на Ампер [73, 80]. Для електроприводів існує кілька стратегій керування моментом на основі MTPA. Перший метод використовує таблиці пошуку (LUT) для визначення залежності між моментом, потокозчепленням та струмами осей d, q. На цю залежність впливають магнітне потокозчеплення та індуктивності осей d, q [80]. Однак насичення магнітного поля та температурні ефекти впливають на параметри машини, і LUT не завжди забезпечує оптимальні MTPA-умови. Альтернативний підхід полягає у поступовому визначенні оптимального опорного значення потоку [81, 82]. Цей метод використовує математичне моделювання для оцінки потоку статора безпосередньо від заданого моменту, відповідно до умов MTPA. Він пропонує просте рішення, яке легко реалізувати, а також є малочутливим до параметрів, оскільки варіації параметрів двигуна можна включити у розрахунки.

Привід високої продуктивності повинен відстежувати необхідну задану швидкість навіть при змінах навантаження, насиченні та варіаціях параметрів. Традиційні регулятори P, PI та PID потребують точної моделі керованої системи, яка дає повний опис її динаміки. Однак проєктування таких регуляторів без точної моделі є складним завданням, і вони вимагають ретельного налаштування, а також не можуть ефективно реагувати на змінні параметри системи. Крім того, шум, температура, насичення та невідомі динамічні зміни навантаження можуть негативно впливати на їхню продуктивність [83, 84].

1.6 Алгоритми MTPA для скалярного та векторного керування

Векторне керування, особливо у формі непрямого векторного керування з орієнтацією на потік (FOC), забезпечує точне регулювання моменту і потоку. Однак воно вимагає оцінювання або вимірювання кутового положення ротора, що потребує додаткових давачів або складних спостерігачів, як показано у [85]-[88].

Альтернативою є скалярне керування типу v/f, яке простіше в реалізації та дешевше, але має нижчу динаміку. Цей метод керування регулює лише величину та частоту вектора напруги статора, щоб підтримувати постійний потік у повітряному зазорі між статором і ротором.

Співвідношення v/f можна легко визначити, знаючи номінальну напругу та частоту двигуна з його паспортної таблички. Сталий потік у повітряному зазорі забезпечує стійкість АД при створенні моменту на всіх діапазонах роботи [89]-[93].

Тому скалярний метод зазвичай використовується для низьковартісної реалізації та простого керування для кінцевого користувача у багатьох застосуваннях, таких як вентилятори або насоси, які не потребують високої динаміки [89], [90]. Однак цей метод керування знижує ефективність системи при малих навантаженнях через надмірний струм статора.

Стратегії керування для підвищення ефективності приводів АД активно досліджувалися у [94]-[105]. А саме, у [94]-[96], [7], [17] модель втрат АД аналізувалася для визначення струму потоку ротора, необхідного для покращення ефективності. Однак ці методи не можуть бути застосовані для систем із скалярним керуванням через потребу у визначенні кутового положення вектору потокозчеплення ротора та регулювання струму по осі d.

При використанні скалярного частотного керування в електроприводі мінімізацію втрат можна досягти на основі моделі втрат машини [97]-[99], методу пошуку [100]-[102] та методу керування ковзанням [103]-[105].

У [97] мінімізація втрат виконувалася за допомогою оптимального v/f співвідношення, використовуючи таблицю пошуку (LUT), отриману в ході офлайн-тестів. Відповідна команда напруги отримувалася з LUT, що покращувало ефективність на всіх швидкостях роботи та роботі з навантаженням. Однак LUT потребує дорогих і тривалих офлайн обчислень для кожної машини. У [98] підхід використовує струм статора як вхідний параметр регулятора втрат, який також вимагає офлайн-тестування для визначення параметрів моделі втрат.

Метод запропонований у [99] представляє стратегію регулювання потоку в повітряному зазорі на основі розрахунку втрат потужності, що може застосовуватися як до векторно-керованих, так і до скалярно-керованих приводів.

Однак цей метод потребує точних параметрів машини та інтенсивних обчислень. Крім того, ефективність методів у [97]-[99] може суттєво погіршуватись через варіації параметрів машини.

У [100] запропоновано метод пошуку із коригуванням потоку ротора для мінімізації споживаної потужності. Основною перевагою цього методу є відсутність необхідності у параметрах машини, тому керування є робастним до варіацій параметрів. Однак цей метод досягає оптимальної робочої точки відносно повільно порівняно з іншими методами, оскільки завдання потоку змінюється поступово для виявлення мінімальної споживаної потужності.
Щоб вирішити цю проблему, у алгоритмі із [101] запропоновано відпрацювання мінімального струму статора шляхом корекції співвідношення v/f або його еквівалентних змінних.

В [103]-[105] запропоновано метод оптимального керування ковзанням, який зберігає сталу частоту ковзання при відносно низькому навантаженні, що знижує потік у повітряному зазорі та струм статора, покращуючи ефективність.
Однак розрахунок частоти ковзання вимагає параметрів ротора, таких як опір ротора, який дуже чутливий до температурних змін [106]-[109]. Опір ротора може подвоїтися через тепловий ефект, що показано в [107], [108]. Звідси зрозуміло, що продуктивність легко погіршується через помилку оптимального ковзання, спричинену змінами в опорі ротора.

У дослідженні [110] представлено новий метод керування МТРА, що покращує ефективність скалярно-керованого електроприводу асинхронного двигуна.

Оптимальне співвідношення v/f використовується при низьких навантаженнях, регулюючи величину напруги на основі реактивної потужності.

ПІ-регулятор застосовується для регулювання співвідношення v/f на основі миттєвої реактивної потужності, що прискорює час встановлення до оптимального v/f співвідношення та зменшує коливання струму.

Крім того, запропонований алгоритм керування є стійким до варіацій параметрів машини. Метод потребує лише індуктивність статора, індуктивність ротора та індуктивність намагнічування, які можуть бути компенсовані за допомогою запропонованого методу онлайн-компенсації похибок параметрів. Також цей метод не потребує оцінки кутового положення вектору потокозчеплення ротора, необхідного для реалізації векторного керування.

1.7 Аспекти застосування MTPA у динаміці

Однією з головних проблем при переході до режимів високої ефективності є інерційність процесу формування потоку. Через велику сталу часу ротора потік повільно реагує на зміну струму по осі d, що обмежує динаміку моменту. У відповідь на це розроблено методики, які дозволяють у перехідних процесах спрямовувати більшу частину струму на створення моменту, поки формується потрібний потік. Також досліджуються комбіновані стратегії з динамічним коригуванням струмів, які забезпечують як високу швидкодію, так і енергоефективність.

Система керування із постійним потоком ротора забезпечує відмінну динаміку крутного моменту, але співвідношення між крутним моментом і струмом не є оптимальним. Щоб оптимізувати потік ротора та досягти найкращого співвідношення між моментом і струмом статора, використовується стратегія максимального моменту на ампер (MTPA).

Експериментальні дані підтверджують переваги стратегії MTPA, яка не враховує опір ротора, порівняно із системами керування, що підтримують постійний потік ротора [111]. У [35] досліджено вплив температури на сталий вихідний крутний момент MTPA, і запропоновано адаптивну стратегію керування MTPA.

Наразі дослідження МТРА здебільшого зосереджені на стаціонарних режимах, проте перехідні процеси при використанні МТРА та її вплив на динамічні характеристики двигуна ще не достатньо вивчені.

З метою підвищення швидкодії системи за крутним моментом, у роботі запропоновано нову стратегію керування за критерієм максимального моменту на ампер. Суть цієї стратегії полягає в тому, щоб максимально використовувати доступний струм, що відповідає за створення крутного моменту, для компенсації інерційного процесу нарощування потокозчеплення ротора. Таким чином, замість того щоб частина струму йшла на повільне формування потокозчеплення, вона спрямовується на безпосереднє забезпечення крутного моменту, що дозволяє пришвидшити реакцію електропривода на зміну навантаження.

Основні рівняння векторного керування можна отримати шляхом аналізу рівнянь напруги ротора та рівнянь потоку ротора у синхронній системі координат. Оскільки вісь d збігається з напрямком вектора потоку ротора, то компонента потоку уздовж осі q дорівнює нулю; у цьому випадку отримуємо

$$R_r r_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} = 0, \tag{1.1}$$

$$R_r r_{rd} - (\omega_s - \omega_m)\psi_{rd} = 0, \tag{1.2}$$

$$\psi_{rd} = L_m i_{sd} + L_r i_{rd}, \tag{1.3}$$

$$L_m i_{sd} + L_r i_{rd} = 0. \tag{1.4}$$

Розв’язуючи разом рівняння (1.3) та (1.4), отримуємо рівняння динаміки потоку ротора (1.5). З цього рівняння випливає, що потік ротора залежить лише від струму статора вздовж осі d, тоді як динаміка потоку залежить від зміни потоку ротора вздовж осі d та роторної сталої τ_r (1.6)

$$\tau_r \frac{d\psi_{rd}}{dt} + \psi_{rd} = L_m i_{sd}, \tag{1.5}$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}. \tag{1.6}$$

При використанні векторного керування зазвичай застосовується робота при номінальному потоці зі швидкістю, нижчою за номінальну, дотримуючись закону $1/\omega_r$ (або аналогічного) у зоні ослаблення потоку. Це забезпечує швидку динамічну реакцію, але збільшує теплові втрати та втрати в сталі.

При тривалій роботі двигуна та низькому навантаженні на вал такі втрати можуть бути значними; зменшення магнітного потоку ротора дозволяє уникнути цих втрат, але знижує динаміку системи [111-112], [17].

Зміна або збільшення навантаження вимагатиме збільшення магнітного потоку, а швидкість його зростання також буде залежати від обмежень частотного перетворювача за струмом та напругою. На рис. 1.3 графічно представлено у відносних одиницях робочу область електроприводу при врахуванні обмежень напруги та струму.

На рис. 1.4 показано оптимальну траєкторію струмів при використанні стратегії MTPA (без врахування втрат). На цьому рисунку криві різного кольору – це ізолінії постійного моменту. Вони показують всі комбінації струмів i_d (на осі абсцис) та i_q (на осі ординат), які забезпечують однаковий момент двигуна. Чим вище розташована крива, тим більший момент вона відповідає. Блакитна дугоподібна крива, яка є частиною дуги кола, представляє обмеження по максимальному струму статора, тобто геометричну межу струмового вектора. Стрілкою 1 показано формування траєкторії реалізації для стратегії максимального моменту на ампер. Цей вектор струму йде вздовж напрямку, що забезпечує максимальне співвідношення момент-струм статора. Тобто для кожної величини моменту вибирається така комбінація i_d, i_q, яка дає цей момент при найменшому можливому загальному струмі. Вертикальна пунктирна лінія показує номінальне значення струму збудження $i_{d\,ном}$, що часто використовується в класичних схемах керування без MTPA. Стратегія MTPA дозволяє зменшити загальний струм статора при тих самих вимогах до моменту, що безпосередньо веде до зниження втрат у міді. З графіка видно, що траєкторія MTPA не проходить через точку з постійним i_d, i_q – на відміну від традиційного керування, MTPA адаптує струми i_d, i_q динамічно відповідно до навантаження.

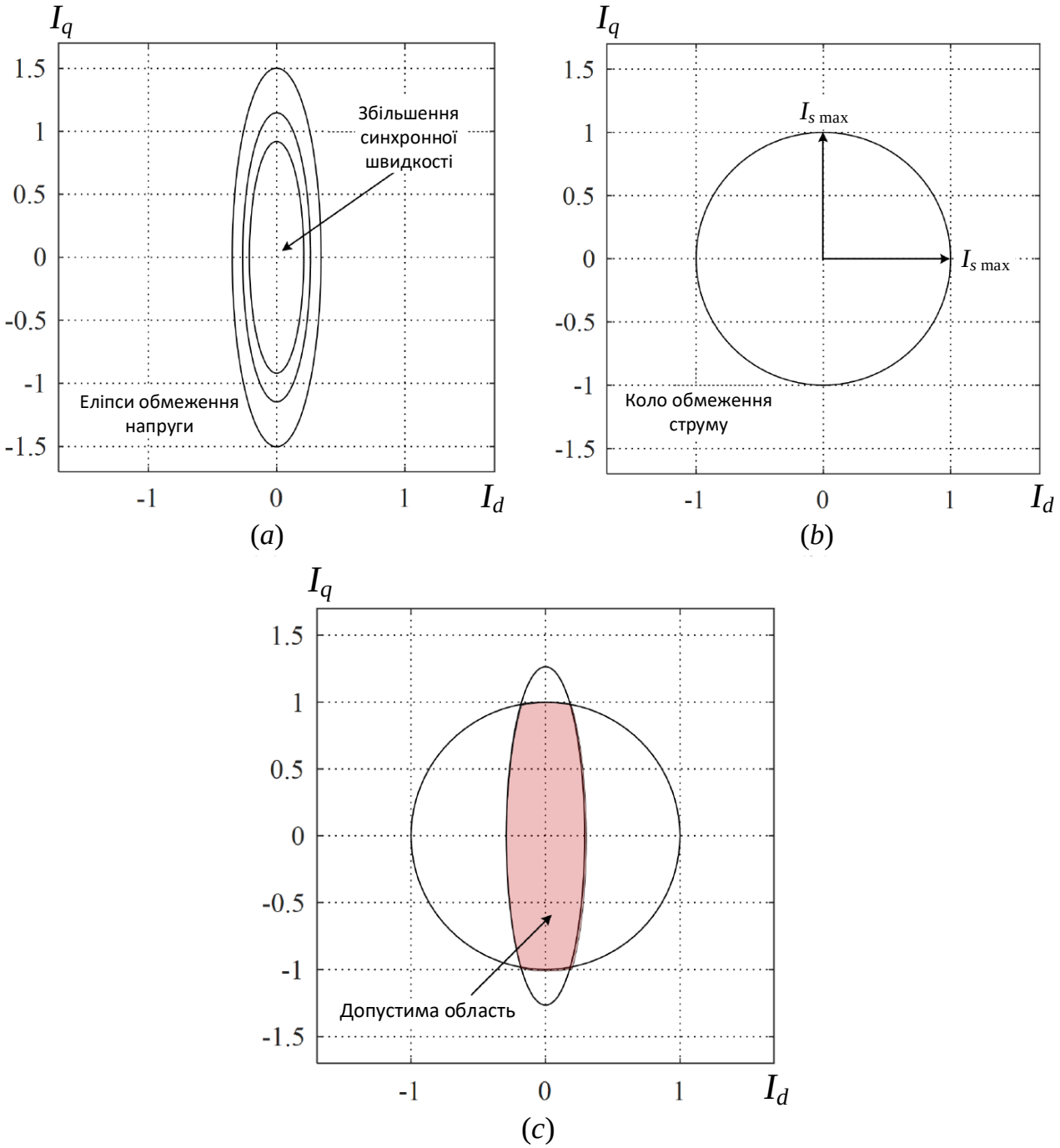

Рисунок 1.3 – Обмеження за напругою та струмом силового перетворювача електроприводу

Ефективність стратегії керування MTPA, яка не враховує опір ротора, порівняно із системою керування, що підтримує потік ротора на номінальному рівні, була розкрита у [35].

Наразі дослідження MTPA здебільшого зосереджені на стаціонарних режимах та розробці алгоритмів керування, які враховують втрати та зміни

параметрів машини під час роботи. Однак перехідні процеси MTPA та її вплив на динамічні характеристики двигуна ще недостатньо вивчені.

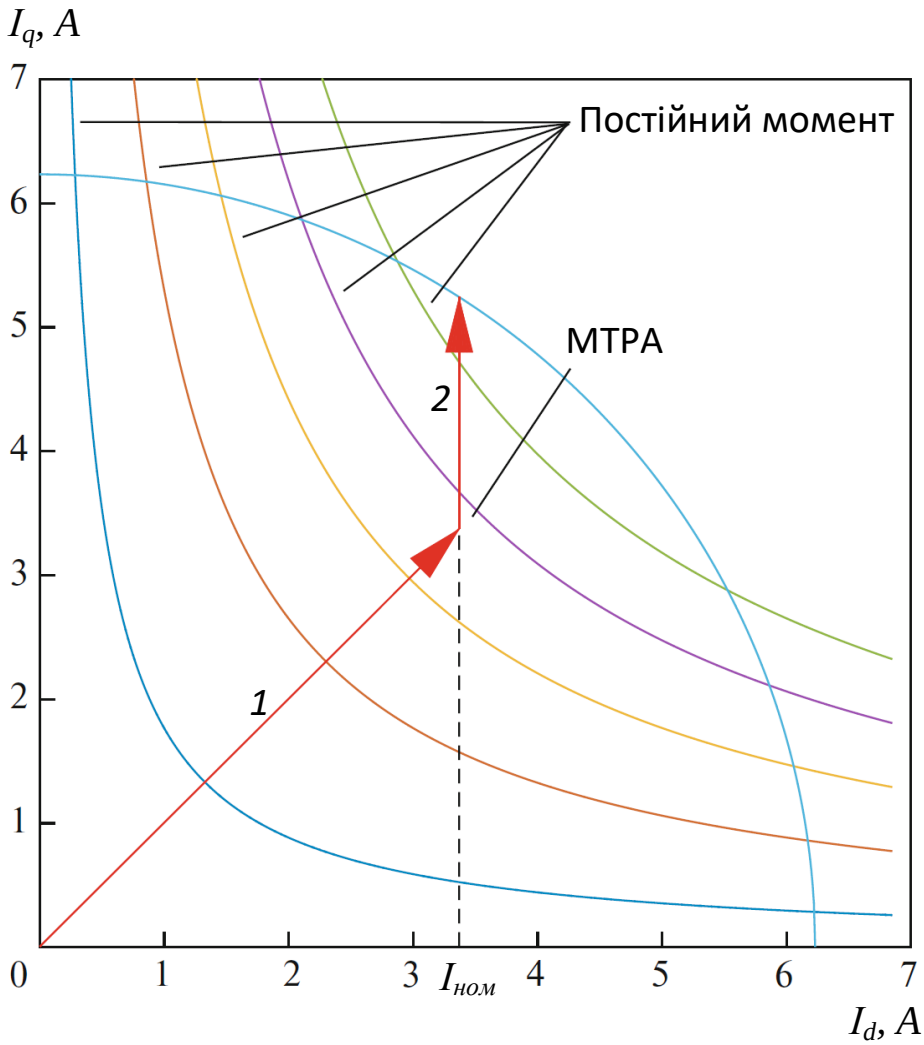

Рисунок 1.4 – Оптимальна траєкторію струмів при MTPA без врахування втрат

Швидкість реакції моменту на керуючу команду при використанні MTPA значно знижується через велику часову сталу часу ротора асинхронного двигуна (АД), яка впливає на швидкість зростання потоку при зміні струму уздовж осі d.

Щоб підвищити динаміку стратегії керування MTPA, необхідно прискорити процес намагнічування ротора АД шляхом використання доступного запасу струму, враховуючи обмеження інвертора за струмом, що прискорить процес створення необхідного моменту.

Щоб оптимізувати рівень потоку та досягти найбільш ефективного співвідношення між моментом і струмом, використовується керування максимальним моментом на ампер (MTPA), яке часто застосовується для

керування асинхронними двигунами (АД). При лінеаризації магнітної системи машини умова мінімального струму досягається при певному співвідношенні складових струму статора, що представлені на рис. 1.5.

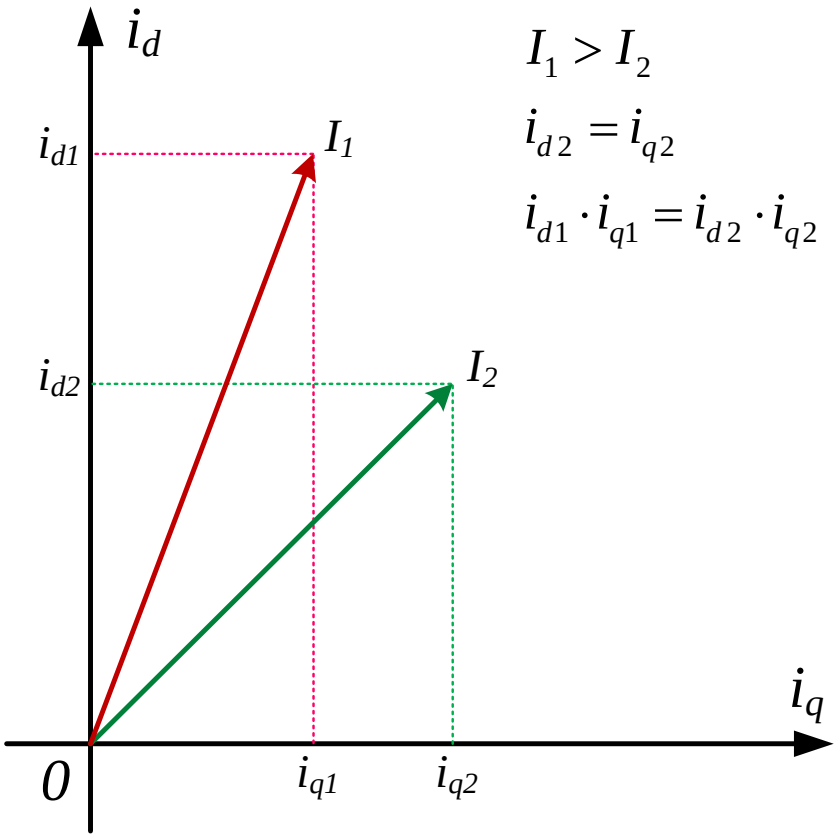

Рисунок 1.5 – Демонстрація мінімального значення модуля струму для МТРА

1.8 Висновки до розділу 1

Проведений аналітичний огляд засвідчив актуальність та перспективність стратегії максимального моменту на Ампер як одного з ключових напрямів розвитку енергоефективного керування асинхронними двигунами. Враховуючи сучасні вимоги до зниження енергоспоживання, автономності електроприводів та сталого розвитку, дана стратегія демонструє значний потенціал підвищення ККД електромеханічних систем, особливо в умовах складних і змінних режимів роботи.

Основні результати огляду наступні.

1. Встановлено, що стратегія МТРА дозволяє зменшити втрати в обмотках двигуна та підвищити загальну ефективність системи керування.

2. Розглянуто різні підходи до реалізації МТРА – як пошукові, так і модельно-орієнтовані. На основі наукової літератури оцінено їх придатності до високодинамічних режимів роботи.

3. Проаналізовано вплив нелінійностей моделі асинхронного двигуна на точність реалізації МТРА, особливо за умов змін навантаження та температури.

4. На основі наукової літератури досліджено поведінку електроприводу в режимах ослаблення поля, що дало змогу оцінити адаптивність МТРА до обмежень по напрузі.

5. Розглянуто спрощені методи реалізації МТРА у системах скалярного керування (типу v/f) з використанням реактивної потужності або фазового зсуву, що дозволяє досягати енергоефективності в недорогих або бездатчикових системах електроприводу.

6. Визначено критичні динамічні чинники – зокрема інерційність потокозчеплення та сталі часу ротора – які обмежують ефективність МТРА у високодинамічних режимах роботи.

7. Сформовано цілісну технічну та теоретичну базу для подальших досліджень ефективної реалізації МТРА в динамічних режимах роботи асинхронного електроприводу.

Отримані результати огляду відіграють ключову роль у формуванні фундаменту для цілеспрямованого аналізу ефективності МТРА в динамці. Виявлені залежності та обмеження дозволяють переходити від загальної оцінки потенціалу стратегії до її кількісної характеристики в межах динамічних режимів. Це, у свою чергу, відкриває можливість визначити конкретні умови, за яких реалізація МТРА є енергетично доцільною, а також ті, за яких стандартні алгоритми векторного керування можуть виявитися більш ефективними. Таким чином, проведене дослідження наукових джерел створює чіткий орієнтир для розробки експериментальних сценаріїв, побудови математичних моделей і формулювання критеріїв ефективності, що забезпечить подальше просування в напрямі енергооптимального керування асинхронними електроприводами.

2 АЛГОРИТМИ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ ІЗ ОПТИМІЗАЦІЄЮ МТРА

2.1 Математична модель АД

Для виконання досліджень використовувується модель асинхронного двигуна [113], яка справедлива для наступних припущень:

А.1. Магнітопровід машини не насичується і має безкінечну магнітну проникність, втрати на гістерезис та вихрові струми незначні тому їх можна не враховувати.

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

А.3. Матриця індуктивностей $L(\theta)$ розміром (n+m) × (n+m) симетрична та є позитивно визначеною, це означає, що $L(\theta) = L^{T}(\theta) > 0$, де т – знак транспонування.

А.4. Індуктивності розсіювання не залежать від кутового положення ротора електричної машини.

Нижче представлено еквівалентну двофазну математичну модель АД виражену через струми статора та потокозчеплення ротора у стаціанарній системі координат (*a*-*b*):

$$
\begin{aligned}
&\dot{\theta} = \omega,\\
&\dot{\omega} = \frac{1}{J}(M - M_c) - \nu\omega,\ M = \frac{3}{2}\frac{L_m}{L_2} p_n(\psi_{2a} i_{1b} - \psi_{2b} i_{1a}),\\
&\dot{i}_{1a} = -\gamma i_{1a} + \alpha\beta\psi_{2a} + \beta p_n \omega \psi_{2b} + \frac{1}{\sigma} u_{1a},\\
&\dot{i}_{1b} = -\gamma i_{1b} + \alpha\beta\psi_{2b} - \beta p_n \omega \psi_{2a} + \frac{1}{\sigma} u_{1b},\\
&\dot{\psi}_{2a} = -\alpha\psi_{2a} - p_n \omega \psi_{2b} + \alpha L_m i_{1a},\\
&\dot{\psi}_{2b} = -\alpha\psi_{2b} + p_n \omega \psi_{2a} + \alpha L_m i_{1b},
\end{aligned}
\qquad (2.1)
$$

де ω – кутова швидкість ротора, $(i_{1a}, i_{1b})^{T}$ – компоненти вектора струму статора в системі координат (a-b), $(\psi_{2a}, \psi_{2b})^{T}$ – компоненти вектора потокозчеплень

ротора, $(u_{1a}, u_{1b})^T$ – компоненти вектора напруги статора, M – електромагнітний момент двигуна, M_c – момент навантаження, ν – коефіцієнт в'язкого тертя, p_n – кількість пар полюсів, θ – кутове положення.

Додатні константи, що відносяться до електричних і механічних параметрів АД, визначені таким чином

$$\alpha = \frac{R_2}{L_2},\ \sigma = L_1 - \frac{L_m^2}{L_2},$$
$$\beta = \frac{L_m}{\sigma L_2},\ \mu = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{J L_2}, \qquad (2.2)$$
$$\gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha L_m \beta.$$

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

У векторному керуванні асинхронним двигуном ключову роль відіграє перетворення координат з двофазної (*a-b*) системи координат у обертову систему (*d-q*), орієнтовану за вектором потокозчеплення ротора. Необхідність такого переходу зумовлена тим, що в природному вигляді струми та напруги в обмотках двигуна мають синусоїдальний і часозалежний характер, що значно ускладнює аналіз і конструювання алгоритмів керування.

Перехід у обертову (*d-q*) систему координат, прив'язану до вектора потокозчеплення ротора, дозволяє розглядати змінні струми як сигнали постійного струму. У такому випадку струм по осі *d* відповідає за утворення потокозчеплення ротора, а струм за віссю *q* відповідає за утворення моменту електродвигуна. Це дає змогу розділити керування моментом і магнітним потоком, як в двигунах постійного струму із незалежним збудженням. Завдяки цьому з'являється можливість реалізувати точне та швидке регулювання електромагнітного моменту, що є основною метою векторного керування.

Визначимо змінні в обертовій системі координат потокозчеплення ротора. Перетворення системи координат задається виразами [113]

$$x^{(d-q)} = e^{-\mathbf{J}\theta_0} x^{(a-b)},$$
$$x^{(a-b)} = e^{\mathbf{J}\theta_0} x^{(d-q)}, \qquad (2.3)$$
$$e^{-\mathbf{J}\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos\varepsilon_0 & \sin\varepsilon_0 \\ -\sin\varepsilon_0 & \cos\varepsilon_0 \end{bmatrix},\ e^{\mathbf{J}\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos\varepsilon_0 & -\sin\varepsilon_0 \\ \sin\varepsilon_0 & \cos\varepsilon_0 \end{bmatrix},$$
$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix},$$

де $x^{(y-z)}$ – визначає двомірні вектори напруги, струму, потокозчеплення.

За рахунок перетворення (2.3) модель (2.1) набуває наступного вигляду [113]

$$\begin{aligned}
&\dot{\theta} = \omega \\
&\dot{\omega} = \frac{1}{J}(M - M_c),\ M = \frac{3}{2}\frac{L_m}{L_2} p_n (\psi_{2d} i_{1q} - \psi_{2q} i_{1d}) \\
&\dot{i}_{1d} = -\gamma i_{1d} + \alpha\beta\psi_{2d} + \beta p_n \omega \psi_{2q} + \frac{1}{\sigma} u_{1d} + \omega_0 i_{1q} \\
&\dot{i}_{1q} = -\gamma i_{1q} + \alpha\beta\psi_{2q} - \beta p_n \omega \psi_{2d} + \frac{1}{\sigma} u_{1q} - \omega_0 i_{1d} \qquad (2.4) \\
&\dot{\psi}_{2d} = -\alpha\psi_{2d} + \omega_2 \psi_{2q} + \alpha L_m i_{1d} \\
&\dot{\psi}_{2q} = -\alpha\psi_{2q} - \omega_2 \psi_{2d} + \alpha L_m i_{1q} \\
&\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0,\ \varepsilon_0(0) = 0,
\end{aligned}$$

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

2.2 Загальна постановка задачі векторного керування

Визначимо особливості виконання орієнтації за полем АД при векторному керуванні. Коли вектор потокозчеплення ротора вважається відомим ε_ψ (ідеалізований випадок), тоді умова $\varepsilon_0 = \varepsilon_\psi$ в (2.3) гарантує, що вісь d системи координат (d – q) збігається із напрямом вектора потокозчеплення ротора (рис. 2.1), тобто виконується така умова

$$\begin{aligned} \psi_{2d} &= |\psi_2|, \\ \psi_{2q} &\equiv 0. \end{aligned} \tag{2.5}$$

На рисунку 2.1 показано розташування векторів у моделі асинхронного двигуна в координатах векторного керування.

Стаціонарна система координат позначена осями *a* та *b*, у якій визначається реальний вектор струму i_1.

Обернена система координат *d-q* орієнтована за вектором потокозчеплення ротора (ψ_2), де: вісь d збігається з напрямком ψ_2, і в цьому напрямку проєктується активна складова струму i_{1d}, яка відповідає за формування потоку, вісь q є ортогональною до осі d, і вздовж неї діє складова i_{1q}, яка визначає створення моменту.

Кути ε_0 і ε_ψ показують кутове положення векторів струму і потоку відносно фіксованої осі *a*. Таке представлення дозволяє реалізувати незалежне керування потоком і моментом.

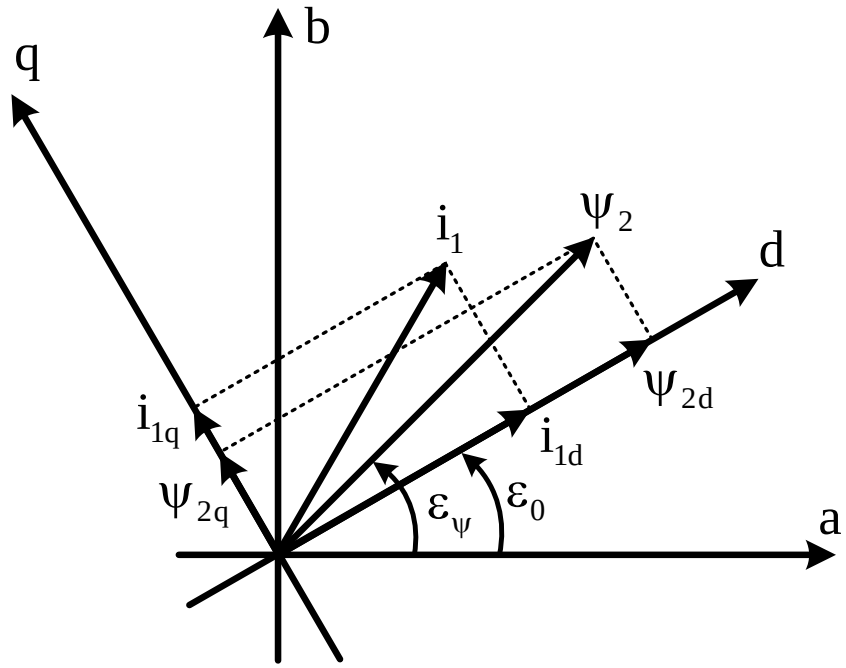

Рисунок 2.1 – Розташування векторів АД

Умова (2.5) досягається при $\varepsilon_0 = \varepsilon_\psi$ в (2.3) й визначає ідеальну орієнтацію за вектором потоку ротора, а система координат (*d-q*) в такому випадку є ідеально орієнтованою за вектором потокозчеплення ротора.

