

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

Факультет електроенерготехніки та автоматики

(повне найменування інституту, факультету)

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

(повна назва кафедри)

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

Сергій ПЕРЕСАДА

(підпис)

“ ” _____ 20__ р.

Дипломний проект

на здобуття ступеня бакалавра

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

спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

(код і назва)

на тему: Дослідження процесів регулювання потокозчеплення ротора у
векторно-керованих приводах з асинхронним двигуном

Виконав: студент 4 _____ курсу, групи ЕП-61

(шифр групи)

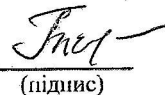
Кучерявий Андрій Васильович

(прізвище, ім'я, по батькові)


(підпис)

Керівник д.т.н., професор Толочко О. І.

(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. Шиманська А.А.,

(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 – 2020 р.

ВІДОМІСТЬ ДИПЛОМНОГО ПРОЕКТУ

№ з/п	Формат	Позначення	Найменування	Кількість листів	Примітка
1	A4		Завдання на дипломний проект	2	
2	A4	141.6105.003.БР	Пояснювальна записка	71	
3	A1	141.6105.003.БР	Структурні схеми систем керування	1	
4	A1	141.6105.003.БР	Результати математичного моделювання	1	
5	A1	141.6105.003.БР	Функціональна схема електроприводу	1	

				141.6105.003.БР		
	ПІБ	Підп.	Дата			
Розробн.	Кучерявий А.В.			Відомість дипломного проекту	Лист	Листів
Керівн.	Толочко О. І.				2	71
Консульт.					КПІ ім. Ігоря Сікорського Каф. АЕМС-ЕП Гр. ЕП-61	
Н/контр.	Красношапка Н. Д.					
Зав.каф.	Пересада С. М.					

Пояснювальна записка до дипломного проекту

на тему: Дослідження процесів регулювання потокозчеплення ротора у
векторно-керованих приводах з асинхронним двигуном _____

Київ – 2020 р.

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

Факультет електроенерготехніки та автоматики

(повна назва)

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

(повна назва)

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Спеціальність – 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

(код і назва)

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

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Сергій ПЕРЕСАДА

(підпис)

«__» _____ 20__ р.

ЗАВДАННЯ

на дипломний проект студенту

Кучерявому Андрію Васильовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту: Дослідження процесів регулювання потокозчеплення ротора у векторно-керованих приводах з асинхронним двигуном

керівник проекту Толочко Ольга Іванівна, д.т.н., професор,

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

затверджені наказом по університету від «__» _____ 2020 р. № _____

2. Термін подання студентом проекту _____

3. Вихідні дані до проекту матеріали переддипломної практики та рекомендована література _____

4. Зміст пояснювальної записки Аналітичний огляд, розробка математичних моделей АД, дослідження методів керування потокозчепленням ротора, розробка рекомендацій щодо доцільності використання досліджуваних методів у різних режимах.

5. Перелік графічного матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслеників, плакатів, презентацій тощо) Структурні схеми систем керування, Результати математичного моделювання, Функціональна схема електроприводу. _____

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

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

7. Дата видачі завдання 13.04.2020

Календарний план

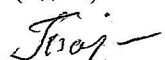
№ з/п	Назва етапів виконання дипломного проекту	Термін виконання етапів проекту	Примітка
1	Аналітичний огляд	06.04.2020	
2	Розробка математичних моделей АД	13.04.2020	
3	Дослідження методів керування потокозчепленням ротора	10.05.2020	
4	Розробка рекомендацій щодо доцільності використання досліджуваних методів у різних режимах.	30.05.2020	
5	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини. Підготовка презентації	10.06.2020	

Студент


(підпис)

Андрій КУЧЕРЯВИЙ

Керівник проекту


(підпис)

Ольга ТОЛОЧКО

РЕФЕРАТ

Бакалаврська робота містить сторінок – 71, рисунків – 26, таблиць – 3 та графічну частину на 3 листах А1.