Проте для забезпечення умови $\varepsilon_0 = \varepsilon_\psi$ в реальному електроприводі на основі АД необхідно або вимірювати потокозчеплення, або якимось чином його оцінювати. На практиці вектор потокозчеплення в АД не вимірюється, оскільки це сильно ускладнює конструкцію системи. Зазвичай для визначення вектора потокозчеплення застосовуються два стандартні підходи: пряма та непряма орієнтація за полем машини. Пряма орієнтація (direct FOC, DFOC) базується на використанні в алгоритмі керування спостерігача потокозчеплення, який в найпростішому випадку може бути представлений рівняннями роторного кола АД. Для непрямої орієнтації (indirect FOC, IFOC) за полем машини використовується розімкнений регулятор потокозчеплення, тобто вважається, вісь *d* системи координат (*d-q*) збігається із напрямом вектора заданого потокозчеплення $\varepsilon_0 = \varepsilon_{\psi^*}$. В цьому підході вважається, що в двигуні створюється таке потокозчеплення, яким воно задане, тобто задане потокозчеплення приймається за фактичне.

Такий розгляд дозволяє виконати декомпозицію початкової моделі (2.4) на електромеханічну та електромагнітну підсистеми, які між собою є розв'язаним. Виходячи із цього, сформулюємо задачу відпрацювання моменту та модуля потокозчеплення в наступний спосіб. При цьому перша та друга похідні траєкторій заданого моменту та потокозчеплення обмежені та відомі. Для моделі АД, яка задана в довільній системі координат (*d-q*) рівняннями (2.4), розробити вирази для керуючих напруг $u_1^{(d\text{-}q)} = \left(u_{1d}, u_{1q}\right)^T$ на основі вимірюваного вектора змінних стану $y = \left(\theta, \omega, i_{1d}, i_{1q}\right)^T$, які гарантують асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту M^* та модуля вектора потокозчеплення ротора $\psi^*(t) > 0$, тобто забезпечити умови

$$\begin{aligned} \lim_{t\to\infty} \tilde{M} &= 0, \\ \lim_{t\to\infty} \tilde{\psi} &= 0, \end{aligned} \tag{2.6}$$

де $\tilde{M} = M - M^*$, $\tilde{\psi} = |\psi_2| - \psi^*$,

при виконанні умови асимптотичної орієнтації за вектором потокозчеплення ротора

$$\lim_{t\to\infty}\psi_{2q}=0. \tag{2.7}$$

2.3 Формулювання алгоритму стандартного DFOC

Формулювання алгоритму векторного керування з прямою орієнтацією за вектором потокозчеплення ротора [114] є ключовим етапом для забезпечення точного та ефективного керування асинхронним електроприводом. Такий підхід дозволяє здійснити декомпозицію струму на незалежні складові, що відповідають за формування потоку (осі d) та моменту (осі q), що є фундаментом для побудови більш складних алгоритмів керування. На основі цієї базової стратегії далі розробляються алгоритми векторного керування з оптимізацією за критерієм максимуму моменту на Ампер, які дозволяють досягати вищої енергетичної ефективності в широкому діапазоні навантажень.

Запишемо рівняння алгоритму стандартного векторного керування моментом при прямій орієнтації за вектором потокозчеплення ротора на основі спостерігача потокозчеплення зниженого порядку.

Асимптотично лінеаризуючий регулятор

$$\begin{pmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \end{pmatrix} = e^{J\varepsilon_0}\begin{pmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{pmatrix};\ \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{pmatrix} = e^{-J\varepsilon_0}\begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \end{pmatrix}, \tag{2.8}$$

$$\begin{pmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{pmatrix} = \sigma\begin{pmatrix} -\omega_0 i_{1q} + v_d \\ \omega_0 i_{1d} + v_q \end{pmatrix}, \tag{2.9}$$

$$\begin{pmatrix} \cos\varepsilon_0 \\ \sin\varepsilon_0 \end{pmatrix} = \frac{1}{|\hat{\psi}_2|}\begin{pmatrix} \hat{\psi}_{2a} \\ \hat{\psi}_{2b} \end{pmatrix}, \tag{2.10}$$

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\psi}}_{2a} &= -\alpha\hat{\psi}_{2a} - p_n\omega\hat{\psi}_{2b} + \alpha L_m i_{1a}, \\ \dot{\hat{\psi}}_{2b} &= -\alpha\hat{\psi}_{2b} + p_n\omega\hat{\psi}_{2a} + \alpha L_m i_{1b}, \\ |\hat{\psi}_2| &= \sqrt{\hat{\psi}_{2a}^2 + \hat{\psi}_{2b}^2} \end{aligned} \tag{2.11}$$

Алгоритм відпрацювання модуля потокозчеплення

$$\begin{aligned} i_{1d}^{*} &= \frac{1}{\alpha L_m}\left(\alpha\psi^{*} + \dot{\psi}^{*} - k_{\psi}\tilde{\tilde{\psi}} - x_{\psi}\right), \\ x_{\psi} &= k_{\psi i}\tilde{\tilde{\psi}}, \end{aligned} \tag{2.12}$$

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

Алгоритм відпрацювання моменту

$$i_{1q}^{*} = \frac{1}{\mu_1 \psi^{*}} M^{*}, \;\; \mu_1 = \frac{3L_m}{2L_2} p_n. \tag{2.13}$$

Алгоритм регулятора струму по осі d

$$\begin{aligned} v_d &= -k_{id1}\tilde{i}_{1d} - x_d + \gamma i_{1d}^{*} - \alpha\beta\left|\hat{\psi}_2\right| + \dot{i}_{1d}^{*}, \\ \dot{x}_d &= k_{iid}\tilde{i}_{1d}, \\ \dot{i}_{1d}^{*} &= \frac{1}{\alpha L_m}\left\{\alpha\dot{\psi}^{*} + \ddot{\psi}^{*} - \alpha L_m k_{\psi}\tilde{i}_{1d} + \left[k_{\psi}\left(\alpha + k_{\psi}\right) - k_{\psi i}\right]\tilde{\tilde{\psi}} - k_{\psi}x_{\psi}\right\}. \end{aligned} \tag{2.14}$$

Алгоритм регулятора струму по осі q

$$\begin{aligned} v_q &= -k_{iq1}\tilde{i}_{1q} - x_q + \gamma i_{1q}^{*} + \beta p_n \omega\left|\hat{\psi}_2\right| + \dot{i}_{1q}^{*}, \\ \dot{x}_q &= k_{iiq}\tilde{i}_{1q}, \\ \dot{i}_{1q}^{*} &= \frac{1}{\mu_1}\left(\frac{\dot{M}^{*}}{\psi^{*}} - \frac{M^{*}\dot{\psi}^{*}}{\left(\psi^{*}\right)^2}\right), \end{aligned} \tag{2.15}$$

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

Рівняння спостерігача вектора пртокозчеплення ротора (2.10), (2.11) в системі координат (d – q) запишуться наступним чином

$$\left|\dot{\hat{\psi}}_2\right| = -\alpha\left|\hat{\psi}_2\right| + \alpha L_m i_d, \tag{2.16}$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = p_n\omega + \frac{\alpha L_m i_{1q}}{\left|\hat{\psi}_2\right|}. \tag{2.17}$$

На рис. 2.2 представлена функціональна схема системи відпрацювання моменту та потокозчеплення при прямому векторному керуванні АД.

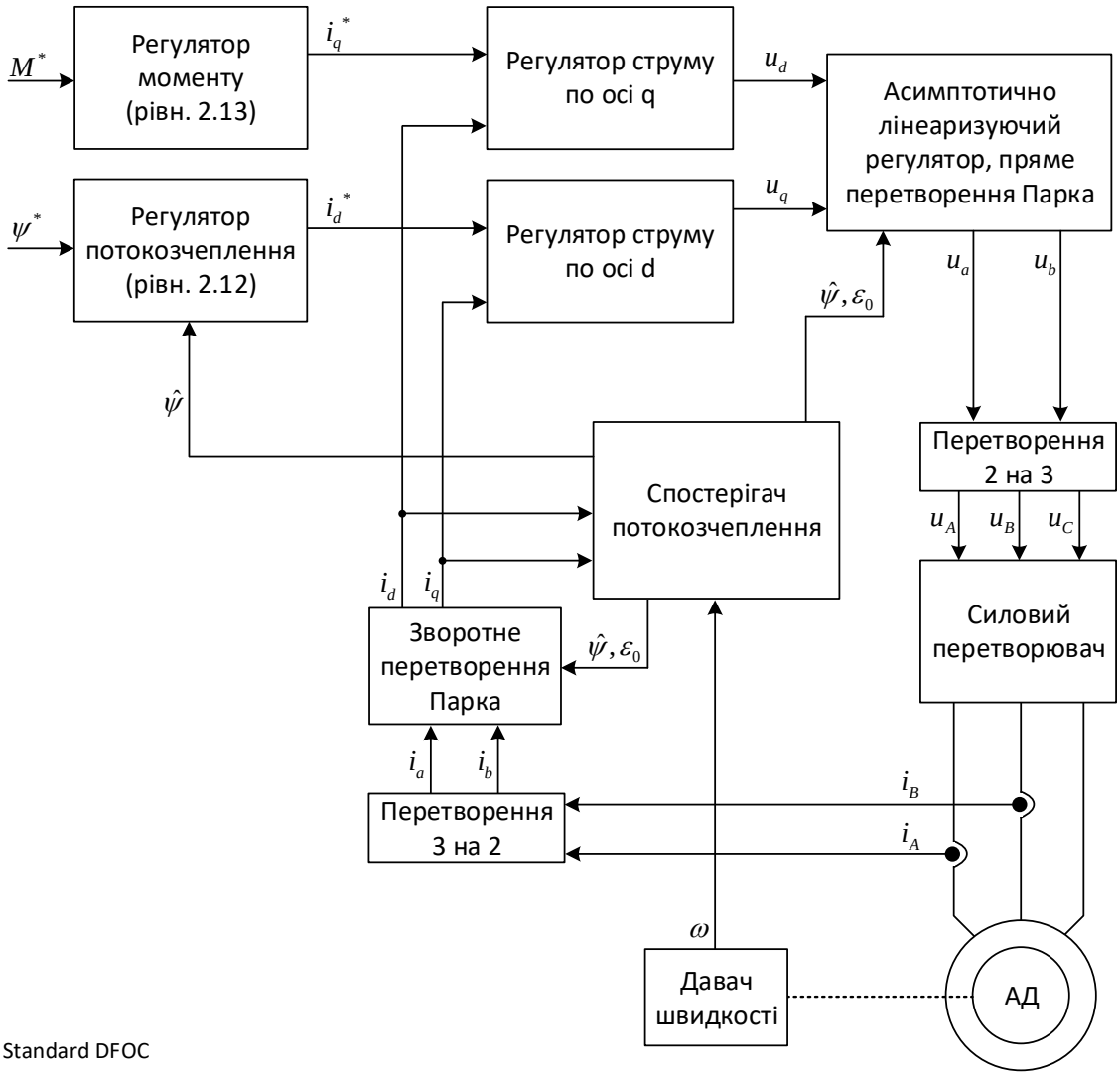

Рисунок 2.2 – Функціональна схема системи відпрацювання моменту та потокозчеплення при прямому векторному керуванні АД

Функціональна схема електроприводу показує взаємодію основних частин системи, таких як інвертор, двигун, регулятори, і дає уявлення про принцип роботи електроприводу загалом. Однак для повного аналізу системи також важливо розглядати структурну схему алгоритму векторного керування, оскільки вона деталізує внутрішню логіку керування, включаючи орієнтацію за вектором потокозчеплення, роботу ПІ-регуляторів, перетворення координат та інші елементи. Структурна схема алгоритму векторного керування при прямій орієнтації за вектором потокозчеплення ротора представлена на рис. 2.3.

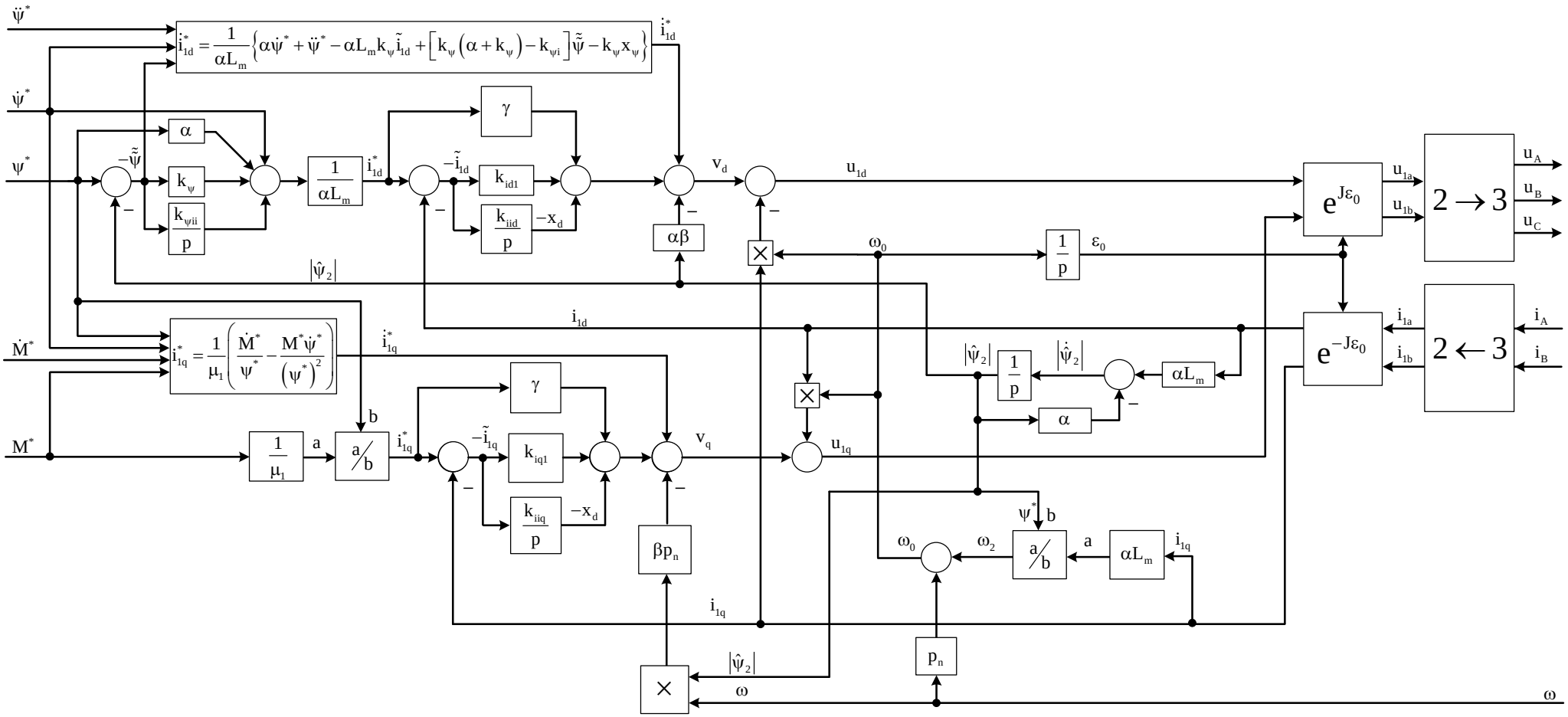

Рисунок 2.3 – Структурна схема алгоритму прямого векторного керування

2.4 Формулювання алгоритму стандартного IFOC

Запишемо рівняння алгоритму стандартного векторного керування моментом при непрямій орієнтації за вектором потокозчеплення ротора в синхронній системі координат (*d-q*).

Алгоритм відпрацювання модуля потокозчеплення

$$i^*_{1d} = \frac{1}{\alpha L_m}\left(\alpha\psi^* + \dot{\psi}^*\right), \tag{2.18}$$

Алгоритм відпрацювання моменту

$$i^*_{1q} = \frac{1}{\mu_1\psi^*}M^*, \;\; \mu_1 = \frac{3L_m}{2L_2}p_n. \tag{2.19}$$

Алгоритм регулятора струму по осі d

$$\begin{aligned} v_d &= -k_{id1}\tilde{i}_{1d} - x_d + \gamma i^*_{1d} - \alpha\beta\psi^* + \dot{i}^*_{1d}, \\ \dot{x}_d &= k_{iid}\tilde{i}_{1d}, \\ \dot{i}^*_{1d} &= \frac{1}{\alpha L_m}\left(\alpha\dot{\psi}^* + \ddot{\psi}^*\right). \end{aligned} \tag{2.20}$$

Алгоритм регулятора струму по осі q

$$\begin{aligned} v_q &= -k_{iq1}\tilde{i}_{1q} - x_q + \gamma i^*_{1q} + \beta p_n\omega\psi^* + \dot{i}^*_{1q}, \\ \dot{x}_q &= k_{iiq}\tilde{i}_{1q}, \\ \dot{i}^*_{1q} &= \frac{1}{\mu_1}\left(\frac{\dot{M}^*}{\psi^*} - \frac{M^*\dot{\psi}^*}{\left(\psi^*\right)^2}\right). \end{aligned} \tag{2.21}$$

Асимптотично лінеаризуючий регулятор за вимірюваним виходом

$$\begin{pmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \end{pmatrix} = e^{J\varepsilon_0}\begin{pmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{pmatrix}; \;\; \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{pmatrix} = e^{-J\varepsilon_0}\begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \end{pmatrix}, \tag{2.22}$$

$$\begin{pmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{pmatrix} = \sigma\begin{pmatrix} -\omega_0 i_{1q} + v_d \\ \omega_0 i_{1d} + v_q \end{pmatrix}, \tag{2.23}$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = p_n\omega + \frac{\alpha L_m i_{1q}}{\psi^*}. \tag{2.24}$$

Функціональна схема системи відпрацювання моменту та потокозчеплення при непрямому векторному керуванні АД показана на рис. 2.4.

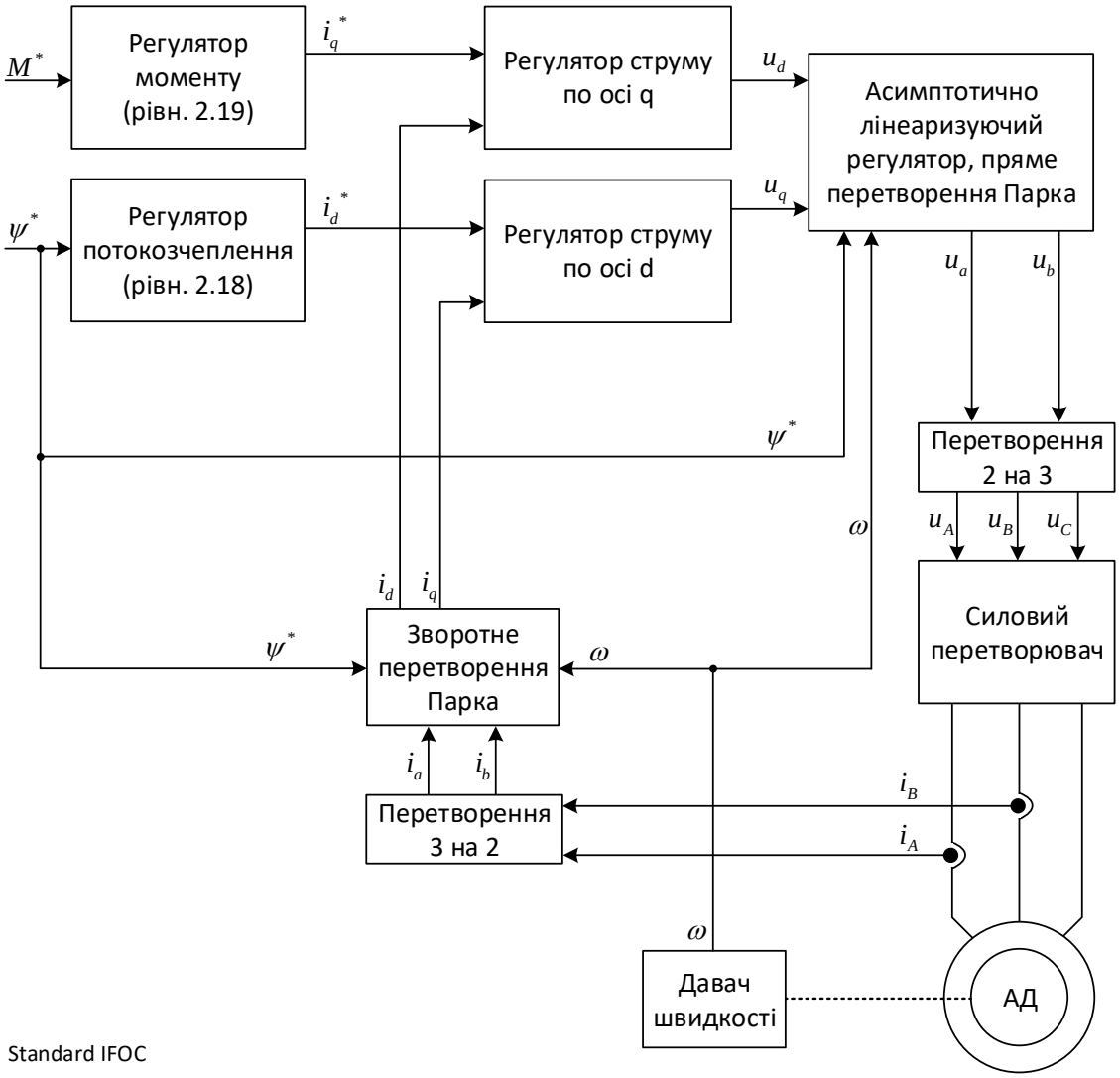

Рисунок 2.4 – Структурна схема системи відпрацювання моменту та потокозчеплення при непрямому векторному керуванні АД

Головна відмінність структурної схеми алгоритму прямого векторного керування від непрямого полягає в тому, що в прямому векторному керуванні використовується ПІ-регулятор потокозчеплення, оскільки фактичне значення потокозчеплення визначається на основі даних спостерігача. Це дозволяє забезпечити зворотний зв’язок за потоком і точно контролювати його величину. У непрямому векторному керуванні потокозчеплення не вимірюється і не оцінюється, воно розраховується аналітично за модельними співвідношеннями, що ґрунтуються на параметрах двигуна та швидкості ротора, тому фактичне значення потоку залишається невідомим, а отже — використання ПІ-регулятора потокозчеплення стає неможливим.

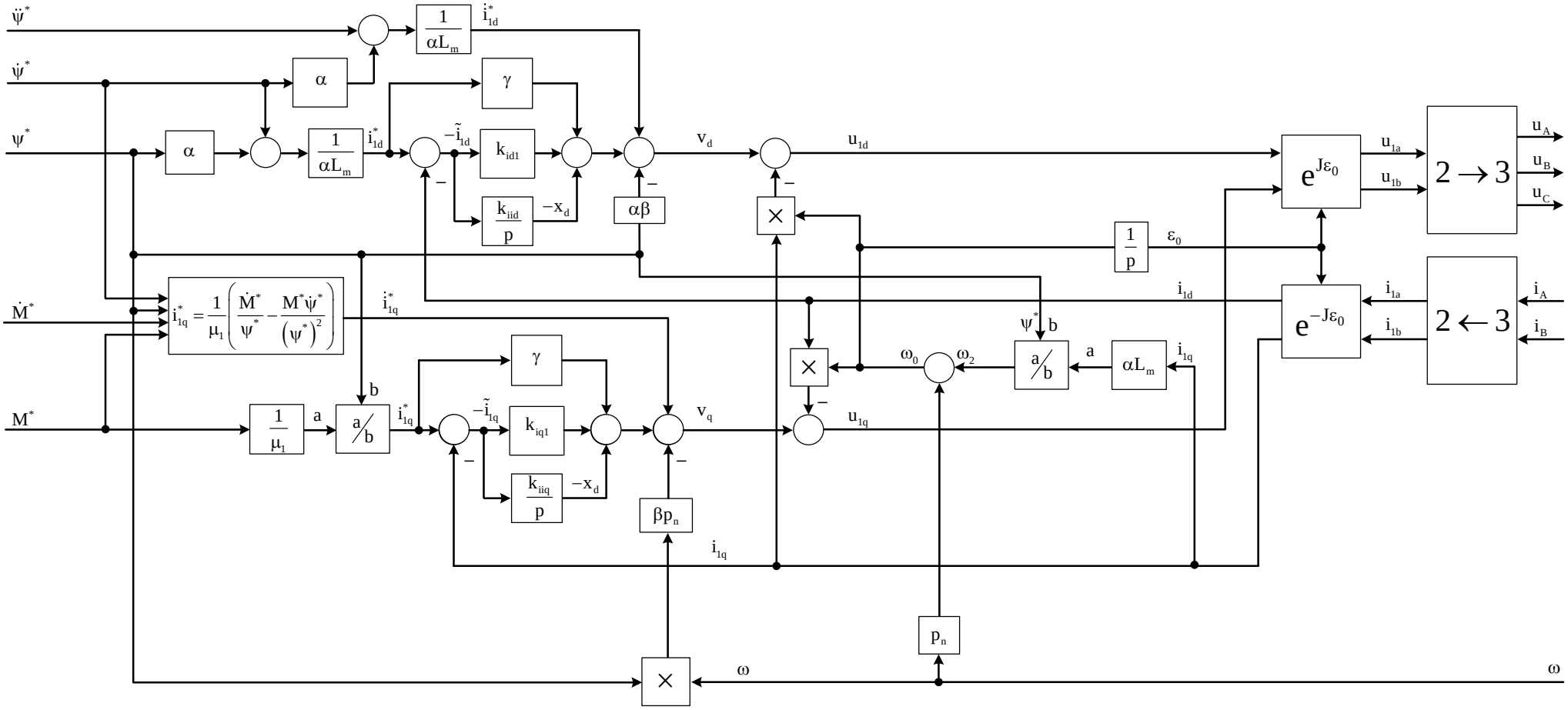

Рисунок 2.5 – Структурна схема алгоритму непрямого векторного керування

2.5 Постановка задачі векторного керування для оптимізації МТРА

Момент асинхронного двигуна при асимптотичному полеорієнтуванні рівний

$$M = \mu_1 \psi_d i_q, \tag{2.25}$$

де $\mu_1 = \frac{3L_m}{2L_2} p_n$.

Для лінійної магнітної системи потокозчеплення по осі d виражається наступним чином

$$\psi_d(i_d) = L_m i_d > 0. \tag{2.26}$$

Підставивши (2.26) в (2.25) отримаємо

$$M = \mu_1 L_m i_d i_q \tag{2.27}$$

Ідея оптимізації МТРА полягає в наступному: для заданого $M = \text{const}$ знайти відношення $i_q = f(i_d)$, яке забезпечує умову $I_m = \text{const} \to \min$, де $I_m = \sqrt{i_q^2 + i_d^2}$.

Основна суть оптимізації за критерієм максимуму моменту на Ампер полягає в тому, щоб при заданому електромагнітному моменті забезпечити мінімальне значення струму статора. Це досягається оптимальним розподілом струму між осями d та q, що дозволяє зменшити модуль струму без зниження моменту, підвищуючи тим самим ефективність приводу, особливо для моментів менших номінального. Для лінійної ділянки кривої намагнічування асинхронного двигуна умова МТРА справджується при співвідношенні $i_d=|i_q|$.

Враховуючи, що перша та друга похідні траєкторій заданого моменту обмежені та відомі, запишемо задачі керування при оптимізації МТРА наступним чином:

СО1. Асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії моменту

$$\lim_{t\to\infty} \tilde{M} = 0, \tag{2.28}$$

СО2. Максимізація співвідношення моменту до струму для усталеного режиму роботи, що досягається при виконанні наступної умови

$$i_d = |i_q| + \delta, \tag{2.29}$$

де $\delta > 0$ – мала константа для запобігання виродженості при $M^* = 0$.

2.6 Формулювання алгоритму векторного керування зі статичною оптимізацією МТРА при непрямій орієнтації за вектором потокозчеплення ротора

Непряма орієнтація за полем дозволяє реалізувати векторне керування з достатньо високими динамічними показниками. У стандартній конфігурації з незалежними завданнями моменту та потоку, вона є простішою з точки зору практичної реалізації порівняно з методами прямої орієнтації за полем.

Запропоноване рішення базується на концепції непрямого векторного керування асинхронним двигуном, де керування потоком здійснюється за допомогою такого регулятора

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \omega + \alpha L_m \frac{i_q}{\psi^*}, \tag{2.30}$$

$$i_d = \frac{1}{\alpha L_m}\left(\alpha\psi^* + \dot{\psi}^*\right), \tag{2.31}$$

який гарантує відпрацювання модуля потокозчеплення $\lim\limits_{t\to\infty}\left(\psi_d - \psi^*\right) = 0$ і глобальне досягнення асимптотичного полеорієнтування $\lim\limits_{t\to\infty}\psi_q = 0$.

Виконаємо заміну у виразі (2.27)

$$i_d = \sqrt{I_m^2 - i_q^2} \tag{2.32}$$

Отримаємо

$$M = \mu_1 L_m \sqrt{I_m^2 - i_q^2}\, i_q \tag{2.33}$$

Часткова похідна по струму i_q виразу (2.33) розраховується наступним чином

$$\frac{\partial M}{\partial i_q} = -\frac{2 \cdot \mu_1 L_m \cdot i_q^2 - \mu_1 L_m \cdot {I_m}^2}{\sqrt{{I_m}^2 - i_q^2}}, \tag{2.34}$$

і підставляючи $I_m = \sqrt{i_q^2 + i_d^2}$ (за умови $i_d > 0$) назад в (2.34), отримуємо

$$\frac{\partial M}{\partial i_q} = \frac{-2 \cdot \mu_1 L_m i_q^2 + \mu_1 L_m i_q^2 + \mu_1 L_m i_d^2}{i_d}. \tag{2.35}$$

Рішенням (2.35) буде

$$i_q = \pm i_d \text{ або } i_d = \left| i_q \right|. \tag{2.36}$$

Рівняння похибки відпрацювання моменту запишеться наступним чином

$$\tilde{M} = \mu_1 \left[\psi^* i_q + \tilde{\psi}_d i_q - \tilde{\psi}_q i_d \right] - M^*, \tag{2.37}$$

на основі якого можна побудувати лінеаризуючий регулятор крутного моменту

$$i_q = \frac{M^*}{\mu_1 \psi^*}. \tag{2.38}$$

В даному випадку рівняння динаміки помилки може бути записано в такому вигляді

$$\begin{aligned} \tilde{M} &= \mu_1 \left(\tilde{\psi}_d i_q - \tilde{\psi}_q i_d \right), \\ \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha \tilde{\psi}_d + \omega_2 \tilde{\psi}_q, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha \tilde{\psi}_q - \omega_2 \tilde{\psi}_d. \end{aligned} \tag{2.39}$$

Підставивши (2.31) та (2.38) в (2.36) отримаємо співвідношення, з якого можна записати залежність завдання потокозчеплення від заданого моменту наступним чином

$$\psi^* = \frac{\psi_0^*}{2} + \xi_T, \ \xi_T = \sqrt{\frac{\psi_0^{*2}}{4} + \frac{2}{3} L_2 \left| M^* \right|} \tag{2.40}$$

де $\psi_0^* > 0$ – мінімальне значення завдання потокозчеплення, для уникнення невизначеності в рівнянні регулятора потокозчеплення

Похідну за часом для виразу потокозчеплення (2.40) можемо записати наступним чином

$$\dot{\psi}^* = \frac{L_2 \dot{M}^* \operatorname{sign}\left(M^*\right)}{3\xi_M}. \tag{2.41}$$

Повний алгоритм векторного керування моментом при непрямій орієнтації за вектором потокозчеплення ротора зі статичною оптимізацією МТРА включає:

- розімкнутий регулятор модуля вектора потокозчеплення формується на основі рівнянь (2.31), (2.40), (2.41).

- регулятор моменту будується на основі рівняння (2.38).

- нелінійний регулятор струму по осі d

$$\begin{gathered} u_{1d} = \sigma\left(\gamma i^*_{1d} - \omega_0 i_{1q} - \alpha\beta\psi^* + \dot{i}^*_{1d} - k_i \tilde{i}_d - x_d\right), \\ \dot{x}_d = k_{ii} \tilde{i}_d; \end{gathered} \tag{2.42}$$

- нелінійний регулятор струму по осі q

$$\begin{gathered} u_{1q} = \sigma\left(\gamma i^*_{1q} + \omega_0 i_{1q} + \beta\omega p_n \psi^* + \dot{i}^*_{1q} - k_i \tilde{i}_d - x_q\right), \\ \dot{x}_q = k_{ii} \tilde{i}_q. \end{gathered} \tag{2.43}$$

- вирази прямого перетворення Парка для напруги та зворотного перетворення Парка для струму

$$\begin{gathered} \begin{pmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \end{pmatrix} = e^{J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{pmatrix}, \\ \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{pmatrix} = e^{-J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \end{pmatrix}. \end{gathered} \tag{2.44}$$

Структура алгоритму векторного керування зі статичною оптимізацією МТРА при непрямій орієнтації за вектором потокозчеплення ротора представлена на рис. 2.6.

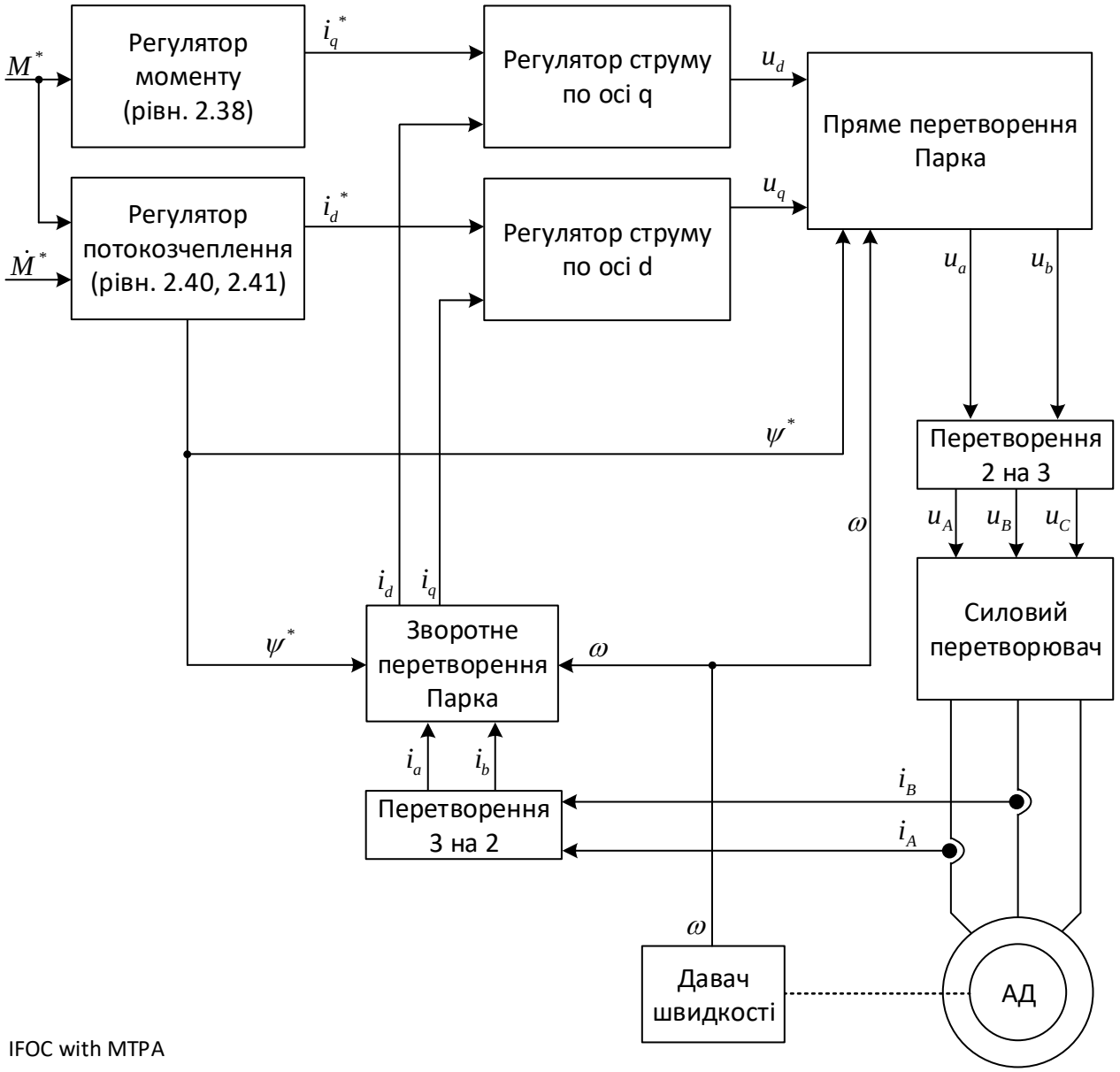

Рисунок 2.6 – Структура алгоритму векторного керування із статичною оптимізацією MTPA

На рис. 2.7 представлено структурну схему алгоритму непрямого векторного керування із статичною оптимізацією MTPA.

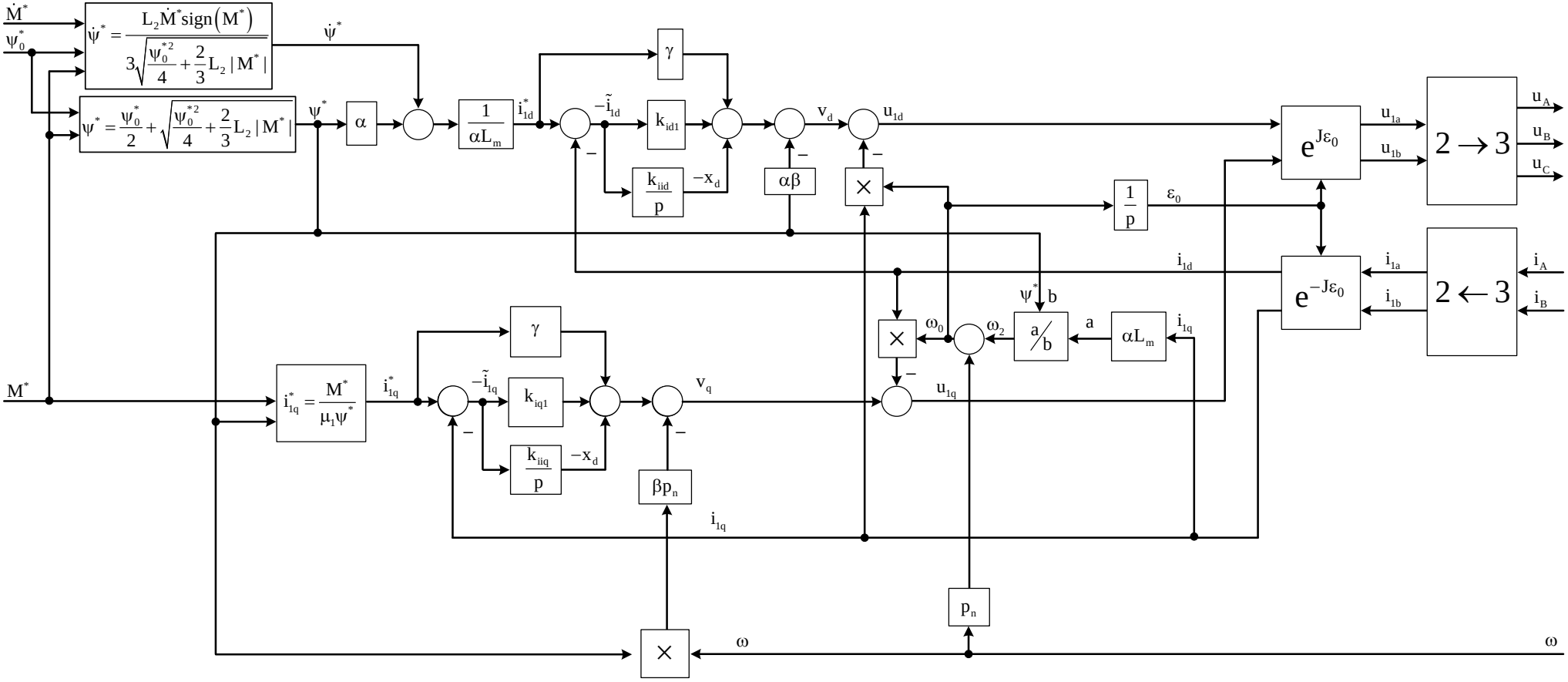

Рисунок 2.7 – Структурна схема алгоритму непрямого векторного керування зі статичною оптимізацією МТРА

2.7 Формулювання алгоритму векторного керування з динамічною оптимізацією МТРА при прямій орієнтації за вектором потокозчеплення ротора

Спостерігач вектору потокозчеплення ротора в полярній системі координат має вигляд як записано в рівняннях (2.16), (2.17).

Визначимо помилки оцінювання потокозчеплення наступним чином

$$\begin{aligned} \tilde{\psi}_d &= \psi_d - \hat{\psi}, \\ \tilde{\psi}_q &= \psi_q. \end{aligned} \tag{2.45}$$

Враховуючи (2.45), динаміка похибок оцінювання вектора потокозчеплення матиме вигляд

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha\tilde{\psi}_d + \omega_2\tilde{\psi}_q, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha\tilde{\psi}_q - \omega_2\tilde{\psi}_d. \end{aligned} \tag{2.46}$$

Для досягнення цілі керування СО.2 введемо наступне визначення завдання струму по осі d

$$\begin{aligned} i_d &= \frac{1}{\alpha L_m}\left(\psi^* + \dot{\psi}^* - k_{\psi p}\tilde{\psi} - x_\psi\right), \\ \dot{x}_\psi &= k_{\psi i}\tilde{\psi}. \end{aligned} \tag{2.47}$$

де $\psi_0^* > 0$ – мінімальне значення завдання потокозчеплення, для уникнення невизначеності в спостерігачі потокозчеплення (2.16), (2.17).

Із рівнянь (2.16), (2.17) та (2.47) можемо отримати рівняння динаміки похибки потокозчеплення

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}} &= -\left(\alpha + k_{\psi p}\right)\tilde{\psi} - x_\psi, \\ \dot{x}_\psi &= k_{\psi i}\tilde{\psi}. \end{aligned} \tag{2.48}$$

Оскільки $i_d > 0$, то рішення диференційного рівняння (2.16) завжди буде додатнім, тобто $\hat{\psi}(t) > 0$, $\hat{\psi}(0) = \psi_0^*$.

З врахуванням визначення (2.45) рівняння для моменту в (2.4) прийме наступний вигляд

$$M = \mu_1\left(\psi_d i_q - \tilde{\psi}_q i_d\right) \tag{2.49}$$

Лінеаризуючий регулятор крутного моменту в даному випадку буде таким самим як і в (2.38).

Для цього алгоритму задане потокозчеплення буде визначене наступним чином. Спираючись на (2.40), можна запропонувати більш загальне рішення для розрахунку траєкторії заданого потокозчеплення. Система керування потокозчепленням є системою першого порядку (за умови підсилення струму), тоді як підсистема моменту має «нульову динаміку», тобто реагує миттєво. Якщо завдання потокозчеплення буде змінюватись миттєво, то виникатимуть піки в струмі i_d, які можуть бути небажаними з точки зору енергоефективної роботи інвертора. Отже, для зменшення стрибків у складовій струму статора i_d під час перехідних процесів необхідно виконати фільтрацію завдання потокозчеплення. Одне з можливих рішень для фільтрації безпосередньо випливає з рівнянь (2.47) та (2.16), (2.17), якщо $\tilde{\psi}(t) \equiv 0$ у вигляді виходу з нелінійної динамічної системи:

$$\dot{\psi}^* = -\alpha\psi^* + \frac{2}{3}\frac{\alpha L_2 \left|T^*\right|}{\psi^*} + \alpha\psi_0^*. \qquad (2.50)$$

У результаті отримано система керування з контролером МТРА, яка має один вхід – завдання моменту M^*, та три виходи: крутний момент, модуль потокозчеплення ротора та його кутове положення**.** Варто зауважити, що контролери, засновані на прямій та непрямій орієнтації поля, забезпечують однакову динамічну характеристику за однакових траєкторій завдання.

Повний алгоритм векторного керування моментом при прямій орієнтації за вектором потокозчеплення ротора із динамічною оптимізацією МТРА включає:

- спостерігач потокозчеплення у вигляді рівнянь (2.16), (2.17).

- регулятор потокозчеплення

$$\begin{aligned} i_d^* &= \frac{1}{\alpha L_m}\left(\alpha\psi^* + \dot{\psi}^* - k_{\psi p}\tilde{\psi} - x_\psi\right), \\ \dot{x}_\psi &= k_{\psi i}\tilde{\psi}, \\ \dot{\psi}^* &= -\alpha\psi^* + \frac{2}{3}\frac{\alpha L_2 \left|T^*\right|}{\psi^*} + \alpha\psi_0^* \end{aligned} \qquad (2.51)$$

- регулятор моменту у вигляді рівняння (2.38)

- нелінійний регулятор струму по осі d у вигляді рівняння (2.42)

- нелінійний регулятор струму по осі q у вигляді рівняння (2.43)

Функціональна схема алгоритму векторного керування з динамічною оптимізацією МТРА представлена на рис. 2.8.

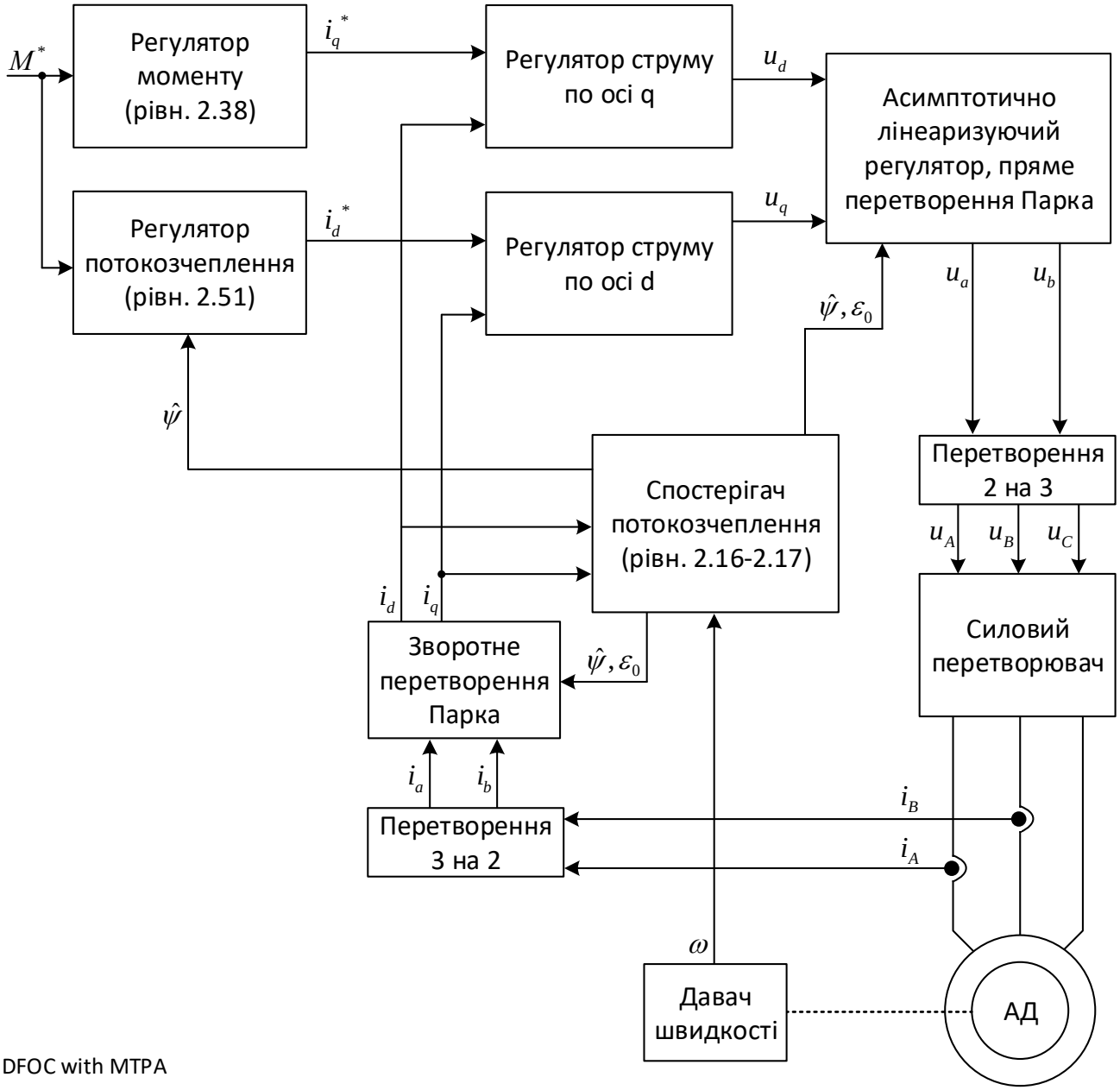

Рисунок 2.8 – Функціональна схема алгоритму векторного керування з динамічною оптимізацією МТРА

Структурна схема алгоритму векторного керування з динамічною оптимізацією МТРА представлена на рис. 2.9.

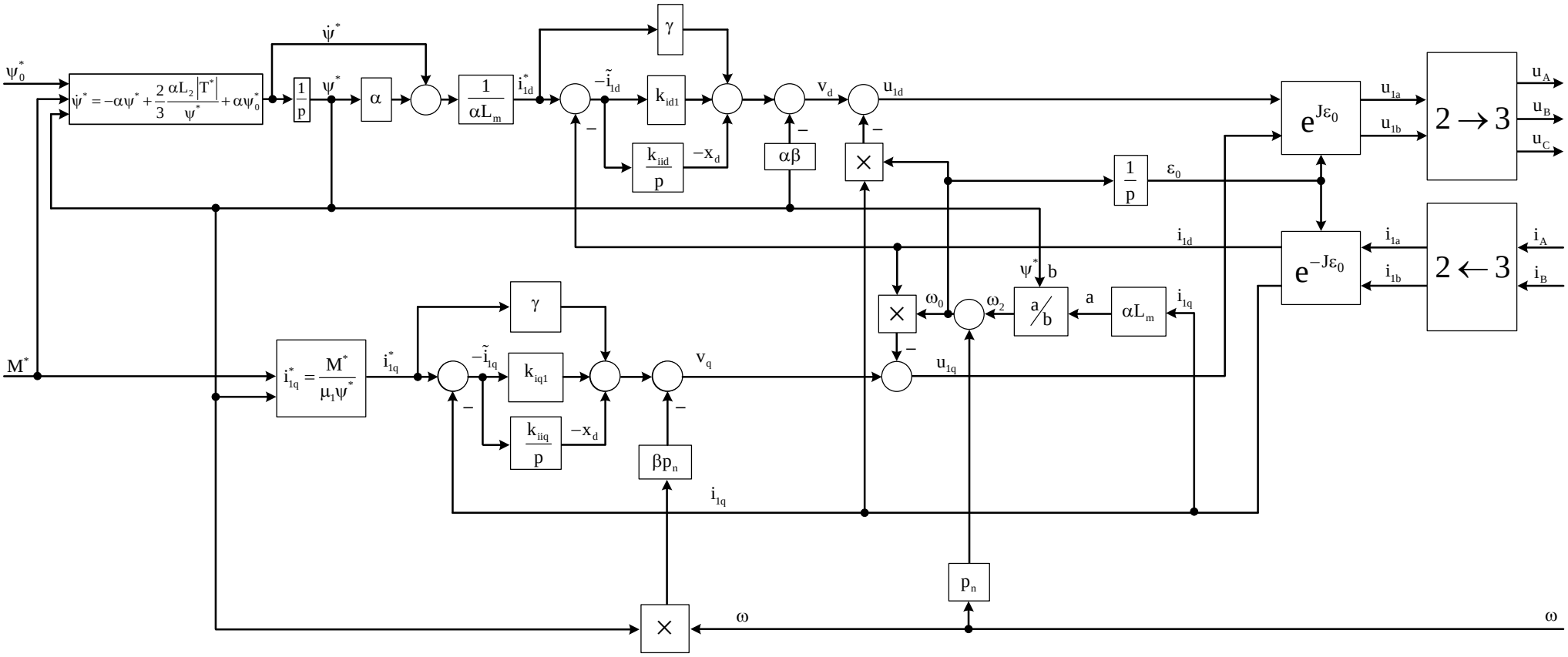

Рисунок 2.9 – Структурна схема алгоритму непрямого векторного керування зі статичною оптимізацією МТРА

2.8 Формулювання алгоритму векторного керування із динамічною лінеаризацією зворотнім зв'язком та оптимізацією МТРА

Спостерігач вектору потокозчеплення ротора в полярній системі координат має вигляд рівнянь (2.16), (2.17).

Визначимо помилки оцінювання потокозчеплення наступним чином

$$\begin{aligned} \tilde{\psi}_d &= \psi_d - \hat{\psi}, \\ \tilde{\psi}_q &= \psi_q. \end{aligned} \tag{2.52}$$

Враховуючи (2.45), динаміка похибок оцінювання вектора потокозчеплення матиме вигляд

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha\tilde{\psi}_d + \omega_2\tilde{\psi}_q, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha\tilde{\psi}_q - \omega_2\tilde{\psi}_d. \end{aligned} \tag{2.53}$$

Для досягнення цілі керування СО.2 введемо наступне визначення завдання струму по осі d

$$i_d = L_m^{-1}\left(\psi_0^* + L_m\left|i_q\right|\right) > 0, \tag{2.54}$$

де $\psi_0^* > 0$ – мінімальне значення завдання потокозчеплення, для уникнення невизначеності в спостерігачі потокозчеплення (2.16), (2.17).

Оскільки $i_d > 0$, то рішення диференційного рівняння в (2.16) завжди буде додатнім, тобто $\hat{\psi}(t) > 0,\ \hat{\psi}(0) = \psi_0^*$.

З врахуванням визначення (2.45) рівняння для моменту в (2.4) прийме вигляд

$$M = \mu_1\left(\psi_d i_q - \tilde{\psi}_q i_d\right) \tag{2.55}$$

Продиференціювавши (2.55), використовуючи (2.4) та (2.16), (2.17), (2.52)-(2.54), отримаємо наступне рівняння динаміки моменту

$$\begin{aligned} \dot{M} &= -\alpha M + \alpha\mu_1\left(\psi_0^* + L_m\left|i_q\right|\right)i_q + \mu_1\hat{\psi}\dot{i}_q + \tilde{\varphi}(t,\tilde{\psi}_d,\tilde{\psi}_q), \\ \tilde{\varphi}(t,\tilde{\psi}_d,\tilde{\psi}_q) &= \mu_1\left[\tilde{\psi}_d\left(\dot{i}_q + \omega_2 i_d\right) - \tilde{\psi}_q\left(\dot{i}_d - \omega_2 i_q\right)\right], \end{aligned} \tag{2.56}$$

де вираз для i_q буде визначено пізніше.

Рівняння динаміки похибки відпрацювання моменту запишиться так

$$\dot{\tilde{M}} = -\alpha\tilde{M} - \alpha M^* + \alpha\mu_1\left(\psi_0^* + L_m\left|i_q\right|\right)i_q + \mu_1\hat{\psi}\dot{i}_q - \dot{M}^* + \tilde{\varphi}\left(t, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q\right) \quad (2.57)$$

Використовуючи (2.57), спроектуємо динамічний, лінеаризуючий зворотним зв'язком регулятор моменту в такому вигляді

$$\begin{aligned} \dot{i}_q &= -\alpha\hat{\psi}^{-1}\left(\psi_0^* + L_m\left|i_q\right|\right)i_q + \left(\mu_1\hat{\psi}\right)^{-1}\left[\alpha M^* + \dot{M}^*\right] \\ \dot{i}_d &= \operatorname{sgn}(i_q)\left[-\alpha\frac{\left(\psi_0^* + L_m\left|i_q\right|\right)}{\hat{\psi}}i_q + \frac{\alpha M^* + \dot{M}^*}{\mu_1\hat{\psi}}\right] \end{aligned} \quad (2.58)$$

Оскільки компонента $\left(\psi_0^* + L_m\left|i_q\right|\right) > 0$, $\hat{\psi} > 0$, а M^*, $\dot{M}^*$, $\ddot{M}^*$ є обмеженими за визначенням, то i_q, $\dot{i}_q$, отримані в результаті рішення (2.58), також є обмеженими функціями.

Підставивши (2.58) в (2.57), з врахуванням (2.46), рівняння динаміки похибок відпрацювання моменту оцінювання вектора потокозчеплення будуть представлені в такому загальному вигляді

$$\begin{aligned} &\dot{\tilde{M}} = -\alpha\tilde{M} + \tilde{\varphi}\left(t, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q\right), \\ &\tilde{\varphi}\left(t, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q\right) = \tilde{\psi}_d\hat{\psi}^{-1}\left(\alpha M^* + \dot{M}^*\right) - \\ &-\tilde{\psi}_q\hat{\psi}^{-1}\left(\operatorname{sign}(i_q)\left(\alpha M^* + \dot{M}^*\right) - \alpha\mu_1\left(\left|i_q\right|\psi_0^* + 2L_m i_q^2\right)\right), \\ &\dot{\hat{\psi}} = -\alpha\left|\hat{\psi}\right| + \alpha\psi_0^* + \alpha L_m\left|i_q\right|, \\ &\dot{i}_q = -\alpha\hat{\psi}^{-1}\left(\psi_0^* + L_m\left|i_q\right|\right)i_q + \left(\mu_1\hat{\psi}\right)^{-1}\left[\alpha M^* + \dot{M}^*\right], \end{aligned} \quad (2.59)$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha\tilde{\psi}_d + \omega_2\tilde{\psi}_q, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha\tilde{\psi}_q - \omega_2\tilde{\psi}_d, \end{aligned} \quad (2.60)$$

де $\lim_{t\to\infty}\tilde{\varphi}\left(t, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q\right) = 0$, якщо $\lim_{t\to\infty}\left(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q\right) = 0$.

Повний алгоритм векторного керування із динамічною лінеаризацією зворотнім зв'язком та оптимізацією МТРА:

- спостерігача потокозчеплення у формі рівнянь (2.16), (2.17);

- регулятора потокозчеплення

$$i_d = L_m^{-1}\left(\psi_0^* + L_m\left|i_q\right|\right) > 0, \quad (2.61)$$

- регулятора моменту

$$\dot{i}_q = -\alpha\hat{\psi}^{-1}\left(\psi_0^* + L_m\left|i_q\right|\right)i_q + \left(\mu_1\hat{\psi}\right)^{-1}\left[\alpha M^* + \dot{M}^*\right]$$
$$\dot{i}_d = \mathrm{sgn}(i_q)\left[-\alpha\frac{\left(\psi_0^* + L_m\left|i_q\right|\right)}{\hat{\psi}}i_q + \frac{\alpha M^* + \dot{M}^*}{\mu_1\hat{\psi}}\right] \quad (2.62)$$

- нелінійний регулятор струму по осі d у вигляді рівняння (2.42)

- нелінійний регулятор струму по осі q у вигляді рівняння (2.43)

Алгоритм векторного керування, побудований на основі динамічної лінеаризації зворотним зв’язком (Feedback Linearization Control), є сучасним підходом до керування асинхронними електродвигунами, який дозволяє компенсувати їхню нелінійну динаміку шляхом формального перетворення моделі двигуна у лінійну за допомогою введення спеціального зворотного зв’язку. На відміну від традиційного векторного керування, запропонований підхід забезпечує інваріантність до варіацій параметрів двигуна, зокрема активного опору ротора, що підвищує робастність системи. На відміну від традиційного алгоритму векторного керування (FOC), який ґрунтується на лінеаризації моделі через перехід у координатну систему, синфазну з потокозчепленням ротора, алгоритм динамічної лінеаризації передбачає побудову керування на основі повної або часткової компенсації динаміки системи. У результаті FLC-алгоритм менш чутливий до варіацій параметрів двигуна, забезпечує кращу якість перехідних процесів і стійкість системи, хоча й потребує більш складної реалізації та точнішого математичного моделювання. Запропонований підхід до векторного керування на основі динамічної лінеаризації зворотним зв’язком може бути ефективно застосований у сучасних електроприводах, зокрема в електротранспорті та промислових установках, де важливі точність та адаптивність керування.

Структура алгоритму векторного керування із динамічною лінеаризацією зворотнім зв’язком та оптимізацією МТРА представлена на рис. 2.10.

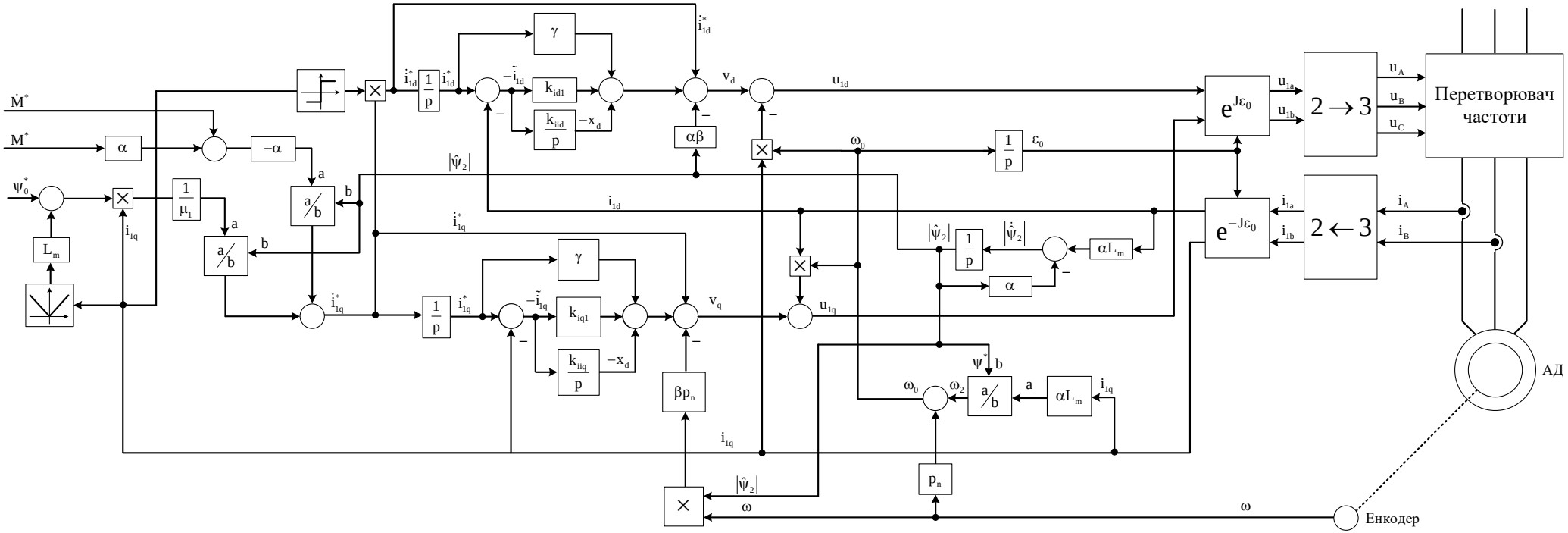

Рисунок 2.10 – Структура алгоритму векторного керування із динамічною лінеаризацією зворотнім зв’язком та оптимізацією МТРА

2.9 Висновки до розділу 2

У ході виконання розділу було обрано та детально розглянуто алгоритми векторного керування моментом асинхронного двигуна, які використовуються у дослідженнях.

1. Сформульовано задачу векторного керування в загальному вигляді.

Визначено основні цілі керування, яких необхідно досягти за допомогою стандартних алгоритмів векторного керування:

- точне відпрацювання заданої траєкторії моменту при обмеженні його першої похідної;

- точне відпрацювання траєкторії потокозчеплення при обмеженні першої та другої похідної завдання.

Записано алгоритми стандартного векторного керування із прямою та непрямою орієнтацією за вектором потокозчеплення ротора.

2. Сформульовано задачу векторного керування із оптимізацією MTPA. Визначено додаткову ціль керування для оптимізованих алгоритмів, а саме, максимізація співвідношення момент-струм. Ця умова повинна виконуватись разом із тими цілями керування, які визначено для стандартних алгоритмів.

Записано алгоритми керуванні із статичною та динамічною оптимізацією за критерієм MTPA.

3. Сформульовано алгоритм алгоритму векторного керування із динамічною лінеаризацією зворотнім зв’язком та оптимізацією MTPA. Цей алгоритм буде використано для порівняння із алгоритмом із динамічною оптимізацією MTPA.

4. Запропоновані алгоритми були детально проаналізовані, що дозволило краще зрозуміти принципи їх роботи та побудови. Для кожного алгоритму були створені функціональні та структурні схеми, які наочно демонструють зв’язки всередині системи керування та показують їхню структуру.

3 МЕТОДИ ОЦІНКИ І КРИТЕРІЇ СТАТИЧНОЇ І ДИНАМІЧНОЇ ЕНЕТРГОЕФЕКТИВНОСТІ

Як було з’ясовано при аналітичному огляді, в сучасних електроприводах на базі асинхронних двигунів все більшого значення набувають енергоефективні алгоритми керування, зокрема алгоритми із оптимізацією МТРА. Для коректної оцінки ефективності таких методів необхідно враховувати не лише усталений (статичний) режим, а й динамічні характеристики системи, які проявляються при змінному завданні моменту. В цьому розділі розглянуто формалізовані критерії оцінки статичної та динамічної енергоефективності, а також описано методи математичного моделювання, що використовуються для проведення відповідного дослідження.

Дослідження енергоефективності буде проводитись за допомогою математичного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink. Буде побудована модель асинхронного двигуна з векторним керуванням із реалізованим МТРА-алгоритмом. У процесі моделювання будуть аналізуватися характеристики струму, моменту, потокозчеплення, складових напруги, кутової швидкості, потужності та втрат. Зокрема, буде здійснено порівняння динамічної відповіді системи з увімкненим і вимкненим МТРА-оптимізатором. Результати моделювання дозволять виявити вплив алгоритму на рівень втрат, пікові значення струмів та напруг, динамічну точність відпрацювання завдання.