Виконано аналітичний огляд літературних джерел за темою бакалаврської роботи, проаналізовано види втрат в асинхронному двигуні, розроблено математичні моделі в нерухомій та обертовій системах координат для дослідження асинхронних двигунів. Виконано дослідження енергоефективних законів керування процесами намагнічування та розмагнічування нерухомого двигуна. Розроблено рекомендації щодо доцільності використання методів у різних режимах. Виконано техніко-економічне обґрунтування ефективності керування потокозчепленням ротора в електроприводах міських транспортних засобів на зупинках.

АСИНХРОННИЙ ДВИГУН, ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧАСТОТИ,
ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ, МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ, ВТРАТИ.

					141.6105.003.БР			
		№ докум.	Підпис	Дата	Дослідження процесів регулювання потокозчеплення ротора векторно-керуваних асинхронних двигунів Реферат	Літ.	Арк.	Аркушів
Розроб.	Кучерявий А.В.							
Перевір.	Толочко О.І.						6	71
Н. Контр.	Красношапка Н.					КІП ім. Ігоря Сікорського Каф. АЕМС-ЕП, гр. ЕП-61		
Затверд.	Пересада С. М.							

SUMMARY

Bachelor work contains pages – 71, drawings – 26, tables – 3 and graphic part on 3 sheets A1.

An analytical review of literature sources on the topic of the bachelor's thesis is performed, the types of losses in an induction motor are analyzed, mathematical models in fixed and rotating coordinate systems for the study of induction motors are developed. A study of energy-efficient laws of control of magnetization and demagnetization processes of a stationary motor is performed. Recommendations on the feasibility of using methods in different modes have been developed. Feasibility study of rotor flux control efficiency in electric drives of city vehicles at stops is performed

INDUCTION MOTOR, FREQUENCY CONVERTER, VECTOR CONTROL, MATHEMATICAL MODEL, LOSS.

					141.6105.003.BP			
		№ of document	Signature	Date				
Devel.	A. Kucheriaviy				Research of processes of regulation of flux coupling of a rotor of vector-controlled asynhchronous motors Summary	Lit.	Page	Pages
Checked by	O. Tolochko						7	71
N. Contro.	N. Krasnoshapka					NTUU "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", FEA,		
Approved.	S. Peresada					gr. EP -61		

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	10
ВСТУП	11
1 Аналітичний огляд.....	13
1.1 Огляд систем керування асинхронними двигунами	13
1.1.1 Скалярне частотне керування.....	14
1.1.2 Векторне керування.....	16
1.2 Огляд способів керування потокозчепленням ротора і вимог, що ставляться до цих процесів	19
Висновки до розділу 1	21
2 Розробка математичних моделей АД.....	23
2.1 Математичний опис асинхронного двигуна в природних координатах	24
2.2 Математичний опис асинхронного двигуна в обертальній системі координат ротора	28
2.3 Доповнення математичних моделей засобами визначення енергетичних характеристик.....	33
Висновки до розділу 2	34
3 ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ КЕРУВАННЯ ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯМ РОТОРА	35
3.1 Енергоефективне керування.....	35
3.1.1 Намагнічування та розмагнічування за оптимальними траєкторіями	38
3.1.2 Керування потокозчеплення за лінійним законом	41
3.1.3 Керування потокозчепленням за параболічним законом	41
3.1.4 Керування потокозчепленням за експоненціальним законом..	42

Висновки до розділу 3	54
4 Розробка рекомендацій щодо доцільності використання досліджуваних методів у різних режимах.....	55
4.1 Аналіз доцільності керування потокозчепленням в паузах повторно-короткочасного режиму	55
4.2 Техніко-економічне обґрунтування ефективності керування потокозчепленням ротора в електроприводах міських транспортних засобів на зупинках.....	57
4.3 Обґрунтування способів керування потокозчепленням ротора рухомого двигуна з метою підвищення ККД при зміні навантажень	58
Висновки до розділу 4	64
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	65
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	66
ДОДАТОК А.....	68
Розрахунок номінальних даних двигуна	69
ДОДАТОК Б	72

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АД – асинхронний двигун;
ДПС – двигун постійного струму;
ЕП – електропривод;
ЗІ – задатчик інтенсивності;
ККД – коефіцієнт корисної дії;
ПФ – передаточна функція;
ПЧ – перетворювач частоти;
СВК – система векторного керування;
СК – система координат;
DTC – direct self control
SSC – simple state control;
SC – search control;
FOC – field-oriented control;