Енергетичність електроприводу – це характеристика, яка визначає раціональність використання електричної енергії для виконання механічної роботи, що полягає у максимальному наближенні співвідношення корисної вихідної потужності до спожитої електричної енергії. Сутність цього поняття полягає в здатності електроприводу забезпечувати необхідний механічний момент і швидкість із мінімальними втратами енергії, що виникають в самому двигуні та системі керування. В умовах застосування алгоритмів керування, таких як оптимізація максимуму моменту на Ампер, енергоефективність набуває особливого значення, оскільки вона визначає, наскільки ефективно реалізується

керування струмом і моментом для досягнення оптимального режиму роботи двигуна. Таким чином, енергоефективність електроприводу відображає його здатність працювати з мінімальними втратами та максимальною віддачею механічної енергії, що безпосередньо впливає на загальну економічність і надійність роботи системи.

Енергоефективність алгоритмів МТРА в динамічних режимах полягає в їх здатності зберігати оптимальне співвідношення між електромагнітним моментом і струмом не лише в усталеному, але й під час перехідного процесу. Саме в динаміці, коли навантаження та швидкість змінюються, особливо важливо швидко адаптувати керуючі дії для зниження втрат. Більшість класичних методів можуть викликати перевищення струмів або неефективне використання енергії в динаміці Дослідження таких алгоритмів є ключовим кроком до створення адаптивних і енергоощадних систем керування.

3.1 Теоретичні аспекти статичної енергоефективності

Під статичною енергоефективністю розуміється здатність електроприводу забезпечувати максимальний момент при мінімальних втратах від струму в усталених режимах роботи. Найбільш поширеним критерієм у цьому контексті є відношення крутного моменту до струму статора $\frac{M}{I}$, що відображає ефективність використання електричної енергії.

Алгоритми із оптимізацією МТРА націлені на максимізацію цього показника шляхом оптимального розподілу струмів по осях d та q у обертовій системі координат, орієнтованій за вектором потокозчеплення ротора.

У випадку асинхронного двигуна, оптимізація за МТРА передбачає формування завдання потокозчеплення ротора ψ^*, яке забезпечить мінімум струму при збереженні заданого моменту.

Статичний режим роботи асинхронного електроприводу із алгоритмом оптимізації МТРА має певну особливість. А саме, МТРА в статичному режимі є ефективною стратегією керування лише в обмеженому діапазоні навантажень,

зазвичай до 60 % від номінального моменту. Це пов’язано з тим, що в цьому діапазоні магнітна система асинхронного двигуна ще не насичена, і ще залишається діапазон для керування потокозчепленням. Контролер має змогу оптимізувати розподіл струму між складовими, які створюють магнітне поле та момент, таким чином мінімізуючи повний струм статора. Така оптимізація дозволяє зменшити теплові втрати в обмотках і покращити загальну енергоефективність приводу. Однак, у міру зростання моменту, двигун входить у зону магнітного насичення. У цьому стані збільшення струму, який відповідає за створення поля, вже не дає суттєвого приросту потокозчеплення, а отже, і не дозволяє ефективно зменшити загальний струм. У цій ситуації контролер уже не може ефективно керувати співвідношенням складових струму для забезпечення мінімального модулю струму, і стратегія MTPA втрачає свою доцільність. Крім того, у верхньому діапазоні навантаження починає діяти обмеження по максимальному допустимому струму з боку інвертора, що ще більше звужує можливість реалізації оптимального режиму. У таких умовах керування вже не ґрунтується на енергетичній доцільності, а лише на здатності забезпечити необхідний момент без перевищення допустимих струмів. Тому ефективність MTPA втрачається, і вона практично не дає вигоди при роботі з моментами, близькими до номінального. Отже, основна перевага цієї стратегії виявляється саме в роботі при моменті нижче номінального, де існує простір для енергетичної оптимізації.

На рис. 3.1 представлено порівняльні графіки перехідних процесів для асинхронного електроприводу потужністю 2,2 кВт із алгоритмом стандартного векторного керування та алгоритмом із оптимізацією MTPA. На цих графіках показано граничний режим роботи для MTPA, при якому воно вже не дає ніякої ефективності в усталеному режимі роботи. Завдання моменту тут встановлено на рівні 9 Нм, що складає 62% від 14,6 Нм – значення номінального моменту даного асинхронного двигуна.

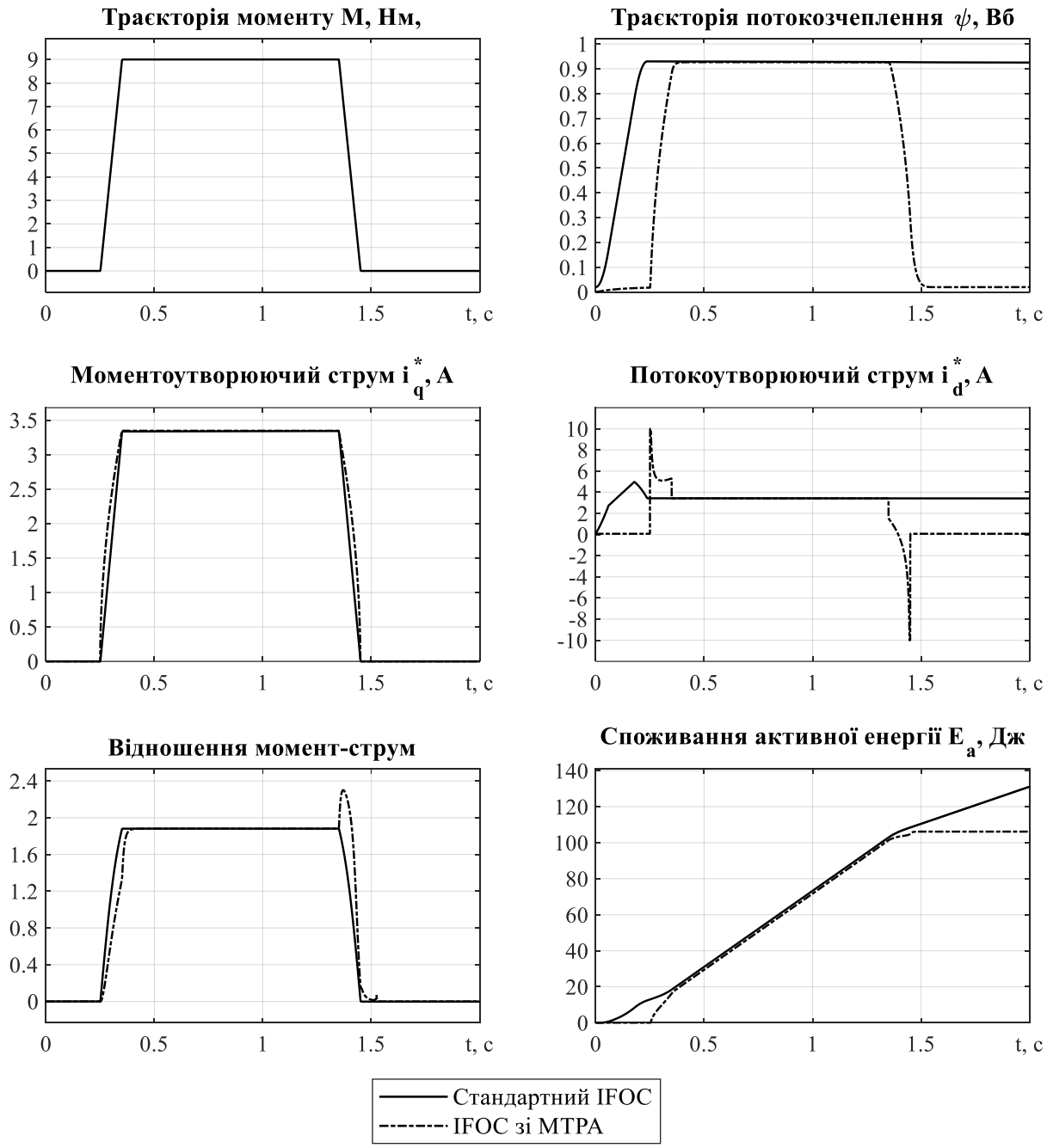

Рисунок 3.1 – Порівняльні графіки для граничного режиму ефективності MTPA в статиці

Як бачимо із рис. 3.1, в статиці потокозчеплення, струми, відношення момент-струм та споживання активної енергії є однаковими або дуже близькими. Зокрема відмінності у споживанні активної енергії зумовлені лише ділянками робочого циклу двигуна, де відсутнє завдання моменту.

Якщо ж знизити завдання статичне моменту хоча б у двічі, то відразу стане помітна суттєва перевага MTPA над стандартним алгоритмом з точки зору енергоефективності. Таке порівняння представлено на рис. 3.2.

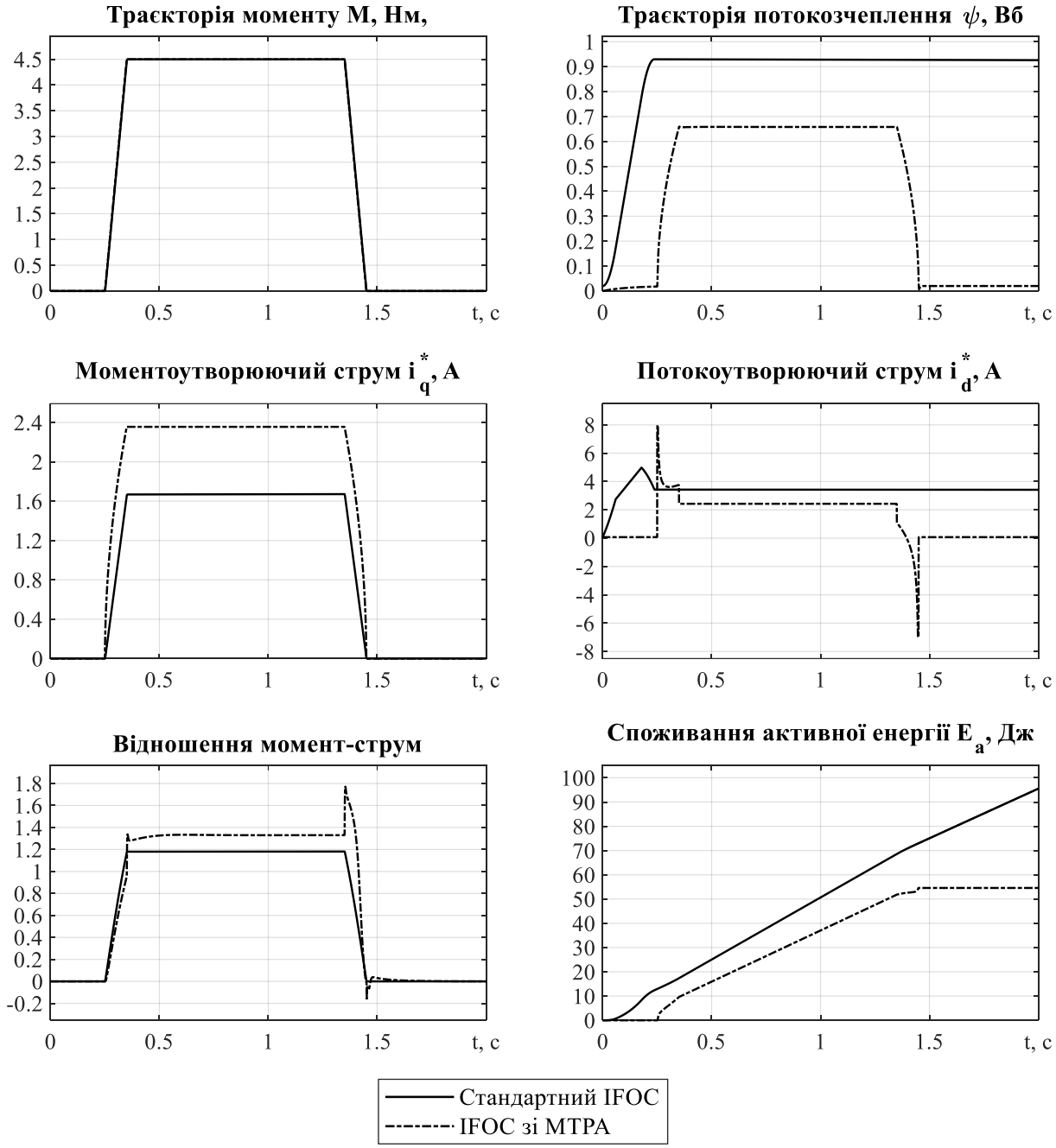

Рисунок 3.2 – Порівняльні графіки для енергоефективного режиму MTPA в статиці

Із графіків рис. 3.2 видно, що для такого завдання моменту алгоритм із MTPA дає покращення в статичній енергетичній ефективності. Зокрема, при використанні оптимізації в статиці збільшується відношення момент-струм,

складові струму статора розподілені оптимально для зменшення теплових втрат, за рахунок чого значення потокозчеплення менше і, відповідно, споживання активної енергії також стає меншим.

3.2 Теоретичні аспекти динамічної енергоефективності

Динамічна енергоефективність стосується поведінки системи в перехідних процесах – наприклад, при зміні моменту електродвигуна. У таких умовах важливо не лише досягти нового стану, а й зробити це з мінімальними енергетичними втратами та без перевищення допустимих струмів.

Оцінка динамічної ефективності передбачає оцінку наступних показників.

Теплові втрати в обмотках статора та ротора асинхронного двигуна:

$$\Delta P = \frac{3}{2}\left(I_1^2 R_1 + I_2^2 R_2\right), \tag{3.1}$$

де модуль струму статора розраховується за наступною формулою

$$I_1 = \sqrt{i_{1a}^2 + i_{1b}^2}\,, \tag{3.2}$$

а модуль струму ротора розраховується за наступною формулою

$$I_2 = \frac{\sqrt{\psi_{2a}^2 + \psi_{2b}^2} - L_m I_1}{L_2}. \tag{3.3}$$

Максимальне значення струму в перехідному процесі може бути визначене на основі модуля струму статора.

Час асимптотичного відпрацювання завдання – час, за який система виходить у заданий допуск по моменту (зазвичай 95%).

Розглянемо основні проблеми, що виникають при дослідженні таких режимів роботи. У динамічних режимах роботи асинхронного двигуна застосування стратегії оптимізації МТРА стикається з низкою проблем, пов’язаних як із фізичними властивостями двигуна, так і з обмеженнями самого принципу векторного керування. Хоча МТРА добре працює у стаціонарних (статичних) режимах, де момент залишається сталим або змінюється повільно, в

умовах швидкої динаміки така оптимізація стає значно складнішою або навіть неефективною.

Насамперед, головна проблема полягає в тому що оптимізація MTPA математично обгрунтована і виведена для статичних режимів роботи. Тому застосування таких алгоритмів у динаміці не передбачено заздалегідь. Результати, які можуть бути отримані в динамічних режимах не є наперед передбачуваними та потребують додаткових досліджень.

Наступна проблема полягає в тому, що оптимальний струм з точки зору MTPA визначається при умові, що поточне потокозчеплення досягає ідеального значення, яке дозволяє реалізувати мінімальний струм для заданого моменту. Але в динамічних режимах потокозчеплення не змінюється миттєво – воно має інерцію, зумовлену електромагнітною постійною часу ротора. Це означає, що коли система керування змінює струм з ціллю підтримувати оптимальне співвідношення згідно з MTPA, реальний стан потокозчеплення не відповідає розрахованому, і фактичний робочий режим двигуна не відповідає тому, для якого був обчислений оптимум. Таким чином, оптимізація втрачає свою актуальність, бо вона базується на припущенні про усталений або квазісталий режим, що в динаміці не виконується.

Крім того, коли момент змінюється стрибкоподібно або швидко, система векторного керування вимагає швидкої зміни обох складових струму i_d та i_q для реалізації керування машиною. У такій ситуації спроба одночасно забезпечити точне дотримання умов MTPA вимагає обчислень у реальному часі та високошвидкісної реакції, що потребує дуже досить значної швидкодії контролера і точних параметрів двигуна. У реальних умовах двигун має змінні параметри (температурна залежність, насичення осердя, ковзання тощо), які важко точно враховувати під час швидкої зміни стану системи. Це призводить до похибок у визначенні оптимального розподілу струмів, а відповідно – і до втрати ефективності алгоритму із MTPA.

Ще одна важлива проблема – це конфлікт між цілями оптимізації та точністю керування моментом. У динамічних режимах основною метою приводу

зазвичай є якнайшвидше досягнення заданого значення моменту. У таких умовах збереження умови MTPA може призводити до того, що система електроприводу не встигатиме відпрацювати необхідний момент із потрібною швидкістю, через фізичні обмеження силового інвертора. Тобто постає вибір: або реалізовувати швидке керування моментом без енергетичної оптимізації, або намагатися мінімізувати струм, але при цьому втрачати динамічну точність і швидкодію. Тут слід зазначити, що у високодинамічних режимах часто виникають обмеження по струму або напрузі. У таких ситуаціях контролер не здатний формувати струми, необхідні для реалізації критерію MTPA, а отже змушений працювати просто в межах допустимого, нехтуючи оптимізацією.

Отже, головні проблеми використання MTPA в динамічних режимах полягають у запізнюванні реакції потокозчеплення, конфлікті між цілями швидкодії та енергоефективності, а також у фізичних обмеженнях на струм і напругу. Це означає, що в деяких динамічних режимах використання MTPA може навпаки погіршити енергетичну ефективність. Однією із цілей даної роботи є визначення межі, при якій алгоритми векторного керування із MTPA для асинхронного двигуна в динамічних режимах будуть працювати не гірше ніж алгоритми стандартного векторного керування з точки зору енергетичної ефективності.

3.3 Практичні аспекти проведення досліджень

У процесі подальших досліджень важливо звернути особливу увагу на низку практичних аспектів, які можуть істотно впливати на достовірність, точність та інтерпретацію отриманих результатів. Ці аспекти стосуються як особливостей налаштування системи керування, так і вибору критеріїв оцінювання ефективності, умов тестування, обмежень по струмах й напругах. Ігнорування цих факторів може призвести до некоректних висновків щодо реальної ефективності застосування алгоритму MTPA у динамічних режимах. У

зв’язку з цим доцільно більш детально зупинитися на цих технічних особливостях та розглянути їх вплив на результати дослідження.

3.3.1. Порядок траєкторії завдання моменту

В реальних промислових системах електроприводу чи в електротранспорті найбільш поширеною і простою траєкторією завдання моменту є траєкторія першого порядку. Тобто це траєкторія, що являє собою звичайну пряму лінію із певним темпом наростання. При такому формулюванні завдання обмеження ривку в системі електроприводу відсутнє. Враховуючи, що в алгоритмах із оптимізацією MTPA завдання на потокозчеплення буде формуватися на основі завдання на момент. В такому випадку виникають режими, коли струм статора, а відповідно й напруга, можуть перевищувати свої допустимі значення, як для прикладу продемонстровано на рис. 3.3.

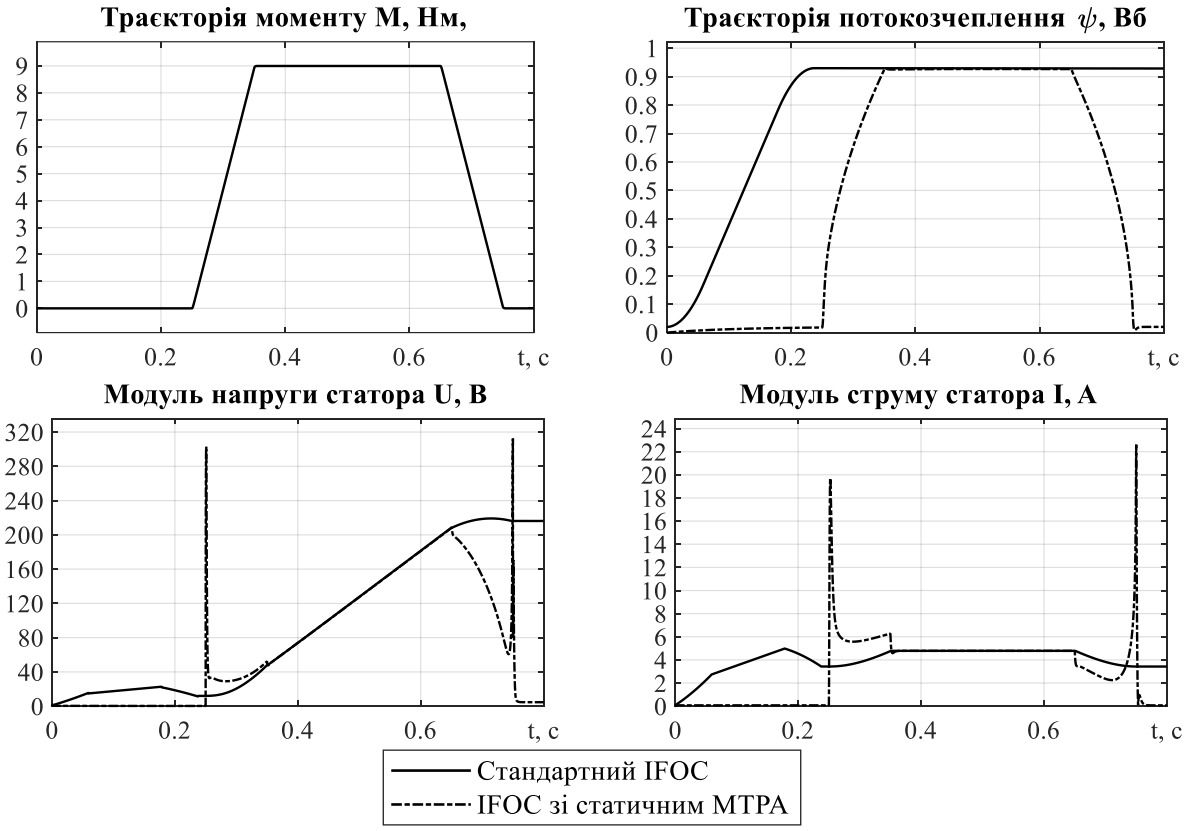

Рисунок 3.3 – Перевищення струмів при завданні моменту першого порядку

Враховуючи це негативне явище, доцільно ввести аперіодичну ланку першого порядку в завдання моменту (рис. 3.4). Це не зробить суттєвого погіршення динаміки електроприводу, проте дозволить працювати енергоефективним алгоритмам в допустимому діапазоні напруг та струмів, як представлено на рис. 3.5. Такий підхід до вирішення даної проблеми є простим в реалізації та не вимагає повного розрахунку для траєкторії вищого порядку.

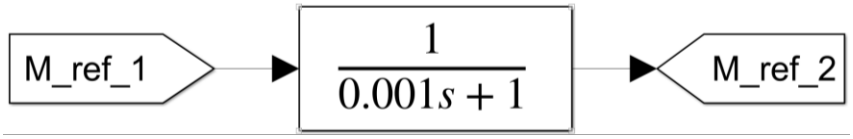

Рисунок 3.4 – Фільтрація завдання моменту

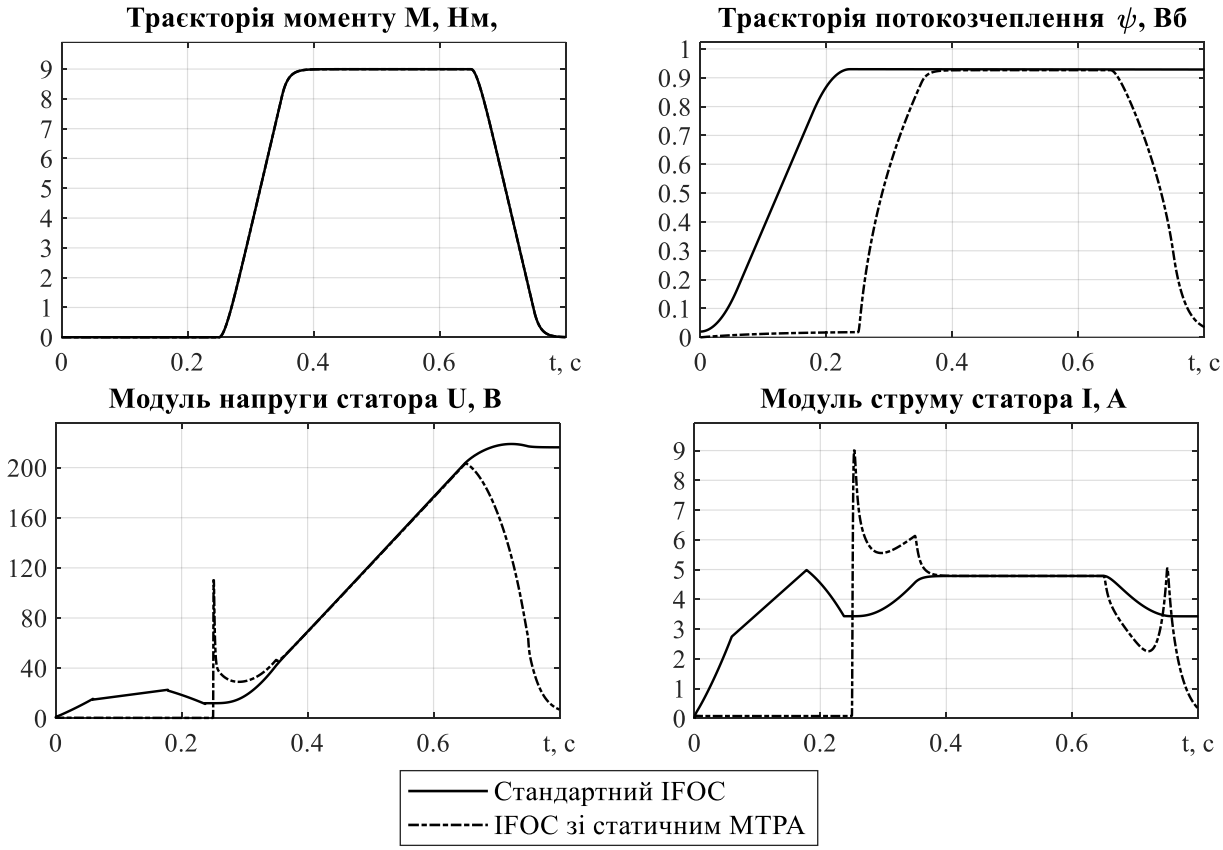

Рисунок 3.5 – Результати фільтрації завдання моменту першого порядку

3.3.2. Формування траєкторії завдання моменту

Оскільки основною ціллю роботи є дослідження саме динамічних режимів роботи, тому відповідно, що траєкторія завдання моменту повинна бути сформована таким чином, щоб як можна більше показати динамічну роботу

електроприводу. Із врахуванням фільтрації завдання моменту, яка розглянута у попередньому підпункті, траєкторія завдання моменту матиме вигляд, який представлено на рис. 3.6. Завдання моменту сформоване із умов обмеження струму, напруги, максимальної швидкості, до якої розганяється двигну. На представленій траєкторії завдання моменту є ділянки зі статичним завданням, вони необхідні лише як проміжки між динамічними режимами, щоб було зручно візуально оцінювати та аналізувати графіки, а також для того щоб не створювати режим, в якому б похідна завдання моменту стрибкоподібно змінювала б свій знак. Траєкторія завдання дасть можливість оцінювати ефективність алгоритмів як при додатному так і при від'ємному завданні моменту, що цілком відповідає реальним умовам роботи таких систем.

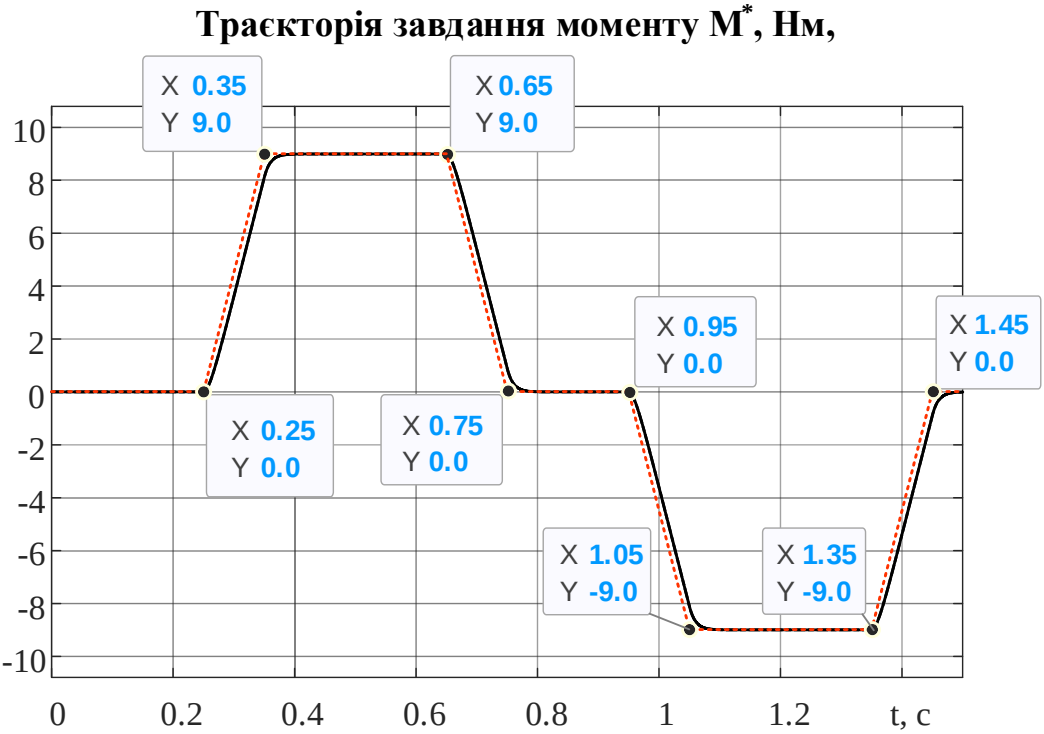

Рисунок 3.6 – Траєкторія завдання моменту

3.3.3. Набір графіків динамічних характеристик

У динамічних режимах роботи асинхронного двигуна правильний вибір набору графіків динамічних характеристик є ключовим для адекватної оцінки ефективності алгоритму МТРА. Оскільки процес оптимізації у динаміці супроводжується часовими затримками, інерційністю системи та обмеженнями

по змінності потокозчеплення, окремі змінні не здатні дати повну картину. Комплексний аналіз графіків струмів, моменту, потокозчеплення, втрат, керуючих дій та енергетичних параметрів дозволяє оцінити вплив алгоритму керування на загальну енергоефективність. Такий підхід забезпечує виявлення як переваг, так і потенційних обмежень МТРА в умовах реальної динаміки електроприводу.

Розглянемо більш детально набір графіків, який буде використано в подальших дослідженнях.

- Траєкторія моменту відображає завдання моменту протягом часу. Це вхідний сигнал до системи, який визначає характер динаміки. З його допомогою можна чітко відслідковувати, у яких саме періоди часу відбувається зміна завдання, й оцінювати реакцію системи на цих ділянках.

- Траєкторія потокозчеплення показує, як змінюється розраховане значення потокозчеплення (або його завдання). Для МТРА дуже важливо, щоб потік швидко і точно відпрацьовувався за оптимальною траєкторією, оскільки саме від цього залежить енергетична ефективність.

- Похибка регулювання моменту дозволяє оцінити точність реалізації завдання моменту. У динамічних режимах велика похибка може свідчити про те, що оптимізація МТРА перешкоджає швидкій реакції.

- Похибка відпрацювання потоку – це ще один критично важливий показник. Якщо алгоритм оптимізації задає надто стрімку зміну потоку, то похибка зростає. Це може призвести до втрати полеорієнтування в системі або втрати енергоефективності.

- Моментотвірний струм (i_q) – ключовий показник, що прямо визначає утворення моменту. Для ефективної роботи МТРА важливо, щоб цей струм не мав зайвих коливань і збігався з завданням.

- Потокоутворюючий струм (i_d) – головна керована змінна у стратегії МТРА. Змінюючи її, алгоритм оптимізує співвідношення момент на Ампер. Проте у динаміці занадто різкі зміни i_d можуть призвести до перевантаження регулятора струму, генерації піків напруги та сплесків втрат.

- Керуючі напруги u_q та u_d – ці графіки відбражають роботу регуляторів струму. Якщо напруга виходить за межі допустимого (насичення інвертора), це означає втрату керованості, що критично у динаміці. Також ці графіки дозволяють виявити, наскільки вимогливим є МТРА до електроприводу у перехідних процесах.

- Графіки модулю напруги статора та модулю струму статора – дозволяють зрозуміти чи силова електроніка електроприводу працює в діапазоні допустимих напруг та струмів.

- Активна потужність – відображає зміну в часі електричної активної потужності, яка споживається електроприводом із мережі. Дана потужність розподіляється між корисною механічною потужністю та активними втратами. Якщо при роботі з МТРА ця потужність має піки в перехідних режимах, то це свідчить про погіршення енергоефективності через динамічні втрати.

- Кутова швидкість відображає реальну реакцію приводу на зміну моменту. Її порівняння з моментом і потужністю допомагає виявити інерційні ефекти, які можуть знижувати ефективність МТРА в перехідних режимах. Також за цим параметром можна розуміти чи в допустимих межах швидкості працює електропривод, оскільки керування здійснюється лише по моменту.

- Механічна потужність дозволяє оцінити, скільки із спожитої електроенергії реально перетворюється в корисну механічну роботу. Це основа для визначення коефіцієнта корисної дії системи.

- Теплові втрати в обмотках – це ключовий критерій енергоефективності. Піки втрат однозначно будуть свідчити про неефективність. Для МТРА важливо мінімізувати ці втрати в перехідних процесах.

- Відношення момент-струм показує, наскільки добре система перетворює струм у момент. Якщо це відношення не покращується або навіть гірше за стандартне векторне керування, то це свідчитиме про неефективність МТРА у певному режимі роботи.

- Енергія теплових втрат – інтегрований показник, що дозволяє оцінити загальну ефективність за увесь тест. Представляє собою накопичену потоужність теплових втрат протягом всього тесту.

Отже, повноцінне дослідження роботи МТРА в динаміці неможливе без ретельно підібраного, збалансованого та інформативного набору графіків, які охоплюють усі ключові фізичні процеси в електроприводі. Такий підхід не лише дозволяє об’єктивно порівнювати режими, а й виявляє «вузькі місця» в роботі оптимізації, що є основою для подальшого вдосконалення алгоритмів керування.

3.3.4. Принцип розрахунку енергії втрат

Енергія втрат рахуватиметься як інтеграл від миттєвих втрат в електроприводі протягом тесту. Якщо просто проінтегрувати втрати потужності протягом тесту для стандартного алгоритму та алгоритму із МТРА, то отримаються наступні порівняльні графіки – рис. 3.7. Ці графіки отримано при завданні моменту яка зображена на рис. 3.6. Як бачимо із рис. 3.7, при такому методі обчислення енергії теплових втрат для стандартного алгоритму векторного керування енергія буде рахуватись навіть тоді, коли двигун не відпрацьовує момент. Через це сумарний показник енергії втрат буде дещо завищено.

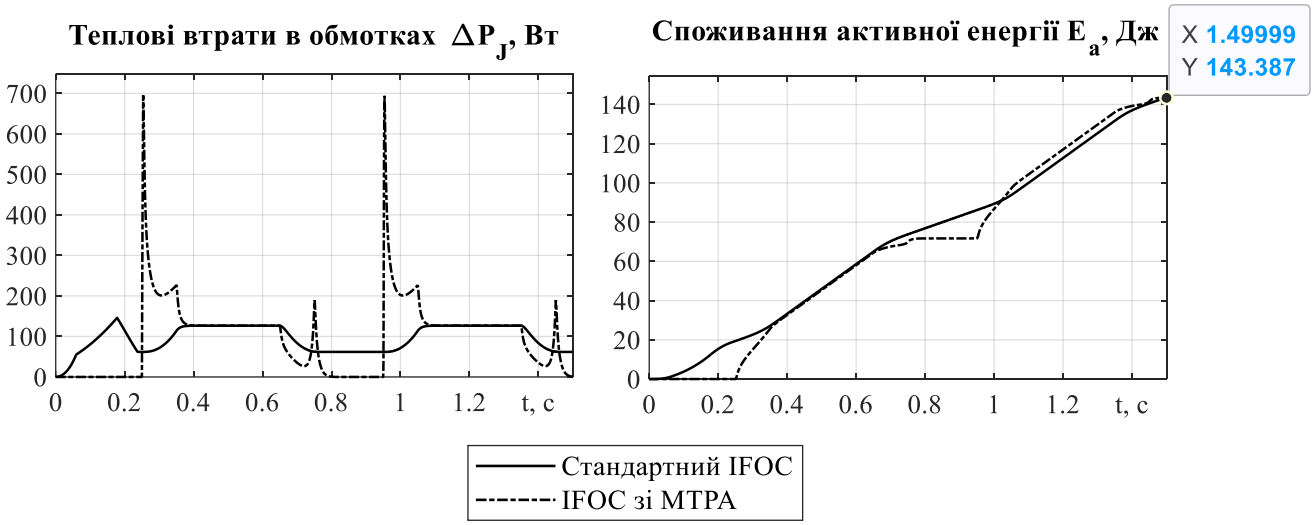

Рисунок 3.7 – Звичайне обчислення енергії теплових втрат

Для більш об’єктивної оцінки роботи МТРА саме в динамічних режимах, потрібно зробити так, щоб енергія втрат не рахувалася тоді, коли завдання на момент відсутнє або має усталене значення. Тобто критерій при якому відбувається інтегрування втрат потужності – це ненульове значення похідної завдання моменту. Це продемонстровано на рис. 3.8. Такий підхід є більш коректним і дає можливість більш точно оцінити енергетичну ефективність динамічних режимів МТРА в умовах тесту.

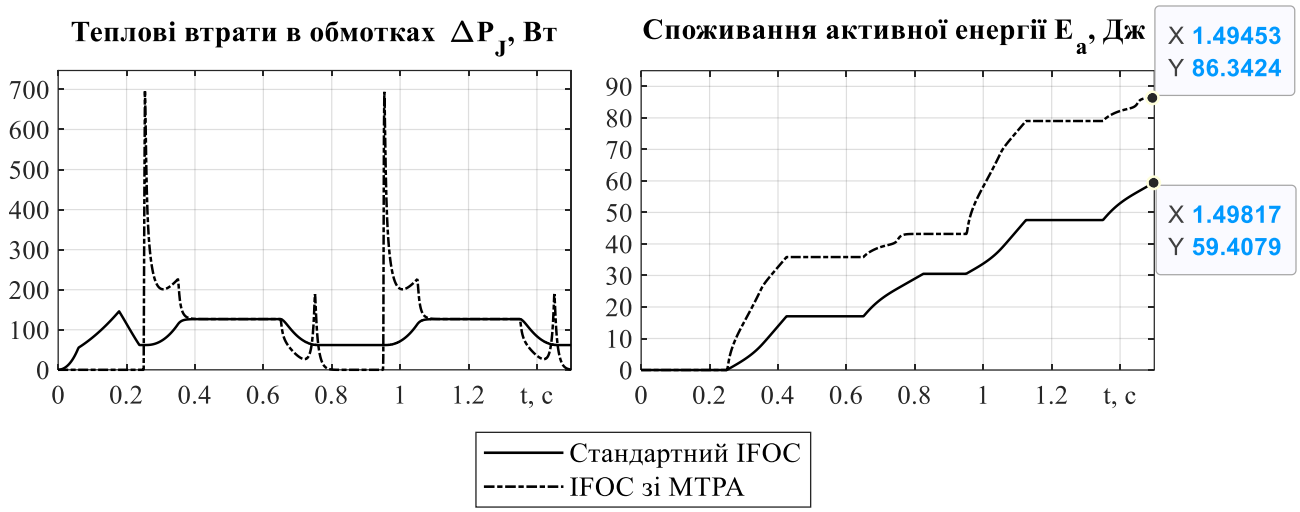

Рисунок 3.7 – Модифіковане обчислення енергії теплових втрат

Як бачимо, що при такому способі обчислення енергії, для даного тесту загальне значення енергії втрат зменшилось на 39% для алгоритму із МТРА та на 59% для алгоритму стандартного векторного керування, що є суттєвою відмінністю. Ці відмінності будуть відрізнятися для різних умов та налаштувань тесту, тому такі відсоткові співвідношення є правдивими лише для даного дослідження. Хоча такий підхід не відповідає вимірюванням енергії в реальних умовах, проте він допомагає сфокусувати увагу досліджень саме на отриманні результатів в динамічних режимах роботи.

3.4 Висновки до розділу 3

У цьому розділі було розроблено та обґрунтовано підхід до комплексної оцінки енергоефективності асинхронного електроприводу, при використанні

алгоритмів векторного керування із оптимізацією за критерієм максимального моменту на струм. Були формалізовані критерії для оцінки як статичної, так і динамічної енергоефективності, включаючи теплові втрати в обмотках, модулі струмів, модулі напруг, швидкодію, точність регулювання моменту та накопичену енергію втрат.

1. Для дослідження енергетичної ефективності було встановлено, що стратегія MTPA є найбільш ефективною у частково навантажених статичних режимах (до 60% від номінального моменту), де магнітна система двигуна не насичена і ще зберігається можливість оптимізації розподілу струмів.

2. Виявлено основні труднощі у динамічних режимах роботи MTPA, пов’язаних з інерційністю потокозчеплення, затримками в реакції, зміною параметрів двигуна, конфліктом між ціллю енергетичної оптимізації та динамічною точністю регулювання. В реальних умовах ці фактори можуть нівелювати або навіть знижувати енергоефективність у порівнянні зі стандартним векторним керуванням.

3. Окрему увагу було приділено практичним аспектам, зокрема формуванню траєкторії моменту, обмеженням по струмах та напругах, і впливу ривків у керуванні. Була доведена доцільність використання фільтрації завдання моменту для уникнення перевищення струмів та підвищення стабільності роботи алгоритму MTPA в умовах обмежень.

4. Для об’єктивної оцінки впливу MTPA в динаміці було запропоновано модифікований підхід до обчислення енергії теплових втрат, що враховує тільки ті часові ділянки, коли система реально відпрацьовує змінне завдання моменту. Цей метод дозволив більш точно виявити енергетичні переваги або недоліки алгоритму в перехідних процесах.

4 ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ І ЕНЕРГЕТИЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ

У даному дослідженні аналіз динамічних та енергетичних характеристик буде здійснено на основі моделювання системи векторного керування асинхронним двигуном із реалізацією алгоритму оптимізації за критерієм максимуму моменту на ампер (MTPA). Модель реалізовано в середовищі MATLAB Simulink, що дозволяє з високою точністю і гнучкістю відтворити поведінку системи електропривода в широкому діапазоні режимів роботи.

Перевагами такого підходу є можливість детального аналізу всіх складових системи керування – зокрема, регуляторів струму, швидкості, координатних перетворень та алгоритму реалізації MTPA. MATLAB Simulink забезпечує візуальне середовище для моделювання, зручну інтеграцію компонентів та можливість ітеративної оптимізації структури регуляторів. Векторне керування в поєднанні з MTPA дає змогу підвищити ефективність приводу в динамічних режимах, особливо при навантаженнях менших номінального.

Недоліком досліджень на основі математичного моделювання є те, що розроблена модель не враховує низку другорядних фізичних ефектів, зокрема, гармоніки струму та напруги, зумовлені імпульсним керуванням, магнітне насичення осердя, вихрові струми та гістерезисні втрати, а також температурну залежність параметрів двигуна. Крім того, в моделі не реалізовано повної схеми обліку мертвого часу інвертора, втрат у силових ключах та механічних вібрацій. Однак ці ефекти, як правило, мають вплив лише на точність окремих деталей поведінки системи, і не суттєво змінюють загальні закономірності динаміки чи принципову ефективність реалізованого алгоритму керування. Тому для цілей інженерного аналізу, попередньої оптимізації та порівняння стратегій керування розроблена модель є достатньо точною, збалансованою за складністю й обчислювальними витратами та надає достовірні результати, які можуть бути покладені в основу подальших практичних реалізацій.

Таким чином, дослідження системи векторного керування з реалізацією МТРА в середовищі MATLAB Simulink дозволяє адекватно оцінити її ефективність, стійкість та вплив параметрів регуляторів на загальну продуктивність приводу без необхідності створення фізичного прототипу на початкових етапах розробки.

4.1 Налаштування моделюючої програми для досліджень

Параметри досліджуваного двигуна, які буде використано в моделюючій програмі представлено у табл. 4.1.

Таблиця 4.1 – Параметри асинхронного двигуна 2,2 кВт

Параметр	**Значення**
Потужність P, кВт	2,2
Номінальна напруга U, В	380
Номінальний струм I, А	5
Номінальна частота обертання ω, рад/с	151
Кількість пар полюсів p_n	2
Номінальний момент $M_н$, Нм	14,6
Момент інерції J, кг/м^2	0,016
Взаємна індуктивність L_m, Гн	0,2709
Індуктивність статора L_1, Гн	0,28
Індуктивність ротора L_2, Гн	0,28
Опір статора R_1, Ом	3,5
Опір ротора R_2, Ом	2,5
Момент інерції J, $кг \cdot м^2$	0,016

При моделюванні коефіцієнти ПІ-регуляторів струму мають наступні значення: $k_i = 700,\ k_{ii} = \frac{k_i^{\,2}}{2}$.

При дослідженні алгоритмів із прямим полеорієнтуванням, буде застосовано ПІ-регулятор потокозчеплення. Коефіцієнти ПІ-регулятора потокозчеплення встановлено наступними: $k_\psi = 100,\ k_{\psi i} = \frac{k_\psi^2}{2}$.

Для стандартних алгоритмів векторного керування буде формуватись траєкторія потокозчеплення 1-го порядку із усталеним значенням 0,93 Вб.

Для того, щоб уникнути виродженості в рівнянні регулятора потокозчеплення в алгоритмах із МТРА, у моделі буде встановлено початкове значення потокозчеплення на рівні 0,02 Вб.

Для наближеного врахування моменту інерції механізму приймемо сумарний момент інерції електроприводу при моделюванні наступний $J_\Sigma = 2J_{ед} = 2 \cdot 0,016 = 0,032\ кг \cdot м^2$.

Дослідження буде проведено на основі динамічних та статичних характеристик електроприводу. Для кожного дослідження буде формуватись відповідна траєкторія завдання моменту першого порядку із різним часом наростання до максимального заданого значення. Максимальне задане значення в моменту для кожного тесту також буде відрізнятись. Це означає, що рівень максимального моменту (кінцева точка траєкторії навантаження) у кожному тесті буде іншим. Зміна цього значення дозволяє протестувати привід у різних режимах навантаження — від помірного до граничного. Загалом, завдання моменту формуватиметься так щоб напруга і кутова швидкість не перевищували номінальних значень. Отримані результати для виконаних тестів МТРА будуть порівнюватись із алгоритмами стандартного векторного керування. Це дозволить зробити висновки щодо доцільності впровадження МТРА в електроприводах загального призначення. В усіх тестах кожна ділянка статичного режиму роботи двигуна має тривалість 0,3 с.

4.2 Опис плану досліджень

У межах роботи планується провести серію досліджень, спрямованих на порівняльний аналіз різних алгоритмів векторного керування асинхронним електроприводом із використанням критерію максимум моменту на струм.

На початковому етапі передбачено дослідити динамічні характеристики стандартного алгоритму IFOC та алгоритму зі статичним MTPA при непрямій орієнтації за вектором потокозчеплення ротора для двох характерних режимів – швидкого (тест 1) та повільного (тест 2) темпу наростання завдання моменту. Далі планується узагальнити отримані дані шляхом побудови статичних характеристик у межах досліджуваного діапазону зміни темпу наростання моменту (тест 3).

Аналогічні дослідження планується виконати і для прямої орієнтації за потокозчепленням ротора, де буде використано стандартний алгоритм DFOC у порівнянні з динамічним MTPA для двох темпів наростання завдання (тести 4 і 5). Також буде досліджено відповідні статичні характеристики (тест 6).

Окремо передбачається порівняння динамічні показники та ефективність алгоритмів із статичним та динамічним MTPA при вискому темпі наростання завдання моменту (тест 7).

Завершальним етапом дослідження стане аналіз алгоритму векторного керування з динамічною лінеаризацією зворотним зв’язком, оптимізованого за критерієм MTPA, у порівнянні з динамічним MTPA (тест 8).

4.3 Порівняльне дослідження алгоритму стандартного IFOC та алгоритму статичного MTPA

4.3.1 Результати тесту 1

Тест 1. Порівняльне дослідження динамічних характеристик алгоритму стандартного IFOC та алгоритму статичного MTPA при непрямій орієнтації за

вектором потокозчеплення ротора для часу наростання моменту 0,1 с (90 Нм/с). Темп наростання моменту 90 Нм/с обрано на основі експериментальних результатів – це темп наростання завдання моменту, при якому явно спостерігається погіршення характеристик ЕП. Максимальне значення завдання становить 9 Нм, що становить приблизно 60 % від номінального моменту двигуна потужністю 2,2 кВт. Це максимальне значення завдання відповідає граничному режиму роботи двигуна, при якому МТРА теоретично ще може бути ефективним. При такому налаштуванні завдання у статичному режимі потокозчеплення в алгоритмі з МТРА відповідає номінальному значенню потокозчеплення електродвигуна.

На рис. 4.1-4.2 представлено графіки перехідних процесів для тесту 1.

За отриманими графіками перехідних процесів бачимо, що траєкторія відпрацювання моменту відповідає заданій для обох алгоритмів. В алгоритмі із МТРА присутні невеликі динамічні похибки в мехаж 0,3 % від номінального значення моменту двигуна. Модуль потокозчеплення в усталеному режимі моменту однаковий та досягає свого номінального значення для алгоритму МТРА. Для алгоритму стандартного векторного керування модуль потокозчеплення зростає протягом 0,25 с до номінального значення та залишається незмінним протягом всього тесту. Для алгоритму із МТРА присутні динамічні похибки відпрацювання потоку, які не перевищують 2 % від номінального значення.

Моментоутоврюючий струм для обох алгоритмів дуже близькі за значеннями. При цьому потокоутворюючий струм для алгоритму із МТРА формується таким чином, щоб забезпечувати створення потоку лише тоді, коли наявне завдання моменту. Для алгоритму стандартного векторного керування поткоутворюючий струм під час тесту залишається незмінним, лише на початку тесту спостерігається його зростання, необхідне для створення потокозчеплення. Керуючі напруги, тобто складові напруги статора, формуються такими, щоб забезпечити відпрацювання необхідних завдань струму, розрахованих за відповідним алгоритмом керування.

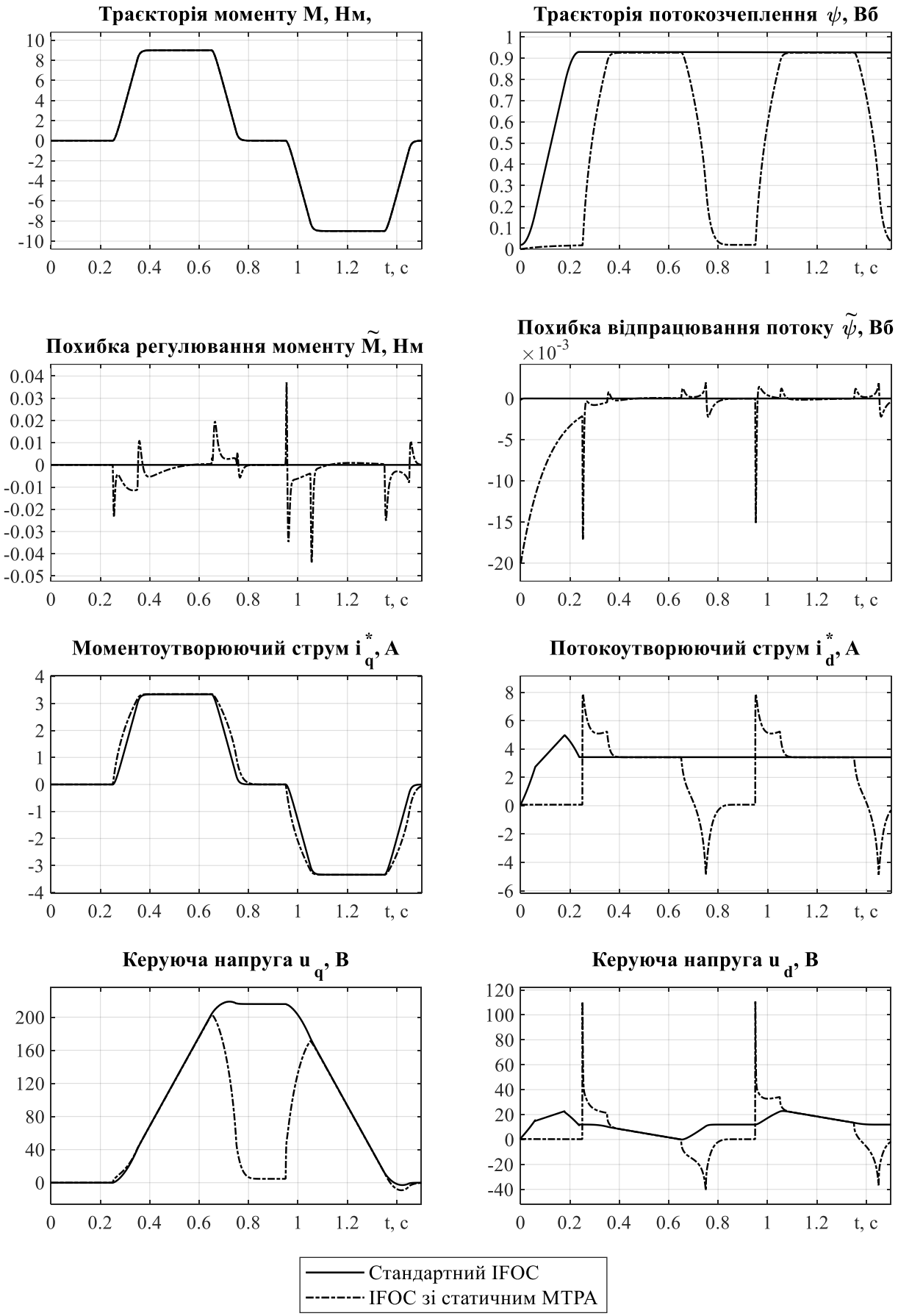

Рисунок 4.1 – Графіки перехідних процесів при завданні моменту 90 Нм/с для тесту 1

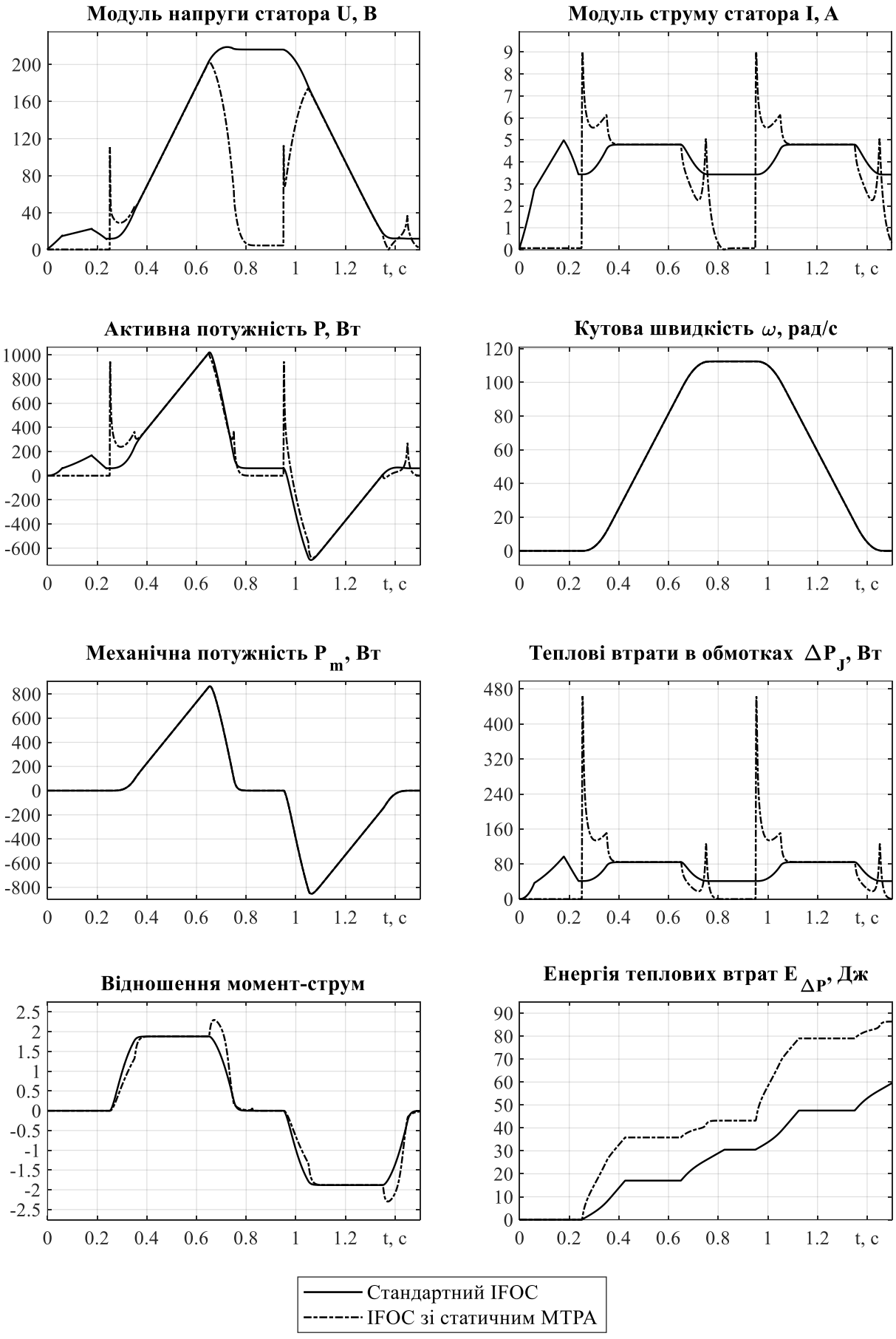

Рисунок 4.2 – Графіки перехідних процесів при завданні моменту 90 Нм/с для тесту 1

Модуль напруги не перевищує допустимих значень. Для стандартного алгоритму модуль напруги не зменшується до нуля, тоді, коли завдання на момент зникає, що пов’язане із компенсацією проти-ЕРС, яка виникає через підтримання номінального потокозчеплення та наявну кутову швидкість. В динамічному режимі присутні незначні сплески напруги для алгоритму із МТРА, проте загалом, напруги знаходяться в допустимих межах. Модуль струму при наростанні завдання моменту удвічі перевищує своє номінальне значення для алгоритму із статичним МТРА. Це пов’язано із тим, що струм прикладається одночасно для створення моменту і потокозчеплення. Проте при відсутності завдання моменту спостерігається суттєва перевага через відсутність струму.

Активна потужність для обох алгоритмів майже однакова. Для алгоритму із МТРА присутні скачки потужності в динаміці, які не досягають навіть 50 % номінальної потужності, що є цілком допустимим режимом роботи.

Кутова швидкість для обох алгоритмів співпадає, що свідчить про рівність умов дослідних тестів. Відповідно до цього, механічна потужність такою буде однаковою, оскільки є добутком моменту на швидкість.

Відношення момент-струм для обох алгоритмів має подібних характер перехідних процесів. Це пояснюється тим, що обрано такий режим роботи, при якому алгоритм із МТРА працює на тій межі, де він вже нічим не відрізняється у статичному режимі із стандартним алгоритмом. Спостерігається збільшення відношення момент-струм при спаданні завдання моменту, на проміжках часу 0,65-0,75 та 1,35-1,45 для оптимізованого алгоритму. Це пояснюється тим, що при зменшенні моменту в алгоритмі із МТРА витрачається менше енергії через одночасне керування потокозчепленням і моментом. Завдяки цьому для формування необхідного моменту потрібно значно менше прикладати струму ніж для алгоритму зі стандартним векторним керуванням.

Із графіку енергії теплових втрат бачимо, що оптимізований алгоритм за час робочого циклу споживає більше електричної енергії ніж стандартний алгоритм. Тобто маємо, що для таких умов тесту МТРА не дала бажаних результатів та, навіть, погіршила енергетику. Такі енергетичні показники для

оптимізованого алгоритму спричинені великими тепловими втратами при стрімкому збільшенні завдання потокозчеплення, в момент, коли потрібно швидко створити потокозчеплення в достатньо інерційній електромагнітній системі двигуна.

4.3.2 Результати тесту 2

Тест 2. Порівняльне дослідження динамічних характеристик алгоритму стандартного IFOC та алгоритму статичного MTPA при непрямій орієнтації за вектором потокозчеплення ротора для часу наростання моменту 1 с (2,8 Нм/с). Темп наростання моменту 2,8 Нм/с обрано на основі експериментальних результатів – це темп наростання завдання моменту, при якому динамічні та енергетичні характеристики майже не відрізняються від статичних режимів роботи ЕП. Максимальне значення завдання становить 2,8 Нм. Це максимальне значення завдання обране на основі обмежень номінальної напруги та швидкості ЕП. Значення потоку в алгоритмі MTPA суттєво менше номінального значення.

На рис. 4.3-4.4 представлено графіки перехідних процесів для тесту 2.

Траєкторія потокозчеплення в даному тесті зростає до свого максимального значення за час 1 с, що відповідає темпу наростання моменту 2,8 Нм/с. При цьому спостерігається, що потокозчеплення для оптимізованого алгоритму формується таким чином, що його максимальне значення становить лише 56 % від номінального. Це вказує на те, що в цьому тесті MTPA повинне мати суттєву енергетичну ефективність. Похибки регулювання моменту зменшилися в 10 разів у порівнянні із тестом при 90 Нм/с, також похибка потокозчеплення зменшилася щонайменше на 65 %. Це суттєво покращує динамічні показники електроприводу.

Моментоутворюючий струм в алгоритмі із MTPA зібльшився на 80 % у порівнянні із стандартним алгоритмом для цього режиму. Потокоутворюючий струм, навпаки, зменшився. Такий розподіл струмів запезпечує мінімальне споживання струму при заданому моменті, тобто забезпечує умову виконання критерію MTPA.

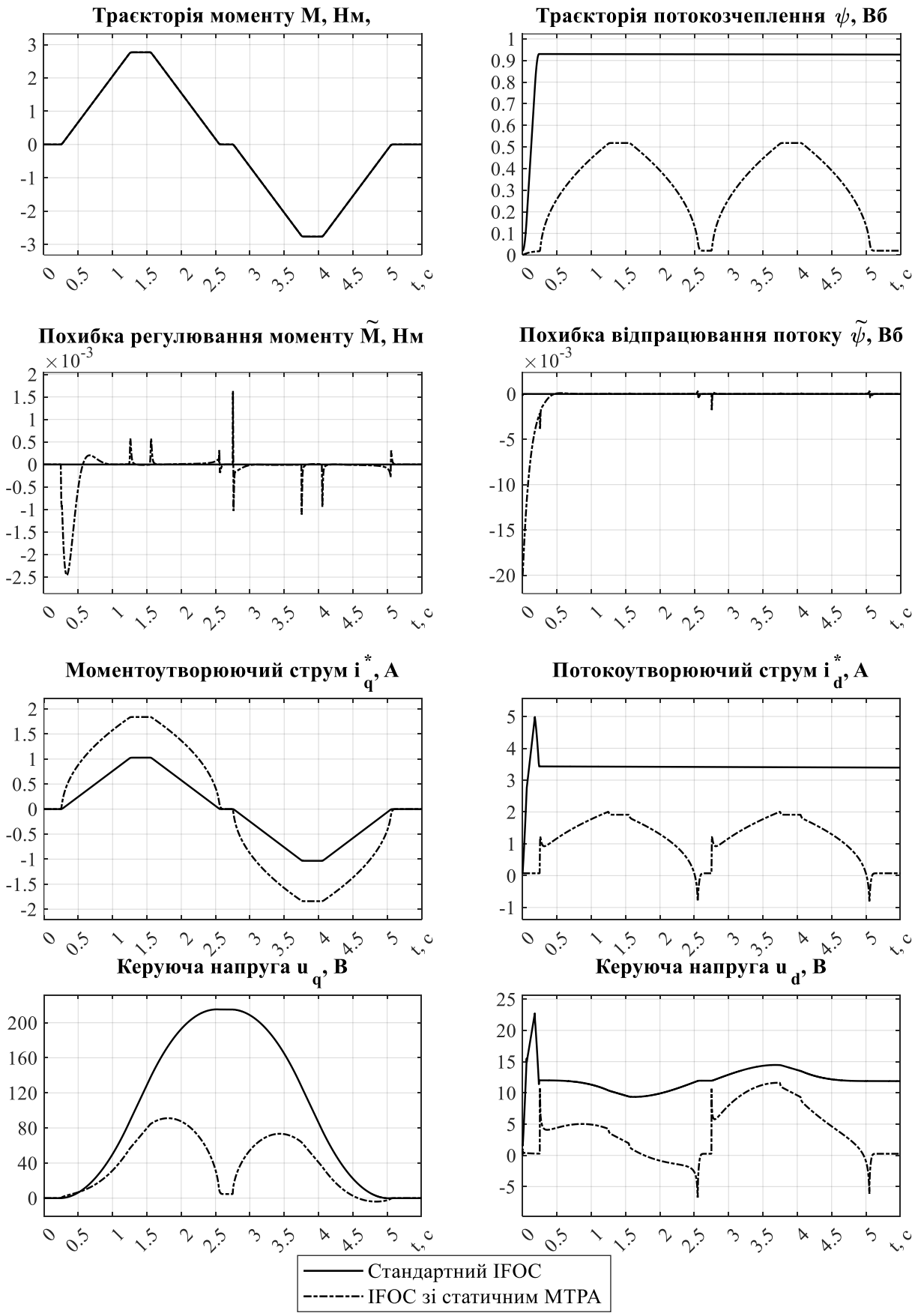

Рисунок 4.3 – Графіки перехідних процесів при завданні моменту 2,8 Нм/с для тесту 2

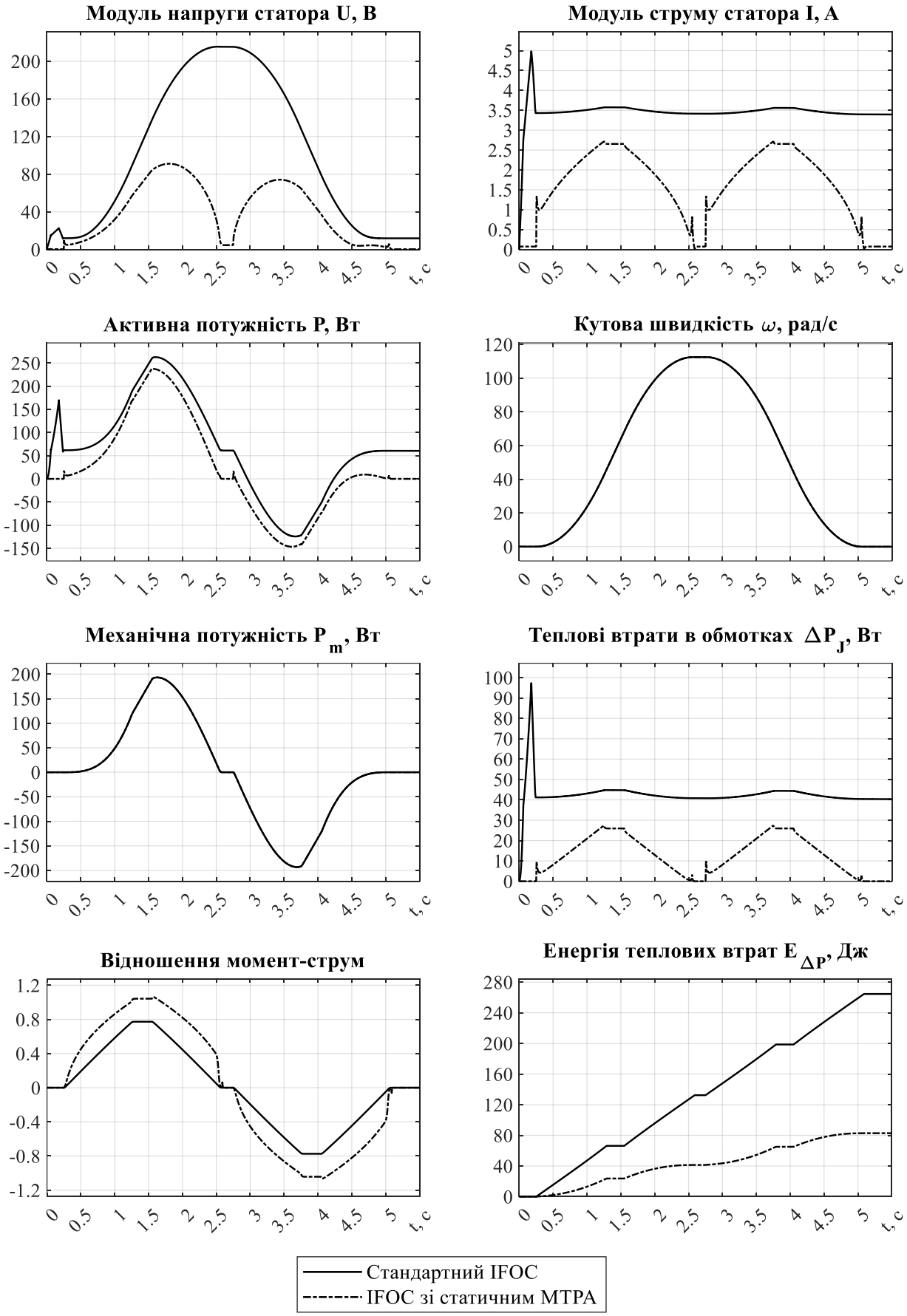

Рисунок 4.4 – Графіки перехідних процесів при завданні моменту 2,8 Нм/с для тесту 2

Керуючі напруги суттєво зменшилися для оптимізованого алгоритму для такого режиму роботи. Модуль напруги та модуль струму електроприводу для оптимізованого алгоритму зменшилися у порівнянні із стандартним алгоритмом, що зумовлено оптимальним розподілом струмів i_d, i_q.