ВСТУП

Актуальність роботи. Асинхронний двигун широко використовується в наш час. Причинами такої популярності є: міцна конструкція, низька вартість технічного обслуговування, надійність і дешевизна порівняно з іншими двигунами. Також до переваг можна віднести відсутність колектору, який присутній в двигуні постійного струму. Причому значна частина з цих двигунів функціонує в повторно-короткочасних режимах з частими пусками і гальмуваннями (наприклад, на кранових механізмах і ліфтах, в насосних агрегатах каналізаційних станцій, в тягових приводах міського електротранспорту та ін.). У зв'язку з тим, що спостерігається подорожчання електричної енергії видається актуальною задача зниження втрат електроенергії для зазначених АД в режимі їх намагнічування (який слугує для створення необхідного значення робочого магнітного потоку в двигуні перед початком його розгону) і режимі розмагнічування (призначеному для зменшення до нуля магнітного потоку двигуна після зниження його швидкості до нуля при тривалій зупинці)

За рахунок керування можна не тільки вирішити існуючі проблеми енергозбереження, але і збільшити термін служби електродвигуна.

Найбільш привабливими для дослідження, з точки зору забезпечення енергоефективності, є векторно-керований асинхронний двигун.

Метою роботи є дослідження процесів регулювання потокозчеплення ротора у векторно-керованих приводах з асинхронним двигуном

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні задачі:

1. Проаналізувати різні закони керування потокозчепленням ротора з точки зору їх енергоефективності.
2. Розробити методи реалізації енергоефективних методів керування потокозчепленням ротора в паузах повторно-короткочасного режиму.

3. Оцінити можливий техніко-економічний ефект від застосування досліджуваних методів зменшення втрат електроенергії у промислових системах електроприводу

4. Розробити рекомендації щодо використання одного з досліджуваних алгоритмів керування поточкозчепленням у різних режимах роботи двигуна

5. Зробити висновки за отриманими результатами.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Кваліфікаційну роботу бакалавра професійного спрямування виконано на кафедрі «Автоматизації електромеханічних систем та електроприводу» Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського» згідно з планом підготовки бакалаврів.

Об'єктом досліджень є енергетичні показники та перехідні процеси в асинхронному двигуні.

Предметом дослідження є системи векторного керування швидкістю асинхронного електродвигуна.

Методи досліджень. В роботі застосовано методи сучасної і класичної теорії автоматичного керування, теорія оптимального керування, методи диференціального та інтегрального числення та математичного моделювання.

Практичне значення отриманих результатів полягає у розробці рекомендацій щодо доцільності використання досліджуваних методів у різних режимах.

Структура й обсяг роботи. Дипломний проект складається зі вступу, чотирьох розділів, висновків, списку літератури із 18 літературних джерел, а також 2 додатків. Повний обсяг роботи складає – 71 сторінок. У роботі наведено 26 рисунків, 3 таблиці.

1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД

На сьогоднішній день широкого використання набули асинхронні електродвигуни (АД) з короткозамкненим ротором. Їх широке застосування обумовлюється низькою вартістю, простотою в обслуговуванні, експлуатації, конструкції і високою надійністю. Дані АД випускаються на широкий спектр потужностей.

В даний час близько половини вироблюваної у світі електроенергії, у тому числі й в Україні, споживається асинхронними двигунами (АД) [1]. Приблизно 80% працюючих АД є нерегульованими. У той же час більшість технологічних процесів вимагають регулювання швидкості або інших координат (моменту, положення, натягу, тиску тощо). Регулювання швидкості АД можна забезпечити за рахунок застосування сучасних методів керування, зокрема, векторного керування (ВК). Зараз електроприводи із ВК розроблені і продаються багатьма фірмами дальнього зарубіжжя. В Україні такі електроприводи не виробляються. Вартість і ремонт електроприводів, що постачаються, дуже високі.

Вимоги до якості керування, залежать від технологічного процесу. Для двигунів, які працюють у тривалому режимі, і з достатньо великим навантаженням, питання максимізації ККД стоїть дуже критично, його підвищення на декілька відсотків приведе до значної економії електроенергії.

1.1 Огляд систем керування асинхронними двигунами

В системах частотно регульованого асинхронного електроприводу застосовують скалярне та векторне керування. Використання того чи іншого виду залежить від вимог до електроприводу. Для високо динамічних електроприводів доцільно використовувати векторне частотне керування, а, наприклад для приводів насосів, вентиляторів – скалярне. Класифікація систем частотного керування відображена на рис. 1.1, де використані такі

позначення: DSC – direct self control (пряме самокерування), SVC – space vector modulation (просторово векторна модуляція), FOC – field-oriented control (полеорієнтоване керування)



Рисунок 1.1 – Системи частотного керування АД

1.1.1 Скалярне частотне керування

Частотні закони керування швидкістю асинхронного двигуна називаються скалярними, бо в ході керування змінюється тільки величина, а не положення векторів, якими представляються синусоїдальні електромагнітні величини (ЕРС, напруга, струм, потокозчеплення).

Скалярне керування – найбільш поширений метод управління, який полягає в тому, щоб підтримувати постійним співвідношення напруга / частота ($V / \text{Гц}$) у всьому робочому діапазоні швидкостей, при цьому контролюється тільки величина і частота живлячої напруги.

При скалярному методі управління, швидкість асинхронного електродвигуна контролюється формуванням величини напруги і частоти статора, таким чином, щоб магнітне поле в зазорі підтримувалося на потрібній величині. Для підтримки постійного магнітного поля в зазорі, відношення $V/\text{Гц}$ повинно бути постійним на різних швидкостях [2].

Швидкість холостого ходу

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p}$$

$$\frac{U_1}{f_1} = const$$

Існують також і інші закони скалярного частотного керування:

$$\frac{U_1}{\sqrt{f_1}} = const$$

застосовується для керування швидкістю із забезпеченням постійної потужності двигуна, але з послабленням магнітного потоку і відповідно зменшенням критичного моменту двигуна використовується для механізмів, в яких момент навантаження зменшується зі збільшенням швидкості.

Закон $\frac{U_1}{f_1^2} = const$ використовується для турбомеханізмів (вентилятори, насоси тощо), момент навантаження яких пропорційний квадрату швидкості $M_c \sim \omega^2$. Критичний момент двигуна зменшується пропорційно квадрату швидкості $M_k \sim \omega^2$, відтворюючи характер статичного моменту та зменшуючи магнітний потік і споживання реактивної енергії.

Переваги:

- скалярне управління електродвигунами змінного струму – хороша альтернатива для механізмів, які працюють при постійному навантаженні, (у тривалих режимах і потребують різкої зміни швидкості) де немає змінного навантаження і не потрібна хороша динаміка (вентилятори, насоси).
- для роботи скалярного управління не потрібно датчик положення ротора, а швидкість ротора може бути оцінена по частоті напруги живлення.
- коли використовується скалярне управління, не потрібний високопродуктивний цифровий сигнальний процесор.

Недоліки:

- якщо не встановлено датчик швидкості не можна керувати швидкістю обертання валу асинхронного двигуна, так як вона залежить від навантаження (наявність датчика швидкості вирішує цю проблему) (не можливо зробити систему астатичною)
- не можна керувати моментом.
- малий діапазон регулювання швидкості (10:1)

1.1.2 Векторне керування

Векторне керування – метод, який дозволяє незалежно і практично безінерційно регулювати швидкість обертання і момент на валу електродвигуна.

Головна ідея векторного управління полягає в тому, щоб контролювати не тільки величину і частоту напруги живлення, але і фазу. Іншими словами контролюється величина і кут просторового вектора потокозчеплення. Векторне управління в порівнянні зі скалярним має більшу швидкодію та кращу якість перехідних процесів і більший діапазон керування швидкістю. Векторне управління позбавляє практично від усіх недоліків скалярного управління [3].

Переваги векторного управління:

- висока точність регулювання швидкості;
- плавний старт і плавне обертання двигуна у всьому діапазоні частот;
- швидка реакція на зміну навантаження: при зміні навантаження практично не відбувається зміни швидкості;
- збільшений діапазон управління і точність регулювання;
- знижуються втрати на нагрів і намагнічування, підвищується ККД електродвигуна.