Відповідно до модулю напруги та струму, активна споживана потужність стандартного алгоритму векторного керування орієнтовно на 8,5 % більша ніж потужність оптимізованого алгоритму.

Рівність кутової швидкості та механічної потужності свідчать про те, що тест проводиться в рівних умовах для обох алгоритмів.

Відношення момент-струм для оптимізованого алгоритму зросло на 45% відносно стандартного алгоритму. Теплові втрати зменшилися на 40 % в усталеному режимі відносно втрат при використанні стандартного алгоритму. Енергія теплових втрат порахована протягом всього тесту лише в динамічних режимах для оптимізованого алгоритму менша на 69 % у порівнянні із енергією при використанні стандартного алгоритму.

4.3.3 Результати тесту 3

Тест 3. Порівняльне дослідження статичних характеристик алгоритму стандартного IFOC та алгоритму статичного MTPA при непрямій орієнтації за вектором потокозчеплення ротора. Даний тест представляє основні результати по кожному із дослідів динамічних режимів роботи в діапазоні зміни темпу наростання моменту від 2,8 Нм/с до 90 нм/с. Тобто отримані статичні характеристики фіксують основні енергетичні показники ЕП для серії тестів у певному діапазоні зміни темпу наростання моменту. Для цієї серії тестів максимальне значення завдання моменту було перераховане для кожного окремого тесту таким чином, щоб не перевищити номінальну напругу та швидкість.

На рис. 4.5-4.7 представлено статичні характеристики для тесту 3.

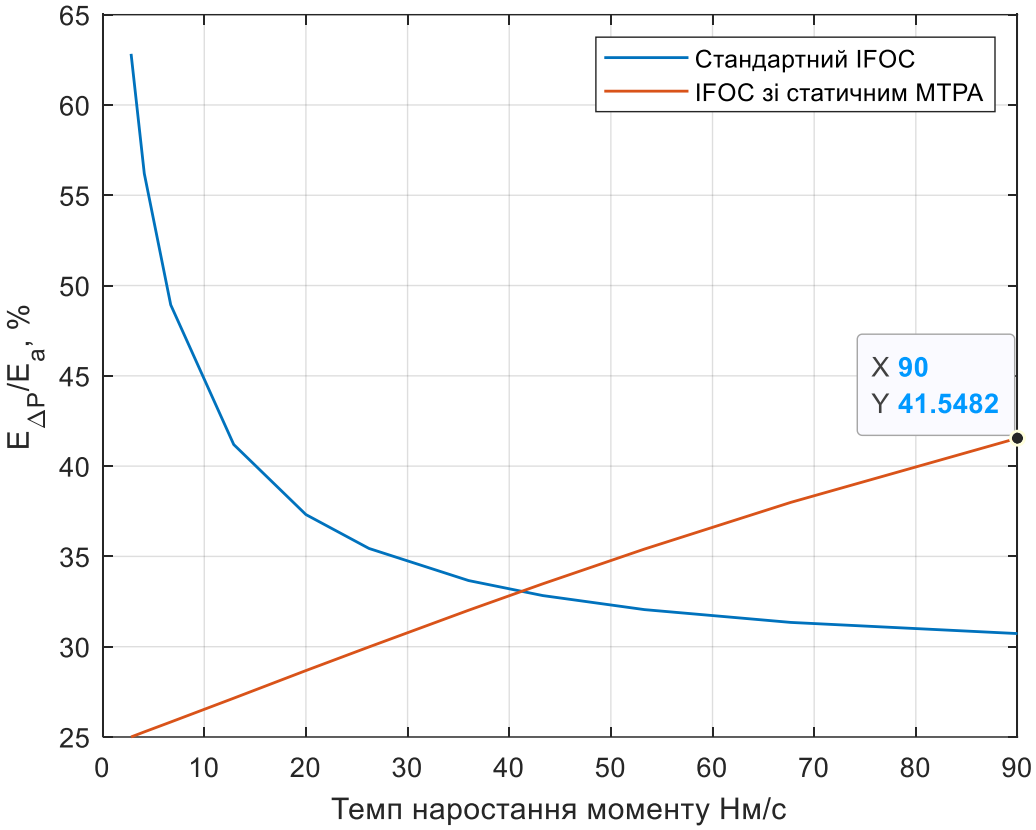

Рисунок 4.5 – Статична характеристика залежності частки теплових втрат від темпу наростання моменту для тесту 3

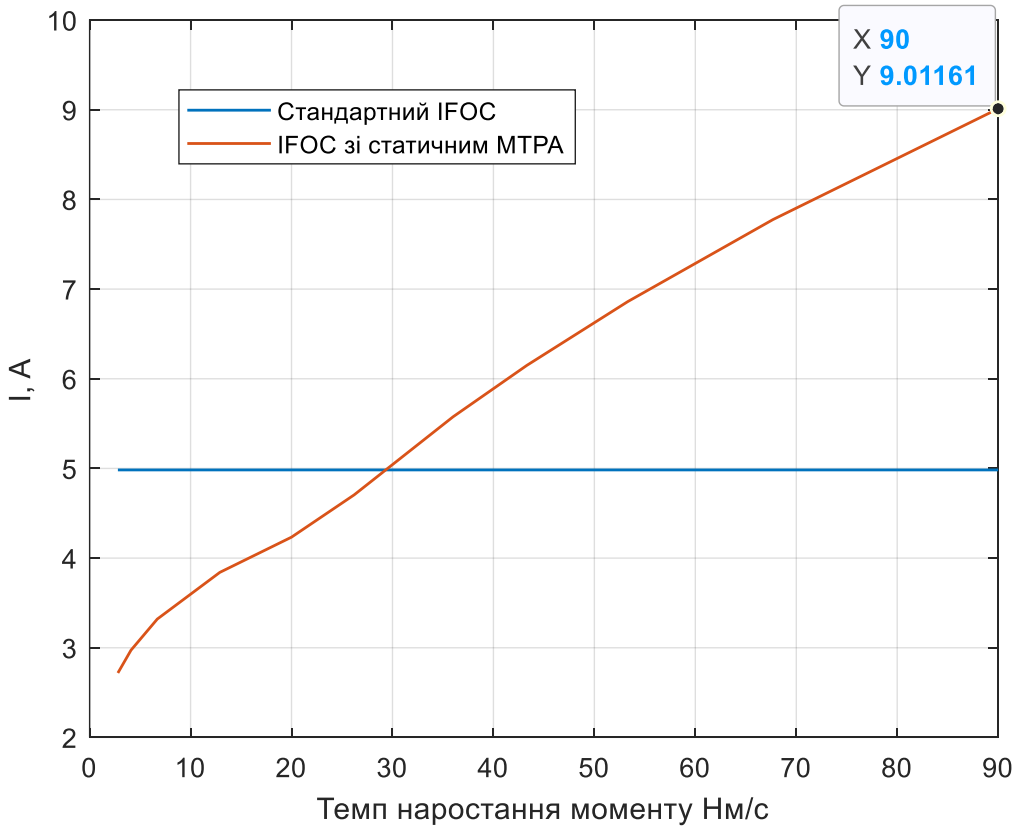

Рисунок 4.6 – Статична характеристика залежності максимального (пікового) значення струму від темпу наростання моменту для тесту 3

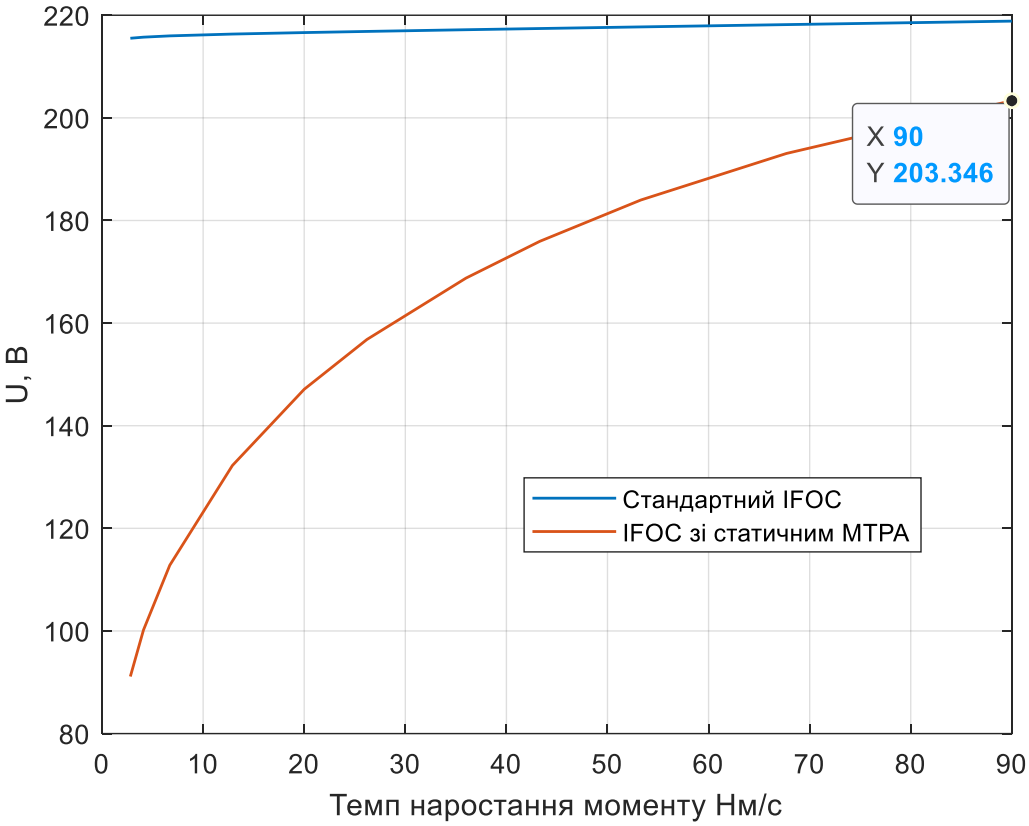

Рисунок 4.7 – Статична характеристика залежності максимальної (пікової) напруги від темпу наростання моменту для тесту 3

Статична характеристика на рис. 4.5 демонструє порівняння залежностей частки енергії теплових втрат від загальної спожитої енергії протягом тесту. Відповідно до використаної методики проведення досліджень, при менших темпах наростання моменту, максимальне значення завдання моменту зменшується, тому для стандартного алгоритму часка втрат із зменшення темпу наростання гіперболічно зростає, прямуючи до 100%. Це пояснюється тим, що при малих моментах завдання більша частина споживаної енергії витрачається на створення магнітного потоку, при цьому створюючи втрати енергії, що слідує із формул (3.1)-(3.3). При збільшенні темпу наростання для алгоритму стандартного векторного керування частка енергії втрат в динамічних режимах зменшується відносно загальної споживаної енергії протягом тесту.

Для алгоритму із статичною оптимізацією MTPA ситуація протилежна. А саме, при малому темпі наростання моменту частка енергії втрат прямує до нуля, а при зростанні темпу завдання, частка втрат зростає.

4.4 Порівняльне дослідження алгоритму стандартного DFOC та алгоритму динамічного MTPA

4.4.1 Результати тесту 4

Тест 4. Порівняльне дослідження динамічних характеристик алгоритму стандартного DFOC та алгоритму динамічного MTPA при прямій орієнтації за вектором потокозчеплення ротора для часу наростання моменту 0,1 с (90 Нм/с). Всі налаштування для даного тесту аналогічні до тих, що були виконанні для тесту 1.

На рис. 4.8-4.9 представлено графіки перехідних процесів для тесту 4.

Даний тест схожий на тест 1, проте тут отримуються відмінні результати через використання алгоритму із динамічним MTPA. Для обох порівнюваних алгоритмів використано спостерігач вектору потокозчеплення ротора, а відповідно, у системі керування потокозчепленням застосовано ПІ-регулятор потокозчеплення, який був відсутній у алгоритмах із непрямим полеорієнтуванням.

За графіками похибок моменту, бачимо, що присутні динамічні похибки для оптимізованого алгоритму. В даному випадку похибки моменту не перевищують 0,25 %, що є майже ідеальним показником точності. Для оптимізованого алгоритму відсутні динамічні похибки потокозчеплення при відпрацюванні завдання моменту. Наявний лише невеликий перехідний процес на початку тесту, що пов’язано із роботою регулятора потокозчеплення.

Моментоутворюючий струм для алгоритму із MTPA в динамічних режимах перевищує струм i_q в стандартному алгоритмі на 33 %. Аналогічна ситуація в динаміці для поткоутворюючого струму.

Керуючі напруги знаходяться в допустимих межах для обох алгоритмів. Для алгоритму із MTPA при відсутності завдання моменту, напруга u_q суттєво знижується у порівнянні із стандартним алгоримом. Середнє значення напруги u_d для обох алгоритмів близьке за значенням. Стрибки напруги для оптимізованого алгоритму відстуні.

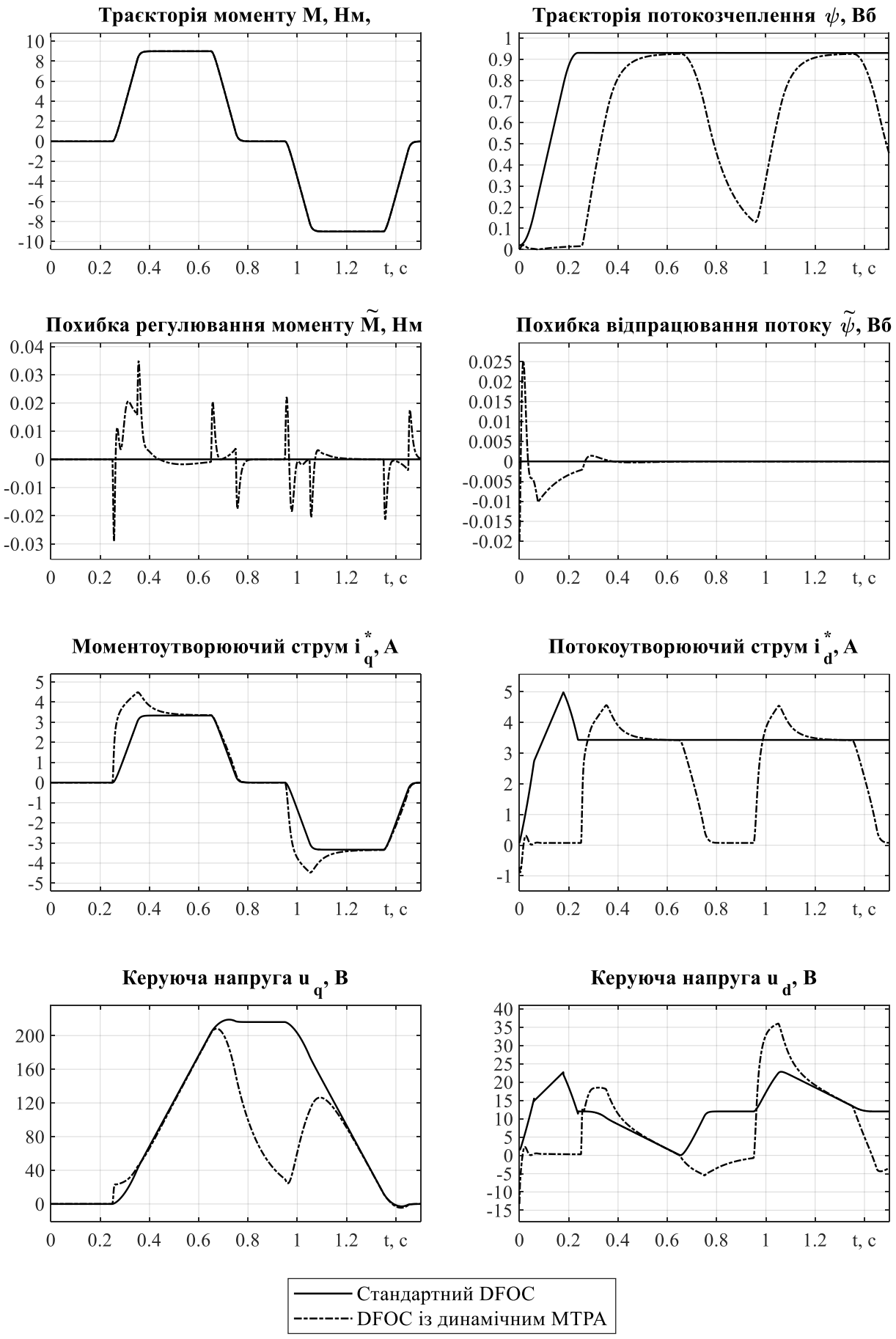

Рисунок 4.8 – Графіки перехідних процесів при завданні моменту 90 Нм/с для тесту 4

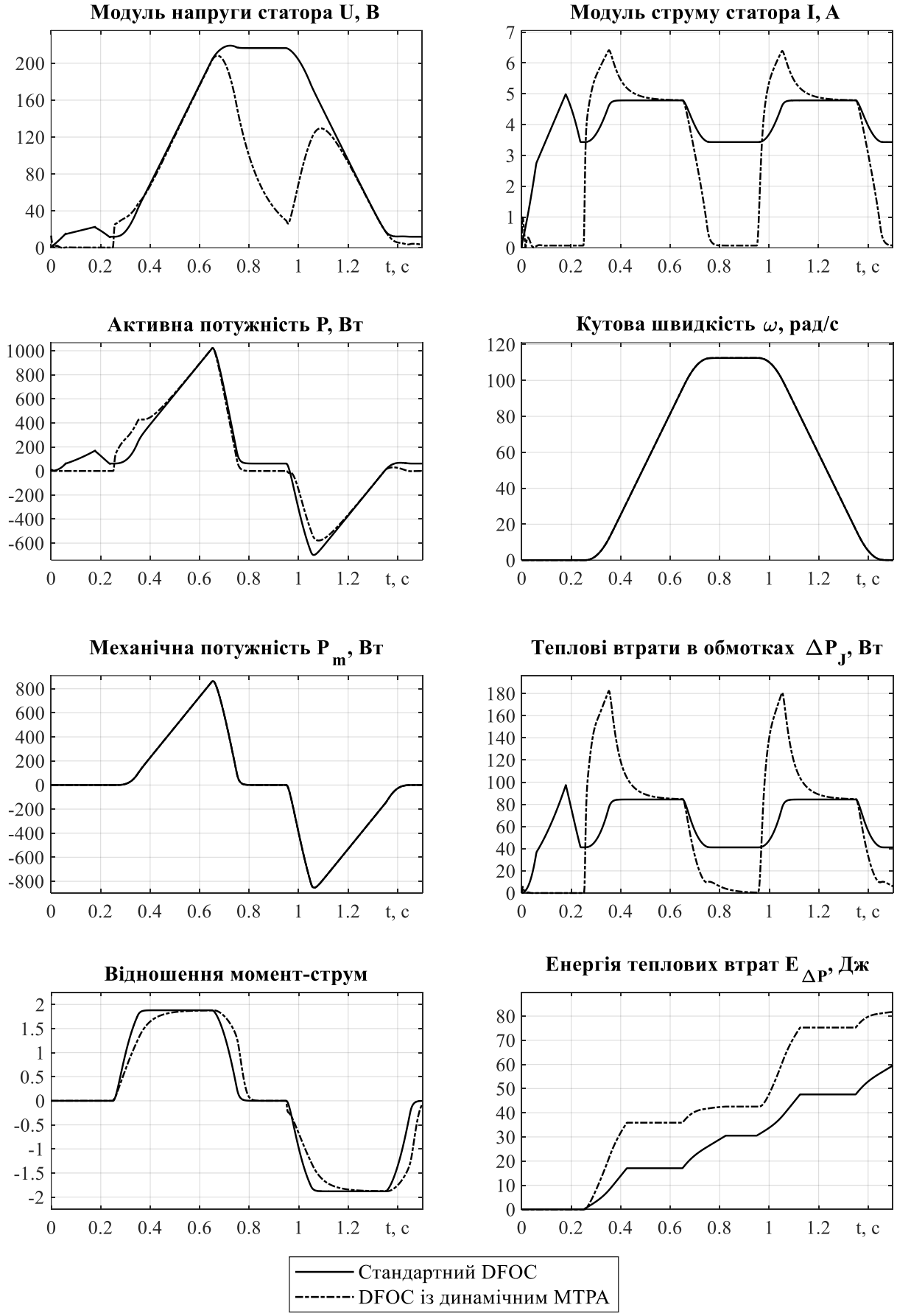

Рисунок 4.9 – Графіки перехідних процесів при завданні моменту 90 Нм/с для тесту 4

4.4.2 Результати тесту 5

Тест 5. Порівняльне дослідження динамічних характеристик алгоритму стандартного DFOC та алгоритму динамічного MTPA при прямій орієнтації за вектором потокозчеплення ротора для часу наростання моменту 1 с (2,8 Нм/с). Всі налаштування для даного тесту аналогічні до тих, що були виконанні для тесту 2.

На рис. 4.10-4.11 представлено графіки перехідних процесів для тесту 5. Розглядаючи траєкторії моменту, можна відзначити, що обидві системи точно відпрацьовують задану змінну траєкторію, демонструючи незначні похибки регулювання, які не перевищують декількох міліньютон-метрів. Це свідчить про збереження високої точності обох підходів. Однак суттєва різниця спостерігається у поведінці потокозчеплення. У стандартному DFOC потік підтримується на постійному рівні, тоді як у варіанті з MTPA він динамічно змінюється відповідно до оптимального розподілу струмів. Це дозволяє зменшити потокотворюючий струм та оптимізувати енергоспоживання.

DFOC з динамічним MTPA характеризується істотно нижчими значеннями моментоутворюючого та потокотворюючого струмів у всьому інтервалі часу. Відповідно, амплітуди керуючих напруг u_q та u_d також знижуються, що зменшує навантаження на силовий інвертор. Зменшення споживаних струмів без погіршення динамічних показників є свідченням ефективної дії алгоритму оптимізації.

Енергетичний аналіз підтверджує переваги підходу з MTPA. Зокрема, активна потужність у цьому випадку є меншою, ніж у стандартному DFOC, при тому, що механічна потужність і кутова швидкість двигуна залишаються незмінними.

Особливо наочно переваги DFOC із MTPA проявляються в теплових характеристиках. Теплові втрати в обмотках зменшуються в кілька разів, що підтверджується як графіком миттєвих втрат потужності ΔP_J, так і інтегрованим показником енергії теплових втрат $E_{\Delta P}$.

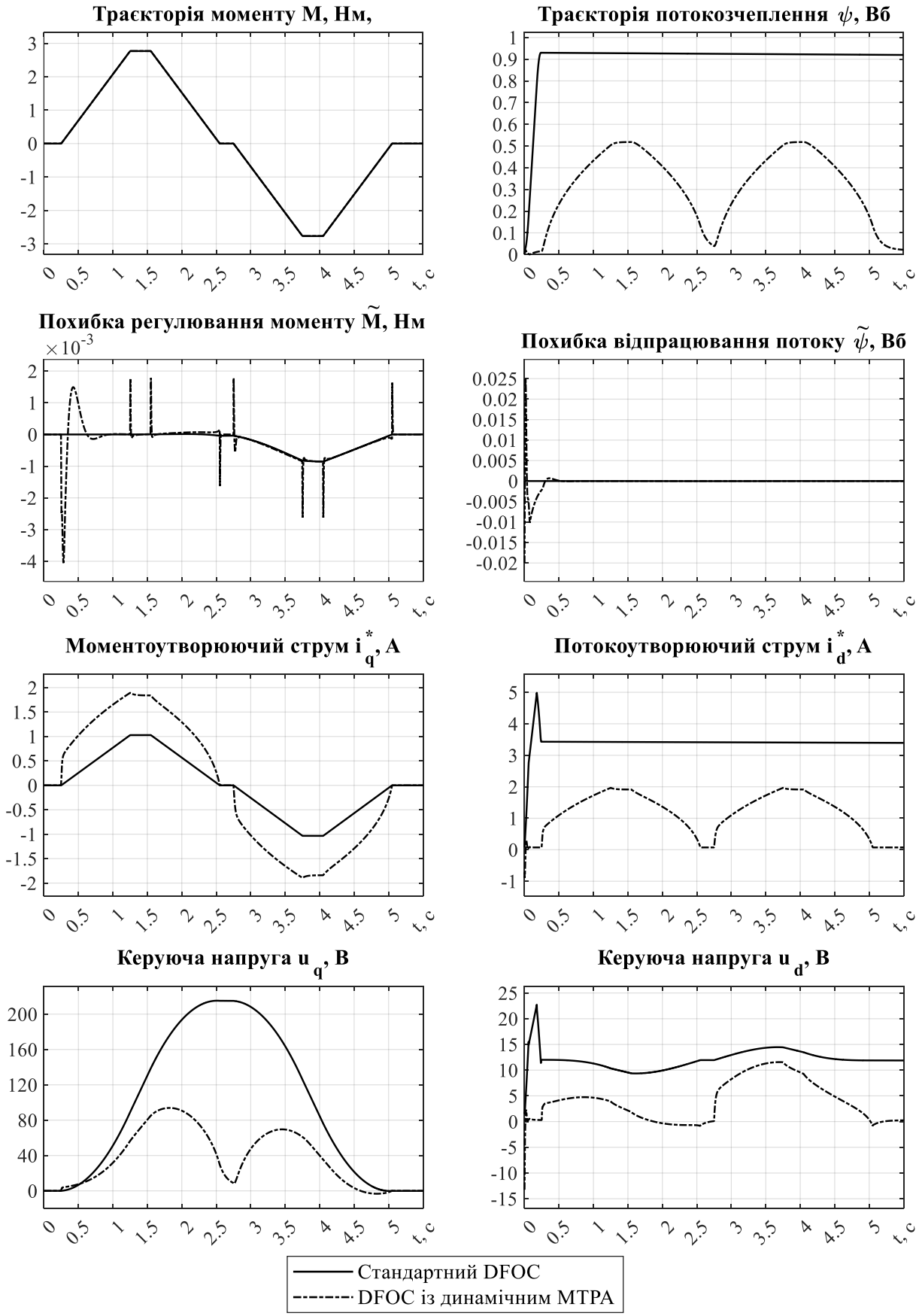

Рисунок 4.10 – Графіки перехідних процесів при завданні моменту 2,8 Нм/с для тесту 5

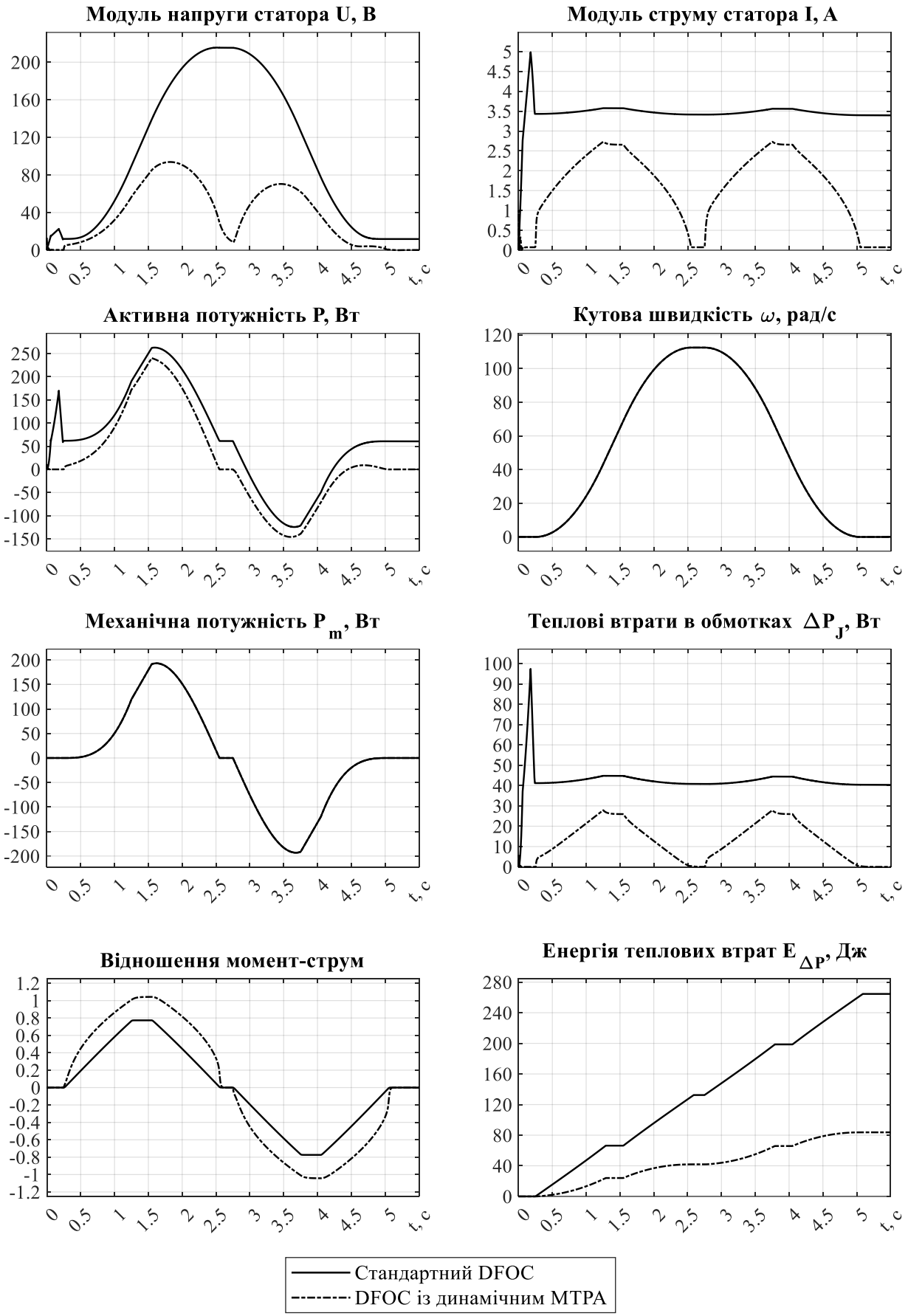

Рисунок 4.11 – Графіки перехідних процесів при завданні моменту 2,8 Нм/с для тесту 5

4.4.3 Результати тесту 6

Тест 6. Порівняльне дослідження статичних характеристик алгоритму стандартного IFOC та алгоритму статичного MTPA при непрямій орієнтації за вектором потокозчеплення ротора. Налаштування і методика проведення даного тесту аналогічна до тесту 3.

На рис. 4.12-4.14 представлено статичні характеристики для тесту 6.

За результатами тесту можемо бачити, що отримані статичні характеристики мають деяку схожість із статичними характеристиками при дослідженні алгоритму із статичним MTPA. Частка енергії втрат в динамічних режимах збільшується при збільшенні темпу наростання завдання. При певному темпі наростання завдання, частка в трат в алгоритмі із оптимізацією починає бути більшою, ніж у стандартному алгоритмі векторного керування. Надалі збільшуючи темп наростання, MTPA буде лише поргіршувати енергетичні показники, а не покращувати. Із графіку максимальних струмів та напруг бачимо, що для алгоритму із MTPA їх максимальні значення зростають.

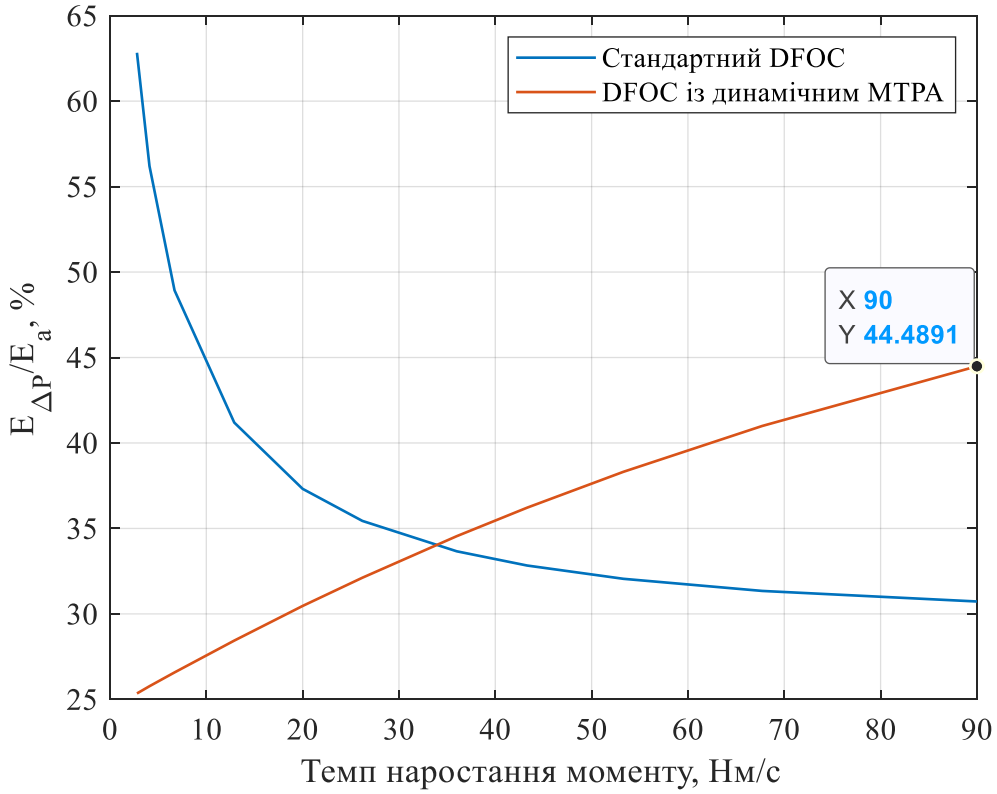

Рисунок 4.12 – Статична характеристика залежності частки теплових втрат від темпу наростання моменту для тесту 6

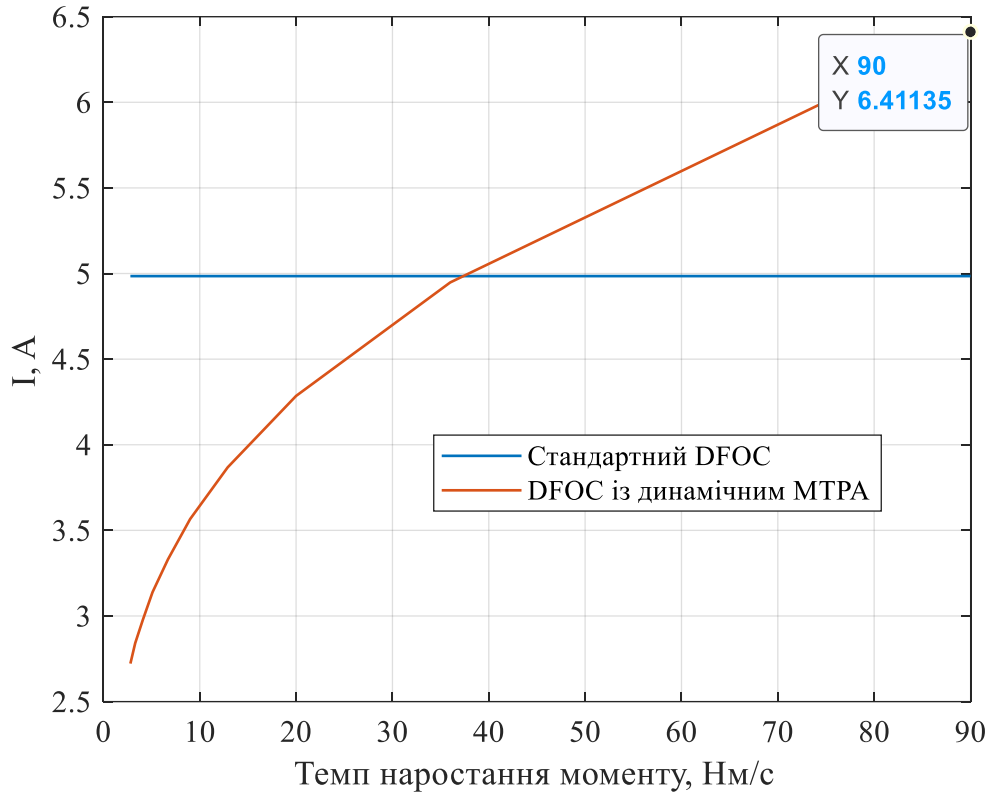

Рисунок 4.13 – Статична характеристика залежності максимального (пікового) значення струму від темпу наростання моменту для тесту 6

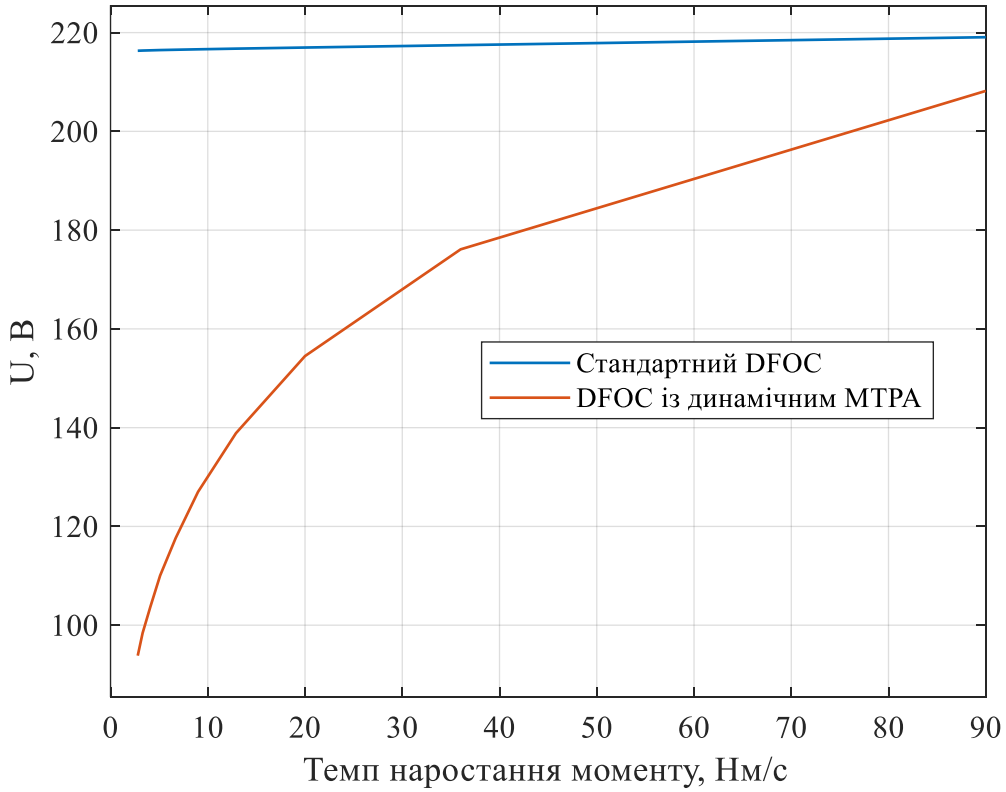

Рисунок 4.14 – Статична характеристика залежності максимальної (пікової) напруги від темпу наростання моменту для тесту 6

4.5 Порівняльне дослідження алгоритму статичного та динмічного МТРА

Тест 7. Порівняльне дослідження динамічних характеристик алгоритму статичного МТРА при непрямій орієнтації за вектором потокозчеплення ротора та алгоритму динамічного МТРА при прямій орієнтації за вектором потокозчеплення ротора для часу наростання моменту 0,1 с (90 Нм/с). Всі налаштування для даного тесту аналогічні до тих, що були виконанні для тестів 1 та 2. Результати даного дослідження дають можливість порівняти роботу статичного та динамічного МТРА в динаміці.

На рис. 4.15-4.16 представлено графіки перехідних процесів для тесту 7.

Аналіз траєкторій моменту показав, що обидві системи досить точно відтворюють заданий профіль моменту, однак система з DFOC демонструє менші коливання та швидше досягає усталеного значення. Зокрема, на графіках похибки регулювання моменту та потоку видно, що DFOC забезпечує кращу точність відпрацювання як моменту, так і потокозчеплення, що свідчить про вищу динамічну точність системи. Крім того, моментоутворюючий та потокоутворюючий струми при використанні DFOC мають менші пікові значення та більш згладжені переходи, що свідчить про раціональніший розподіл електромагнітного навантаження на машину.

Результати аналізу потужностей також вказують на перевагу DFOC. Активна та механічна потужності в обох системах мають подібний характер зміни, однак при DFOC спостерігається менша пульсація. Особливу увагу було приділено аналізу теплових втрат в обмотках двигуна. Графіки миттєвих теплових втрат та накопиченої енергії втрат свідчать про істотне зменшення втрат при застосуванні динамічного МТРА. Це є важливим аргументом на користь вибору алгоритму із динамічним МТРА, оскільки теплові втрати безпосередньо впливають на енергоефективність системи та термін служби електродвигуна.

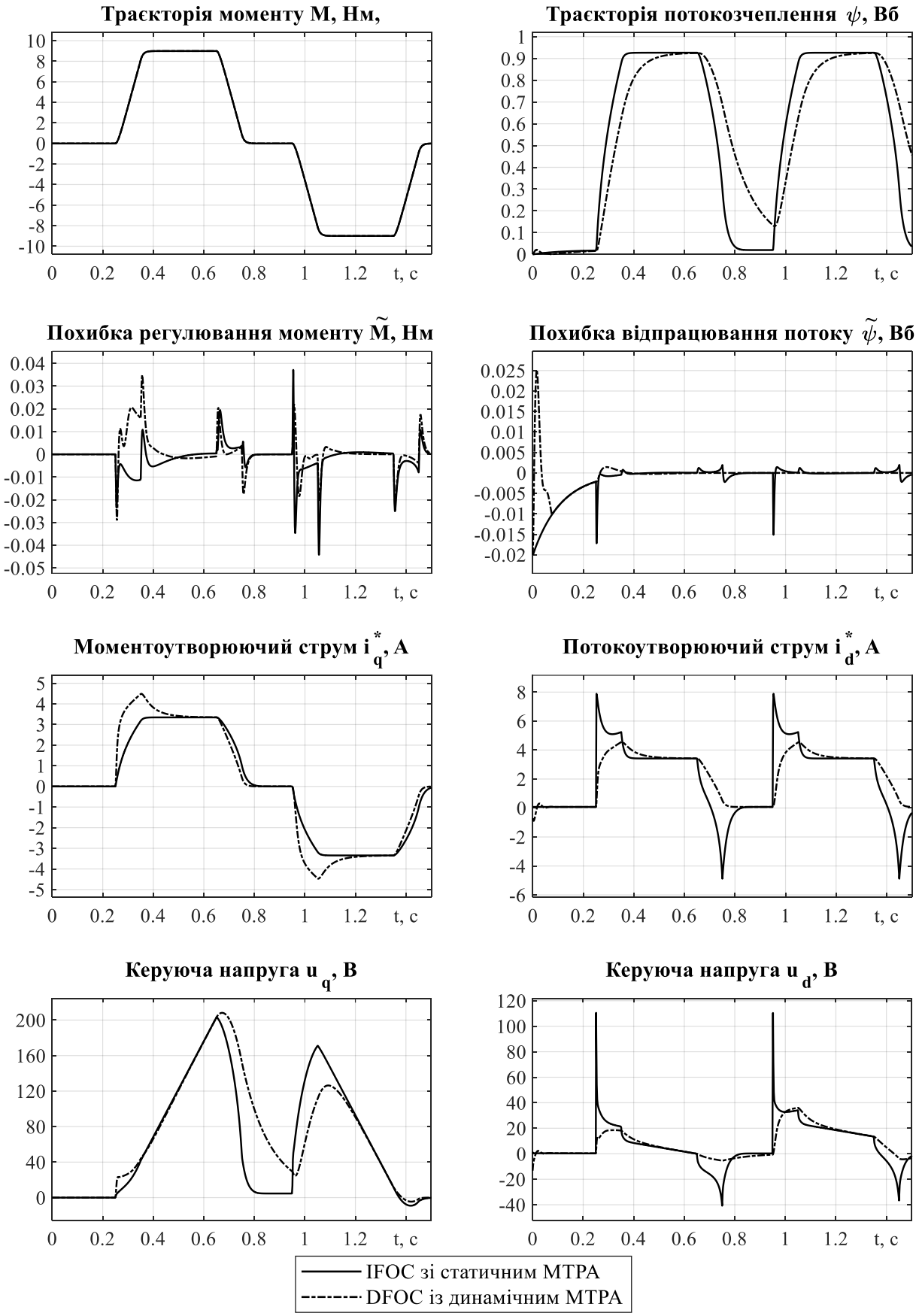

Рисунок 4.15 – Графіки перехідних процесів при завданні моменту 90 Нм/с для тесту 7

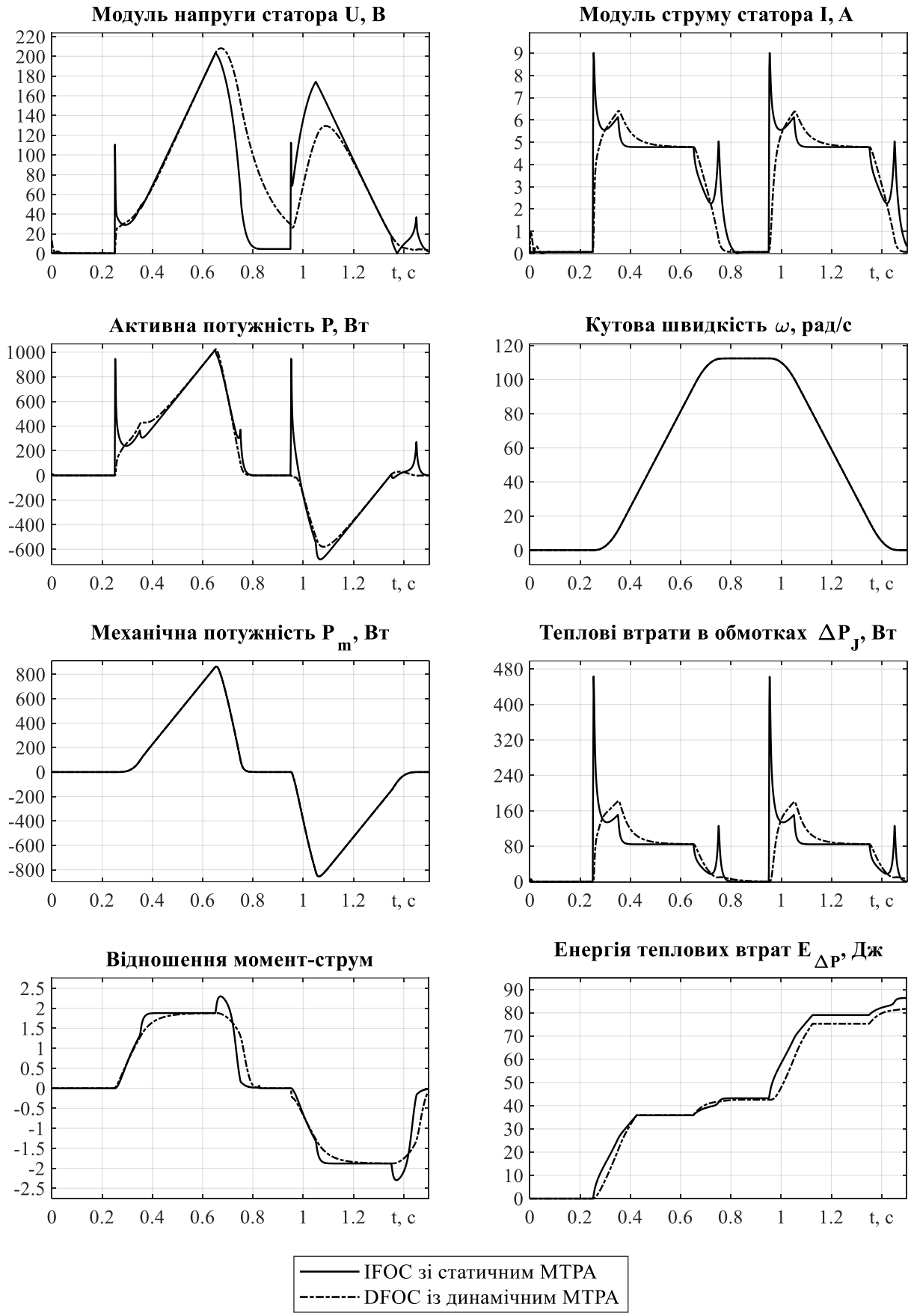

Рисунок 4.16 – Графіки перехідних процесів при завданні моменту 90 Нм/с для тесту 7

4.6 Порівняльне дослідження алгоритму динамічного МТРА та алгоритму векторного керування із динамічною лінеаризацією зворотнім зв'язком при оптимізації МТРА

Тест 8. Порівняльне дослідження алгоритму динамічного МТРА та алгоритму векторного керування із динамічною лінеаризацією зворотнім зв'язком при оптимізації МТРА. Налаштування для цього тесту аналогічні до налаштувань тесту 1.

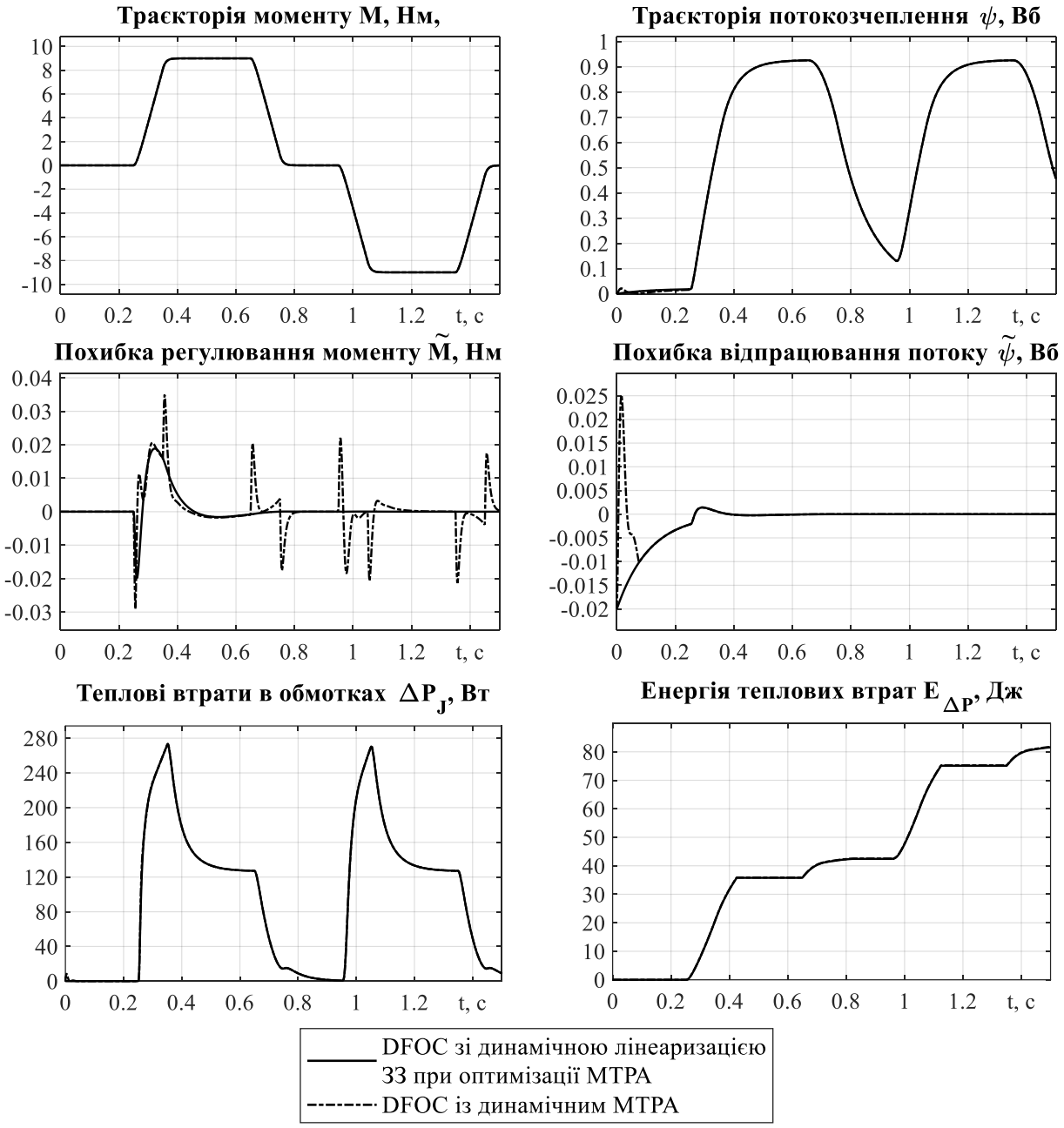

Рисунок 4.17 – Графіки перехідних процесів при завданні моменту 90 Нм/с для тесту 8

4.7 Порівняльний огляд результатів всіх тестів

На рис. 4.18 – 4.20 представлено порівняння статичних характеристик для алгоритмів: стандартного IFOC, IFOC зі статичним MTPA, DFOC з динамічним MTPA. Для алгоритма із динамічною лінаризацією зворотнім зв'язком результати будуть аналогічні до алгоритму із динамічним MTPA.

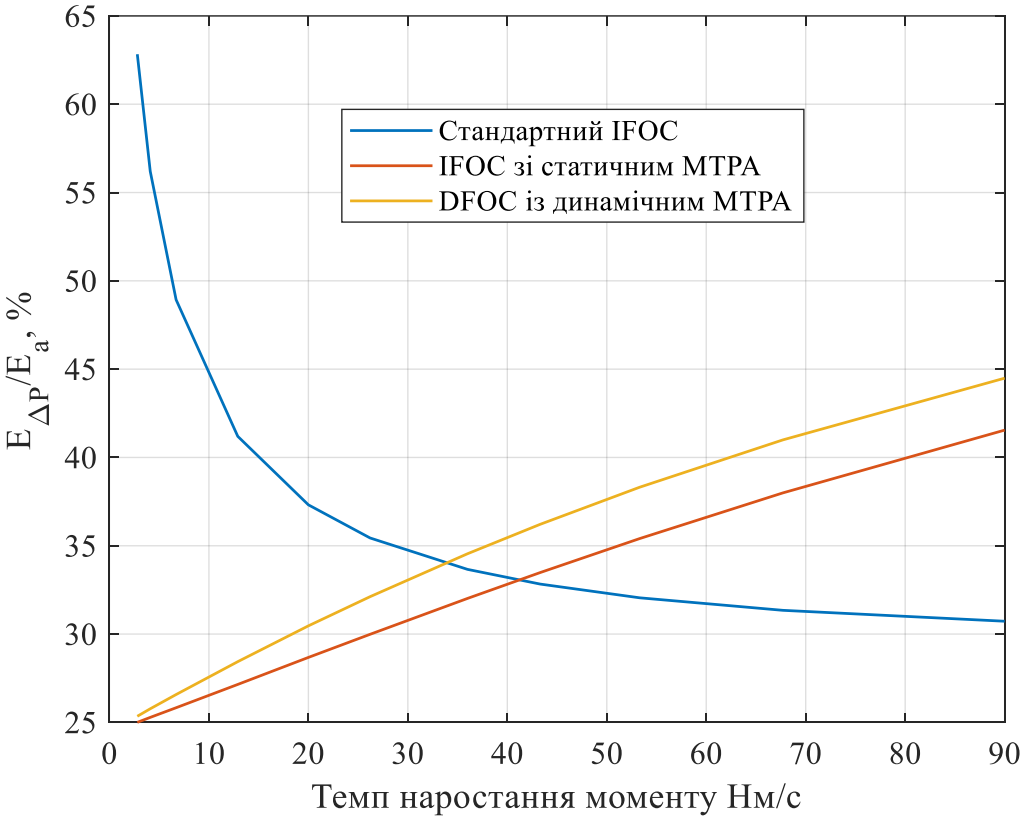

Рисунок 4.18 – Порівняння статичних характеристик залежності частки теплових втрат від темпу наростання моменту

Як бачимо із статичних характеристик рис. 4.18, алгоритм із статичною оптимізацією MTPA (приблизно 34 Нм/с) має дещо ширший діапазон енергоефективної роботи у порівнянні із алгоритмом із динамічним MTPA (приблизно 41 Нм/с). Така відмінність пояснюється тим, що алгоритм із динамічною оптимізацією спроектовано таким чином, щоб побороти стрибки струму, які необхідні саме для швидкої зміни потокозчеплення до необхідного рівня. Тобто, у динамічних режимах, потокозчеплення не набуває необхідного значення, а тому алгоритм в ці проміжки часу не задовольняє критерій MTPA.

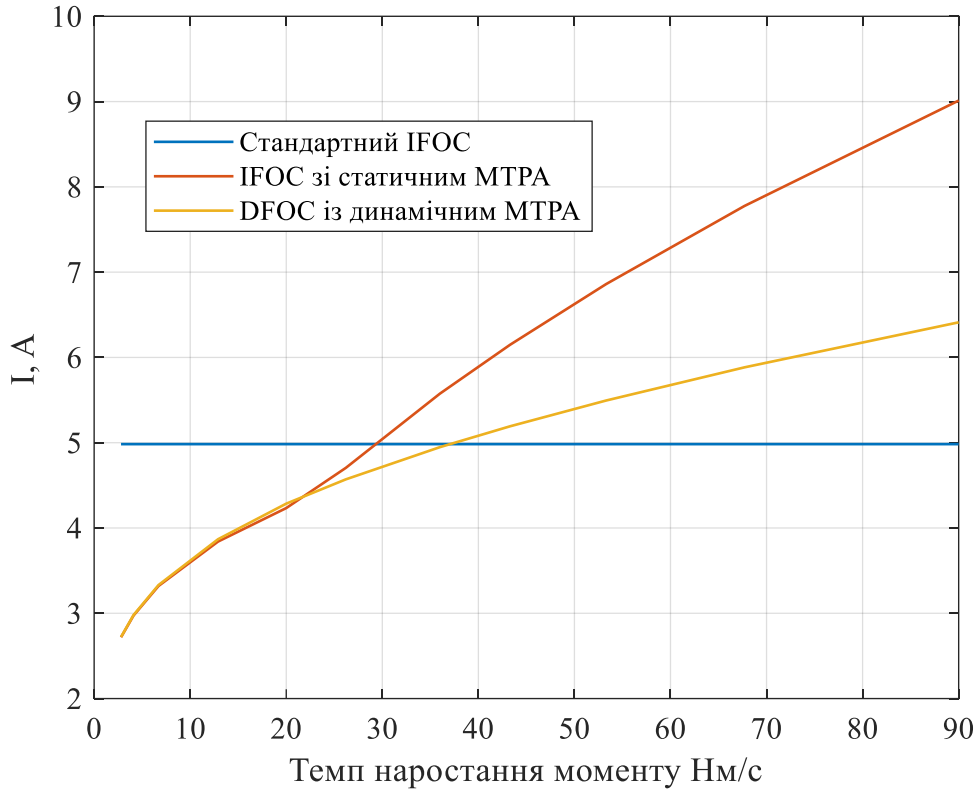

Рисунок 4.19 – Порівняння статичних характеристик залежності частки теплових втрат від темпу наростання моменту

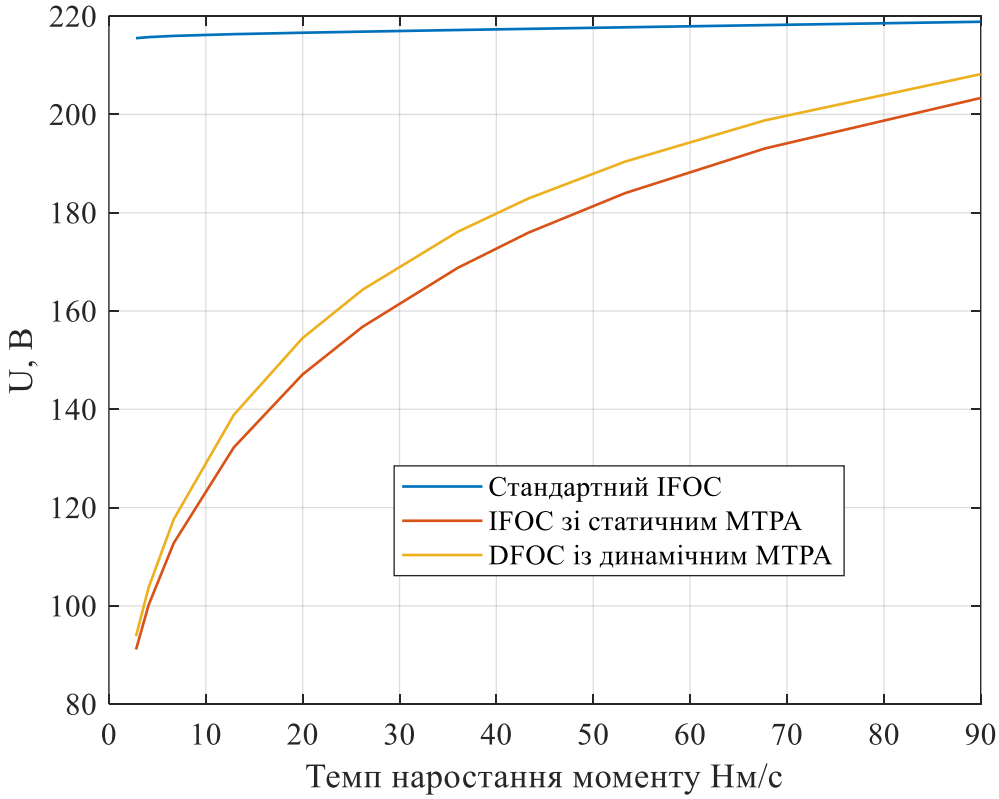

Рисунок 4.20 – Порівняння статичних характеристик залежності частки теплових втрат від темпу наростання моменту

За статичними характеристиками струмів можемо спостерігати, що для алгоритму із статичним MTPA максимальне значення струму зростає більш стрімко. Тобто за перевищенням номінального струму досліджуваного двигуна, алгоритм із динамічним MTPA має дещо ширший діапазон. Проте навіть двократне короткочасне перевищення номінального струму для асинхронного двигуна вважається нормальним.

Основні отримані результати досліджень в даній роботі записано у порівняльну таблицю 4.1. В дужках під кожним числовим параметром зазначено відсоткове відхилення даної величини відносно алгоритму стандартного векторного керування.

Таблиця 4.1 – Порівняння отриманих результатів

Порівнювальний параметр	Алгоритм керування			
	стандартний FOC	зі статичним MTPA	із динамічним MTPA	на основі динамічної лінеаризації із MTPA
Максимальна динамічна похибка відпрацювання моменту при 90 Нм/с	0 Нм	0,045 Нм (+4,5 %)	0,035 Нм (+3,5 %)	0,019 Нм (+1,9 %)
Максимальне значення відношення момент-струм при 90 Нм/с	1,9 Нм/А	2,25 Нм/А (+18 %)	1,9 Нм/А (0 %)	1,9 Нм/А (0 %)
Частка енергії теплових втрат при 90 Нм/с	30,7 %	41,5 %	44,5 %	44,5 %
Максимальний струм при 90 Нм/с	5 А	9 А (+80 %)	6,4 А (+28 %)	6,4 А (+28 %)
Максимальна напруга при 90 Нм/с	219 В	203 В (-7 %)	208 В (-5 %)	208 В (-5 %)
Максимальний темп наростання моменту при збереженні енергоефективності	90 Нм/с	41 Нм/с (-54 %)	34 Нм/с (-62 %)	34 Нм/с (-62 %)
Максимальний темп наростання моменту при відсутності перевищення номінального струму	90 Нм/с	29 Нм/с (-68 %)	37 Нм/с (-59 %)	37 Нм/с (-59 %)

4.8 Висновки до розділу 4

В результаті виконання даного розділу було проведено комплексне дослідження алгоритмів із оптимізацією MTPA та порівняно із алгоритмами стандартного векторного керування. Із отриманих результатів досліджень можна зробити наступні висновки:

1) Алгоритм із статичним MTPA дає енергетичну ефективність в динамічних режимах для темпу наростання завдання моменту не вище ніж 41 Нм/с. Алгоритм із динамічним MTPA дає енергетичну ефективність в динамічних режимах для темпу наростання завдання моменту не вище ніж 34 Нм/с. При зменшенні темпу наростання, енергоефективність від MTPA буде лише покращуватись. Менший діапазон енергетичної ефективності алгоритму із динамічним MTPA пояснюється тим, що даний алгоритм забезпечує повільнішу динаміку відпрацювання потокозчеплення, що призводить до неоптимального розподілу струмів у динамічних режимах.

2) Алгоритм із динамічним MTPA має більш широкий діапазон застосування по максимальному значенні стуму. Це більше розширює сферу його практичного застосування, оскільки для надійної та довготривалої роботи електроприводу мінімізація стрибків струму має пріоритет. При найбільшому темпі наростання завдання моменту струм в алгоритмі зі статичним MTPA перевищив на 40% струм в алгоритмі із динамічним MTPA.

3) За максимальною напругою алгоритми зі статичним та динамічним MTPA мають однакові, широкі діапазони роботи, які в рамках даного дослідження точно не були встановлені. При найбільшому темпі наростання моменту, який було досліджено, а саме при 90 Нм/с стандартний алгоритм векторного керування мав більше значення напруги. Єдине, що можна точно сказати, що зі збільшенням темпу наростання максимальне значення напруги збільшується. А саме, в умовах даного тесту для стандартного векторного керування збільшення відбувається в межах 1,5 %, а для оптимізованих алгоритмів – у мехаж 55 %.

4) В результаті порівняння алгоритму динамічного МТРА та алгоритму векторного керування із динамічною лінеаризацією зворотнім зв’язком при оптимізації МТРА було встановлено, що динамічні та енергетичні характеристики цих двох алгоритмів співпадають. Присутня лише відмінність у величині динамічних похибок. А саме, величина динамічної похибки для алгоритму із динамічної лінеаризацією на 43% нижча ніж похибка для алгоритму із динамічним МТРА.

Результати дослідження були отримані для асинхронного двигуна потужністю 2,2 кВт, що дозволяє з високою ймовірністю поширити висновки на двигуни у діапазоні 1–10 кВт, оскільки в цьому класі зберігаються подібні електромагнітні характеристики, інерційність, теплові константи та конструктивні обмеження. В межах цього діапазону поведінка потокозчеплення, реакція на зміни струмів і вплив алгоритмів керування залишаються подібними за характером, що забезпечує порівнювану динаміку і ефективність реалізації МТРА. Для двигунів інших класів потужності результати можуть бути відмінними.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У межах виконаної магістерської роботи було проведено всебічне дослідження енергоефективних стратегій векторного керування асинхронними двигунами з фокусом на реалізацію алгоритмів оптимізації за критерієм максимального моменту на ампер (MTPA) у динамічних режимах. Отримані результати дозволяють зробити такі узагальнюючі висновки:

1. Стратегія MTPA є перспективним напрямом розвитку енергоефективного керування асинхронними двигунами, особливо в контексті сучасних вимог до зменшення енергоспоживання. Водночас її ефективна реалізація вимагає глибокого врахування динамічних процесів, структурних обмежень системи та характеристик двигуна.

2. Алгоритми керування зі статичною та динамічною оптимізацією MTPA були розроблені, змодельовані та проаналізовані. Було сформовано чіткі цілі керування, які охоплюють як точне відпрацювання моменту і потокозчеплення, так і максимізацію енергоефективності у статичних і динамічних умовах. Проведено порівняльний аналіз ефективності розглянутих алгоритмів за динамічними похибками, струмонавантаженням та тепловими втратами.

3. Було запропоновано критерії комплексної оцінки енергоефективності, що охоплюють як миттєві, так і інтегральні показники: втрати в міді, модулі струмів і напруг, динамічні показники якості регулювання, накопичену енергію втрат. Особливу увагу приділено методиці оцінювання втрат лише у періоди активного перехідного процесу, що забезпечило більш точне визначення енергетичних переваг або недоліків алгоритмів.

4. Показано, що MTPA алгоритми демонструють найбільшу енергоефективність у частково навантажених усталених режимах (до 60% номінального моменту), коли магнітна система двигуна не насичена, і є простір для оптимізації розподілу струмів. У динамічних режимах енергетична перевага зберігається лише за обмежених темпів зміни моменту (до 35-43 Нм/с залежно від типу алгоритму).

5. Алгоритм з динамічним MTPA демонструє кращу поведінку з точки зору обмеження струму, що критично важливо для довготривалої роботи приводу. Разом з тим, він поступається за динамікою відпрацювання потокозчеплення, що звужує його область застосування у високодинамічних режимах.

6. Алгоритм векторного керування із динамічною лінеаризацією зворотнім зв’язком із оптимізацією MTPA на 1,6 % має меншу динамічну похибку у порівнянні із алгоритмом із динамічною оптимізацією MTPA. При цьому всі інші показники цих двох алгоритмів виявилися однаковими.

Загалом, магістерська робота сформувала методологічну та практичну основу для подальшого вдосконалення алгоритмів MTPA для асинхронних двигунів із урахуванням реальних обмежень та потреб у підвищенні енергоефективності. Результати можуть бути використані як у сфері промислових електроприводів, так і в мобільних енергообмежених застосуваннях, де важливо забезпечити баланс між швидкодією, точністю та мінімізацією втрат.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. D. Biswas, K. Mukherjee, and N. C. Kar, “A novel approach towards electrical loss minimization in vector controlled induction machine drive for EV/HEV,” in *Proc. 2012 Transp. Electrific. Conf. Expo.*, Dearborn, MI, USA, Jun. 18–20, 2012, pp. 1-5.

2. W. Sung, J. Shin, and Y. Jeong, “Energy-efficient and robust control for high-performance induction motor drive with an application in electric vehicles,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 61, no. 8, pp. 3394–3405, Oct. 2012.

3. H.-T. Lee, L.-C. Fu, and H.-S. Huang, “Sensorless speed tracking of induction motor with unknown torque based on maximum power transfer,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 4, pp. 911–924, Aug. 2002.

4. A. M. Bazzi and P. T. Krein, “Review of methods for real-time loss minimization in induction machines,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 46, no. 6, pp. 2319–2328, Nov./Dec. 2010.

5. Y. Wang, T. Ito, and R. D. Lorenz, “Loss manipulation capabilities of deadbeat direct torque and flux control induction machine drives,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 6, pp. 4554–4566, Nov./Dec. 2015.

6. S. A. Odhano, R. Bojoi, A. Boglietti, S¸ .G.Ros¸u, and G. Griva, “Maximum efficiency per torque direct flux vector control of induction motor drives,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 6, pp. 4415–4424, Nov./Dec. 2015.

7. O. Wasynchuk *et al.*, “A maximum torque per Ampere control strategy for induction motor drives,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 13, no. 2, pp. 163–169, Jul. 1998.

8. S. N. Vukosavic and E. Levi, “A method for transient torque response improvement in optimum efficiency induction motor drives,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 18, no. 4, pp. 484–493, Dec. 2003. 3

9. J.-F. Stumper, A. D¨otlinger, and R. Kennel, “Loss minimization of induction machines in dynamic operation,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 28, no. 3, pp. 726–735, Sep. 2013.

10. A. Consoli, G. Scarcella, and G. Scelba, “Induction motor sensorless control based on a maximum torque per ampere approach,” in *Proc. 38th IAS Annu. Meeting Conf. Rec. Ind. Appl. Conf.*, 2003, vol. 3, pp. 2005–2011.

11. B. Grcar, P. Cafuta, G. Stumberger, A. M. Stankovic, and A. Hofer, “Non-holonomy in induction machine torque control,” IEEE Trans. Control Syst. Technol., vol. 19, no. 2, pp. 367–375, Mar. 2011.

12. M. Cacciato, A. Consoli, G. Scarcella, and G. Scelba, “Indirect maximum torque per ampere control of induction motor drives,” in Proc. Power Electron. Appl., Aalborg, Denmark, 2007, pp. 1–10.

13. Abootorabi Zarchi, H., Mosaddegh Hesar, H., Ayaz Khoshhava, M.: 'Online maximum torque per power losses strategy for indirect rotor flux oriented control based induction motor drives', IET Electr. Power Appl., 2019, 13, (2), pp. 259-265

14. Arab-Markadeh, G.R., Hajian, M., Soltani, J., et al.: 'Maximum torque per ampere control of sensor-less induction motor drives with DC offset and parameter compensation', Energy Convers. Manage., 2010, 51, (7), pp. 1354-1362

15. Soltani, J., Hajian, M., Arab-Markadeh, G.R.: ‘Maximum torque per ampere control of induction motor drive without mechanical sensor'. Int. Conf. on Control, Automation and Systems (ICCAS), Seoul, Republic of Korea, October 2008

16. Kaboli, S., Zolghadri, M.R., Vahdati-Khajeh, E.: 'A fast flux search controller for DTC-based induction motor drives', IEEE Trans. Ind. Electron., 2007, 54, (5), pp. 2407-2416

17. Bozhko, S., Dymko, S., Kovbasa, S., et al.: 'Maximum torque-per-amp control for traction IM drives: theory and experimental results', IEEE Trans. Ind. Appl., 2017, 53, (1), pp. 181-193

18. S. Peresada. Vector control of Induction Motor Drives: an Overview // Proc. of Donetsk State Tech-nical Univ., –1999, –no 4, –pp.1-23 (in Russian).

19. R. Marin, S. Peresada and P. Valigi. Adaptive input – output linearizing control of induction motors // IEEE Trans. on Automatic Control. –1993. –Vol. 38, No. 2. – P. 208–221.

20. N. Popovic, S. Peresada, M. Krytonog. New adaptive output feedback controller for induction motor drives // Technical Electrodynamics, Kiev, Ukraine, –no 4, –1994, –pp. 54-60 (in Russian).

21. S. Peresada. Output feedback design method for feedback linearizable nonlinear systems // Proc. of Kharkov state Politechnic Univ., –1998, –pp. 28-31.

22. S. Peresada and A. Tonielli. Exponentially stable output feedback control of induction motor // In Proc. of the IFAC Nonlinear Control Systems Design – NOLCOS'98. –The Netherlands. –July 1998. –pp. 699-704.

23. S. Peresada, A. Tonielli and A. Tilli. Indirect field-oriented control of induction motor: New design leads to improved performance and efficiency // In Proc. Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society –IECON'98. –Aachen, Germany. –Sept. 1998. –pp. 1609-1614.

24. S. Peresada, A. Tilli. and A. Tonielli. New pas-sivity based speed-flux tracking controllers for induc-tion motor // In Proc. Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society –IECON'2000. –Nagoya, Ja-pan. –pp.1099-1104.

25. S. Peresada, S. Kolesnichenko, D. Kolomietz. Adaptive with respect at rotor resistance variation and load torque control of induction motors // In Proc. conf. "Problems of Automated Drives: Theory and Practice", –1996, –pp.110-113.

26. R. Marino, S. Peresada and P. Tomei. Global adaptive output feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance // IEEE Trans. on Automatic Control. – May 1999. –Vol. 44, No. 6. –pp. 967- 983.

27. S. Peresada and A. Tonielli. High-performance robust speed-flux tracking controller for induction motor // Int. Journal of Adaptive Control and Signal Processing. –2000. –Vol. 14. –pp. 177-200.

28. S. Peresada, A. Tilli and A. Tonielli. Theoreti-cal and Experimental Comparison of Indirect Field- Oriented Controllers for Induction Motors // IEEE Trans. on Power Electronics, –2003, –vol.18, –no. 1, – pp.151-163.

29. M. Bodson, J.N. Chiasson and R.T. Novotnak. A Systematic Approach to Selecting Flux References for Torque Maximization in Induction Motor. // IEEE Trans. on Control Systems Technology, –1995, –vol.3, –no. 4, –pp.388-397.

30. Wasynchuk O., Sudhoff S. D., Corsine K. A., Tichenor J., Krause P., Hansen I. and Taylor L. A max-imum torque per Ampere control strategy for induction motor drives // IEEE Trans. on Energy Conversion. – June 1998. –Vol. 13, No. 2. –pp. 163-169.

31. S. Peresada, S. Kovbasa, S. Dymko. Indirect Field-Oriented Torque Control of Induction Motors with Maximum Torque per Ampere Ratio//Transactions of Kremenchuk State University. -2010 -№3/2010 (62) part2, -pp.33-36.

32. Пересада С. М. Дымко С.С., Ковбаса С.Н. Обобщенное решение задачи косвенного векторного управления моментом асинхронных двигателей с максимизацией соотношения момент-ток в статике// Вестник НТУ «ХПИ» . – 2010, №28 – с. 39–42.

33. C.Kwon and S.D.Sudhoff, “An improved maximum torque per amp control strategy for induction machine drives” in 20th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, March, 2005, pp. 740-745.

34. R.Bojoi, Z.Li, S.A.Odhano, G.Griva, A.Tenconi “Unified direct-flux vector control of induction motor drives with maximum torque per ampere operation” in Proc. 2013 Energy Conversion Congress and Exposition, 15-19 Sep., Denver, 2013, pp.3888-3895.

35. Kwon, C., Sudhoff, S.D.: 'An adaptive maximum torque per amp control strategy'. IEEE Int. Conf. on Electric Machines and Drives, San Antonio, TX, USA, May 2005

36. Daryabeigi, E., Abootorabi Zarchi, H., Arab-Markadeh, G.R., et al.: 'Online MTPA control approach for synchronous reluctance motor drives based on emotional controller', IEEE Trans. Power Electron., 2015, 30, (4), pp. 2157-2166

37. Hamidreza Mosaddegh Hesar, Hossein Abootorabi Zarchi, Mojtaba Ayaz Khoshhava, ‘Online maximum torque per ampere control for induction motor drives considering iron loss using input–output feedback linearisation’, 2019, doi: 10.1049/iet-epa.2019.0400

38. L. Liu, X. Du, and S. Shen, “Indirect Field-Oriented Torque Control of Induction Motor Considering Magnetic Saturation Effect: Error Analysis,” IET Electr. Power Appl., vol. 11, no. 6, pp. 1105–1113, 2017.

39. E. Levi, S. Vukosavic, and V. Vuckovic, “Saturation Compensation Schemes for Vector Controlled Induction Motor Drives,” in Conf. Rec. IEEE Power Elect. Specialists Conf.,pp. 591–598, 1990.

40. Y. Zeng, M. Cheng, X. Wei, and L. Xu, “Dynamic Modeling and Performance Analysis with Iron Saturation for Dual-Stator Brushless Doubly Fed Induction Generator,” IEEE Trans. Energy Convers., DOI: 10.1109/TEC.2019.2942379.

41. A. Accetta, F. Alonge, M. Cirrincione, M. Pucci, and A. Sferlazza, “Feedback Linearizing Control of Induction Motor Considering Magnetic Saturation Effects,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 52, no. 6, pp. 4843–4854, 2016.

42. P. Vas, “Generalized Analysis of Saturated AC Machines,” vol. 64, pp. 57–62, 1981.

43. O. Kiselychnyk, M. Bodson, and J. Wang, “Comparison of Two Magnetic Saturation Models of Induction Machines and Experimental Validation,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 64, no. 1, pp. 81–90, 2017.

44. W. Li and J. Slotine, Applied Nonlinear Control, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1991.

45. M. Comanescu, L. Xu, and T. D. Batzel, “Decoupled Current Control of Sensorless Induction-Motor Drives by Integral Sliding Mode”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 11, pp. 3836-3845, November 2008.

46. C. Lascu, S. Jafarzadeh, S. M. Fadali, and F. Blaabjerg, “Direct Torque Control with Feedback Linearization for Induction Motor Drives,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 32 , no. 3 , pp. 2072-2080, March 2017.

47. M. A. Salahmanesh, H. A. Zarchi, and H. M. Hesar, “Lyapunov - Based Input-Output Feedback Linearization Control of Induction Motor drives Considering Online MTPA Strategy and Iron Loss,” ICEE 2019 - 27th Iran. Conf. Electr. Eng., pp. 697–701, 2019.

48. M. Hajian, J. Soltani, G. A. Markadeh, and S. Hosseinnia, “Adaptive Nonlinear Direct Torque Control of Sensorless IM Drives with Efficiency Optimization,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 57, no. 3, pp. 975–985, 2010.

49. M. N. Uddin, and S. W. Nam, “Development and Implementation of a Nonlinear-Controller-Based IM Drive Incorporating Iron Loss with Parameter Uncertainties,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 4, pp. 1263–1272, 2009.

50. S. Dymko, S. Peresada, and R. Leidhold, “Torque control of saturated induction motor with torque per ampere ratio maximization,” in Proc. 2014 IEEE Int. Conf. Intell. Energy Power Syst., Kyiv, Ukraine, Jun. 2–6, 2014, pp. 251–256.

51. K. Li and Y. Wang, ‘‘Maximum torque per ampere (MTPA) control for IPMSM drives based on a variable-equivalent-parameter MTPA control law,’’ IEEE Trans. Power Electron., vol. 34, no. 7, pp. 7092–7102, Jul. 2019.

52. Q. Chen, W. Zhao, G. Liu, and Z. Lin, ‘‘Extension of virtual-signal injection-based MTPA control for five-phase IPMSM into fault-tolerant operation,’’ IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 66, no. 2, pp. 944–955, Feb. 2019.

53. T. Sun, J. Wang, and M. Koc, ‘‘On accuracy of virtual signal injection based MTPA operation of interior permanent magnet synchronous machine drives,’’ IEEE Trans. Power Electron., vol. 32, no. 9, pp. 7405–7408, Sep. 2017.

54. N. Bedetti, S. Calligaro, C. Olsen, and R. Petrella, ‘‘Automatic MTPA tracking in IPMSM drives: Loop dynamics, design, and auto-tuning,’’ IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 53, no. 5, pp. 4547–4558, Sep. 2017.

55. X. Zhou, Y. Zhou, H. Wang, M. Lu, F. Zeng, and Y. Yu, ‘‘An improved MTPA control based on amplitude-adjustable square wave injection,’’ IEEE Trans. Energy Convers., vol. 35, no. 2, pp. 956–965, Jun. 2020.

56. A. Yoo, S.-K. Sul, H. Kim, and K.-S. Kim, ‘‘Flux-weakening strategy of an induction machine driven by an electrolytic-capacitor-less inverter,’’ IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 47, no. 3, pp. 1328–1336, May 2011.

57. S.-H. Kim and S.-K. Sul, ‘‘Voltage control strategy for maximum torque operation of an induction machine in the field-weakening region,’’ IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 44, no. 4, pp. 512–518, Aug. 1997.

58. J. Su, R. Gao, and I. Husain, ‘‘Model predictive control based fieldweakening strategy for traction EV used induction motor,’’ IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 54, no. 3, pp. 2295–2305, May 2018.

59. X. Zhang, B. Wang, Y. Yu, J. Zhang, J. Dong, and D. Xu, ‘‘Analysis and optimization of current dynamic control in induction motor field-weakening region,’’ IEEE Trans. Power Electron., vol. 35, no. 9, pp. 8860–8866, Sep. 2020.

60. S. K. Sahoo and T. Bhattacharya, ‘‘Field weakening strategy for a vector controlled induction motor drive near the six-step mode of operation,’’ IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, no. 4, pp. 3043–3051, Apr. 2016.

61. A. A. Ahmed, B. K. Koh, and Y. I. Lee, ‘‘A comparison of finite control set and continuous control set model predictive control schemes for speed control of induction motors,’’ IEEE Trans. Ind. Informat., vol. 14, no. 4, pp. 1334–1346, Apr. 2018.

62. S. K. Sahoo and T. Bhattacharya, ‘‘Field weakening strategy for a vector controlled induction motor drive near the six-step mode of operation,’’ IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, no. 4, pp. 3043–3051, Apr. 2016.

63. T. Deng, Z. Su, J. Li, P. Tang, X. Chen, and P. Liu, ‘‘Advanced angle field weakening control strategy of permanent magnet synchronous motor,’’ IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 68, no. 4, pp. 3424–3435, Apr. 2019.

64. N. Zhao and N. Schofield, ‘‘Field-weakening capability of interior permanent-magnet machines with salient pole shoe rotors,’’ IEEE Trans. Magn., vol. 53, no. 11, pp. 1–7, Nov. 2017.

65. J. Su, R. Gao, and I. Husain, ‘‘Model predictive control based field-weakening strategy for traction EV used induction motor,’’ IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 54, no. 3, pp. 2295–2305, May 2018.

66. S.-Y. Jung, C. Chris Mi, and K. Nam, ‘‘Torque control of IPMSM in the field-weakening region with improved DC-link voltage utilization,’’ IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 62, no. 6, pp. 3380–3387, Jun. 2015.

67. Y. Zhang, Y. Bai, H. Yang, and B. Zhang, ‘‘Low switching frequency model predictive control of three-level inverter-fed IM drives with speed sensorless and field-

weakening operations,'' IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 66, no. 6, pp. 4262–4272, Jun. 2019.

68. S. Kim and J.-K. Seok, ''Finite-settling-steps direct torque and flux control for torque-controlled interior PM motors at voltage limits,'' IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 50, no. 5, pp. 3374–3381, Sep. 2014.

69. S. K. Sahoo and T. Bhattacharya, ''Field weakening strategy for a vector-controlled induction motor drive near the six-step mode of operation,'' IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, no. 4, pp. 3043–3051, Apr. 2016.

70. M. Mengoni, L. Zarri, A. Tani, G. Serra, and D. Casadei, ''A comparison of four robust control schemes for field-weakening operation of induction motors,'' IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 1, pp. 307–320, Jan. 2012.

71. J. Su, R. Gao, and I. Husain, ''Model predictive control based fieldweakening strategy for traction EV used induction motor,'' IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 54, no. 3, pp. 2295–2305, May 2018.

72. S. Bozhko, S. Dymko, S. Kovbasa, and S. M. Peresada, ''Maximum torque per-amp control for traction IM drives: Theory and experimental results,'' IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 53, no. 1, pp. 181–193, Jan. 2017.

73. Wu, J., Wang, J., Gan, C., Sun, Q., Kong, W. "Efficiency Optimization of PMSM Drives Using Field-Circuit Coupled FEM for EV/HEV Applications", IEEE Access, 6, pp. 15192–15201, 2018. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2813987

74. Nam, K. H. "AC Motor Control and Electrical Vehicle Applications", CRC Press, Boca Raton, FL, USA, 2019.

75. Ehsani, M., Gao, Y., Emadi, A. "Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles: fundamentals, theory, and design", CRC Press, Boca Raton, FL, USA, 2010.

76. Dang, L., Bernard, N., Bracikowski, N., Berthiau, G. "Design Optimization with Flux Weakening of High-Speed PMSM for Electrical Vehicle Considering the Driving Cycle", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 64(12), pp. 9834–9843, 2017. https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2726962

77. Zhang, Y., Cao, W., McLoone, S., Morrow, J. "Design and Flux-Weakening Control of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Vehicles", IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 26(7), pp. 1–6, 2016. https://doi.org/10.1109/TASC.2016.2594863

78. Parasiliti, F., Villani, M., Lucidi, S., Rinaldi, F. "Finite-Element-Based Multiobjective Design Optimization Procedure of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors for Wide Constant-Power Region Operation", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 59(6), pp. 2503–2514, 2012.

79. Estima, J. O., Marques Cardoso, A. J. "Efficiency Analysis of Drive Train Topologies Applied to Electric/Hybrid Vehicles", IEEE Transactions on Vehicular Technology, 61(3), pp. 1021–1031, 2012. https://doi.org/10.1109/TVT.2012.2186993

80. Shinohara, A., Inoue, Y., Morimoto, S., Sanada, M. "Maximum Torque Per Ampere Control in Stator Flux Linkage Synchronous Frame for DTC-Based PMSM Drives Without Using q-Axis Inductance", IEEE Transactions on Industrial Applications, 53(4), pp. 3663–3671, 2017. https://doi.org/10.1109/TIA.2017.2686800

81. Bolognani, S., Peretti, L., Zigliotto, M. “Online MTPA Control Strategy for DTC Synchronous-Reluctance-Motor Drives”, IEEE Transactions on Power Electronics, 26(1), pp. 20–28, 2011.

82. Shinohara, A., Inoue, Y., Morimoto, S., Sanada, M. "Correction of reference flux for MTPA control in direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drives", In: 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA), Hiroshima, Japan, 2014, pp. 324–329. https://doi.org/10.1109/IPEC.2014.6869601

83. Kamel, H. M., Hasanien, H. M., Ibrahim, H. E. A. "Speed control of permanent magnet synchronous motor using fuzzy logic controller", In: 2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, Miami, FL, USA, 2009, pp. 1587–1591. https://doi.org/10.1109/IEMDC.2009.5075415

84. Rebeiro, R. S., Uddin, M. N. "Performance Analysis of an FLC-Based Online Adaptation of Both Hysteresis and PI Controllers for IPMSM Drive", IEEE

Transactions on Industry Applications, 48(1), pp. 12–19, 2012. https://doi.org/10.1109/TIA.2011.2175876

85. H. Kubota, K. Matsuse, and T. Nakano, “DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 29, no. 2, pp. 344–348, Mar./Apr. 1993.

86. J. I. Ha and S. K. Sul, “Sensorless field-orientation control of an induction machine by high-frequency signal injection,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 35, pp. 45–51, Jan./Feb. 1999.

87. H. Kubota, I. Sato, Y. Tamura, K. Matsuse, and H. Ohta; Y. Hori, “Regenerating-mode low-speed operation of sensorless induction motor drive with adaptive observer,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 38, no. 4, pp. 1081–1086, Jul./Aug. 2002.

88. S. D. Gennaro, J. R. Domínguez, and M. A. Meza, “Sensorless High Order Sliding Mode Control of Induction Motors With Core Loss,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, no. 6, pp. 2678–2689, Jun. 2014.

89. A. Smith, S. Gadoue, M. Armstrong, and J. Finch, ‘‘Improved method for the scalar control of induction motor drives,’’ IET Electr. Power Appl., vol. 7, no. 6, pp. 487–498, Jul. 2013.

90. A. Munoz-Garcia, T. Lipo, and D. Novotny, “A new induction motor v/f control method capable of high-performance regulation at low speeds,” IEEE Trans. Ind. Appl.,vol. 34, no. 4, pp. 813–821, Jul. 1998.

91. K. Koga, R. Ueda, and T. Sonoda, “Constitution of V/f control for reducing the steady-state speed error to zero in induction motor drive system,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 28, no. 2, pp. 463–671, Mar./Apr. 1992.

92. C. C. Wang and C. H. Fang, “Sensorless scalar controlled induction motor drives with modified flux observer,” IEEE Trans. Energy Convers., vol. 18, no. 2, pp. 181–186, Jun. 2003.

93. K. Lee, S. Ahmed, and S. M. Lukic, “Universal Restart Strategy for Scalar (V/f) Controlled Induction Machines,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 53, no. 6, pp. 5489–5495, Nov./Dec. 2017.

94. M. N. Uddin and S. W. Nam, “New online loss minimization-based control of an induction motor drive,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 2, pp. 926–1033, Mar. 2008.

95. G. Nobile, G. Scelba, M. Cacciato, and G. Scarcella, ‘‘Losses Minimization Control for an Integrated Multidrive Topology Devoted to Hybrid Electric Vehicles,’’ IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 66, no. 11, pp. 8345–8360, Dec. 2018.

96. Z. Qu, M. Ranta, M. Hinkkanen, and J. Luomi, “Loss-minimizing flux level control of induction motor drives,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 48, no. 3, pp. 952–961, May/Jun. 2012.

97. M. Sreejeth, M. Singh, and P. Kumar “Efficient operation of IM drive through selection of optimal V/f ratio,” IEEE Power India International Conference (PIICON), Dec. 2014.

98. I. Kioskeridis and N. Margaris, “Loss minimization in induction motor adjustable-speed drives,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 43, no. 1, pp. 226–231, Feb. 1996.

99. F. Abrahamsen, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, P. Z. Grabowski, and P. Thogersen, “On the energy optimized control of standard and high-efficiency induction motors in CT and HVAC applications,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 34, pp. 822–831, July/Aug. 1998.

100. D. S. Krischen, D. W. Novotny, and T. A. Lipo, “On-line efficiency optimization of a variable frequency induction motor drive”, IEEE Trans, Ind. Appl., vol.1A-21, no.4, pp. 610–616, May/Jun. 1985.

101. I. Kioskeridis and N. Margaris, “Loss Minimization in Scalar-Controlled Induction Motor Drives with Search Controllers,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 11, no. 2, pp. 213–220, Mar. 1996.

102. P. Famouri and J. J. Cathey, “Loss minimization control of an induction motor drive,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 27, no. 1, pp. 32-37, Jan./Feb. 1991.

103. H. G. Kim, S. K. Sul, and M. H. Park, “Optimal efficiency drive of a current source inverter fed induction motor by flux control,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-20, pp. 1453–1459, Nov./Dec. 1984.

104. S. K. Sul and M. H. Park, “A novel technique for optimal efficiency control of a current-source inverter-fed induction motor,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 3, no. 2, pp. 192-199, Apr. 1988.

105. M. Cacciato, A. Consoli, G. Scarcella, G. Scelba, and A. Testa, “Efficiency optimization techniques via constant optimal slip control of induction motor drives,” in Proc. Int. Symp. Power Electron. Elect. Drives Autom. Motion, pp. 33–38, 2006.

106. K. Wang, B. Chen, G. Shen, W. Yao, K. Lee, and Z. Lu, “Online updating of rotor time constant based on combined voltage and current mode flux observer for speed-sensorless AC drives,” IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 61, No. 9, pp. 4583-4593, Sep. 2014.

107. C. Mastorocostas, I. Kioskeridis, and N. Margaris, “Thermal and slip effects on rotor time constant in vector controlled induction motor drives,” IEEE Trans. Power Electron., Vol. 21, No. 2, pp. 495-504, Mar, 2006.

108. G. Kenne, R. S. Simo, F. L. Lagrrigue, A. Arzande, and J. C. Vannier, “An online simplified rotor resistance estimator for induction motors,” IEEE Trans. Contr. Syst. Tech., Vol. 18, No. 5, pp. 1188-1194, Sep, 2010.

109. F. Salmasi and T. Abbasian, “An adaptive observer with online rotor and stator resistance estimation for induction motors with one phase current sensor,”IEEE Trans. Energy Conv., vol. 26, no. 3, pp.959-966, Sep. 2011.

110. K. Lee and Y. Han, "Reactive-Power-Based Robust MTPA Control for v/f Scalar-Controlled Induction Motor Drives," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 69, no. 1, pp. 169-178, Jan. 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3055183.

111. Tsai, M.S., et al., Implementation of maximum torque per amperage control using estimation technique of rotor time constant, Proc. IEEE Int. Automatic Control Conf. (CACS-2013), Piscataway, NJ: Inst. Electr. Electron. Eng., 2013. http://ieeexplore.ieee.org/document/6734146/.

112. Hrkel, M., Vittek, J., and Biel, Z., Maximum torque per ampere control strategy of induction motor with iron losses, Proc. IEEE Int. Conf. ELEKTRO, Piscataway, NJ: Inst. Electr. Electron. Eng., 2012.

113. Навчальний посібник «Основи мехатроніки». Укладачі: С. М. Пересада, М. В. Пушкар. URL: https://ela.kpi.ua/handle/123456789/32203 (дата звернення 07.04.25).

114. Пересада С.М., Ковбаса С.М. Узагальнений алгоритм прямого векторного керування асинхронним двигуном // Техн. електродинаміка. – 2002. –№ 4. – С. 17 - 22.