Недоліки векторного управління:

- необхідність знання багатьох параметрів електродвигуна;

- велика обчислювальна складність.

FOC (англ. field oriented control) – метод регулювання, який керує електродвигуном змінного струму, як машиною постійного струму з незалежним збудженням, маючи на увазі, що поле і момент можуть контролюватися окремо.

Полеорієнтоване управління, запропоноване в 1970 році Блашке [4] і Хассе [5] засноване на аналогії з механічно комутованим колекторним двигуном постійного струму з незалежним збудженням.

Пряме керування моментом (Direct Torque Control - DTC) – вид векторного керування.

Принцип методу прямого керування моментом полягає у виборі вектора напруги для одночасного управління і моментом і потокозчеплення статора. Виміряні струми статора і напруга інвертора використовуються для оцінки потокозчеплення і моменту. Оцінені значення потокозчеплення статора і моменту порівнюються з керуючими сигналами потокозчеплення статора і моменту двигуна відповідно за допомогою гістерезисного компаратора. Необхідний вектор напруги управління електродвигуном вибирається з таблиці включення виходячи з відцифрованих помилок потокозчеплення і моменту генеруються гістерезисними компараторами, а також виходячи з сектора положення вектора потокозчеплення статора отриманого виходячи з його кутового положення. Таким чином, імпульси для управління силовими ключами інвертора генеруються за допомогою вибору вектора з таблиці.

Вперше метод прямого керування моментом з таблицею включення був описаний Такахасі і Ногучі в статті, опублікованій в вересні 1986 року [6]. Схема класичного методу прямого керування моментом набагато простіше, ніж у методу управління по полю, так як не потрібні координатні перетворення і вимірювання положення ротора. Схема методу прямого керування моментом містить оцінювач моменту і потокозчеплення статора,

гістерезисні компаратори моменту і потокозчеплення, таблицю включення і інвертор.

Переваги:

- відсутні контури струму і пряме регулювання струму;
- не потрібно перетворення координат;
- хороша динаміка.

Недоліки:

- потрібна точна оцінка вектора магнітного потокозчеплення статора і моменту;
- високий рівень пульсацій електромагнітного моменту

Заявка на патент методу прямого самокерування була подана Депенброком в жовтні 1984 року [7].

Грунтуючись на сигналах потокозчеплення статора і поточних фазових складових, компаратори потокозчеплення генерують цифрові сигнали, які відповідають активним станам напруги. Гістерезисний регулятор моменту має на виході сигнал, який визначає нульові стани. Таким чином, регулятор потокозчеплення статора задає відрізок часу активних станів напруг, які переміщують вектор потокозчеплення статора по заданій траєкторії, а регулятор моменту визначає відрізок часу нульових станів напруг, які підтримують момент електродвигуна в певному гістерезисному полі допуску.

Характерними особливостями прямого самокерування є:

- несинусоїдальні форми потокозчеплення і струму статора;
- вектор потокозчеплення статора переміщається по шестикутній траєкторії;
- частота перемикання інвертора нижче ніж у прямого керування моментом з таблицею включення;

Все ж серед векторного керування найбільш широко використовуються полеорієнтоване керування (FOC – field oriented control) і пряме керування моментом (DTC – direct torque control).

1.2 Огляд способів керування потокозчепленням ротора і вимог, що ставляться до цих процесів

Відомо, що в даний час більш ніж 50% виробленої електроенергії споживається електроприводами. Тому зниження втрат потужності в електроприводах за рахунок оптимізації їх систем керування є актуальною проблемою. Її рішення призведе не тільки до збільшення ефективності споживання електроенергії і скорочення витрат на виробництво, а й до збільшення часових інтервалів між циклами перезарядки автономних джерел живлення електричних транспортних засобів. Проблемам енергоефективного керування системами електроприводу присвячено неймовірно багато джерел.

Серед електричних приводів з високими вимогами до динаміки електроприводи постійного струму та системи векторного керування асинхронними двигунами виділяються загальною особливістю: наявністю двох каналів керування. Спочатку ці двигуни намагнічують у нерухомому стані (перший канал керування), а потім приводять їх до руху через канал управління електромагнітним моментом, швидкістю або кутовим положенням двигуна.

Під час пауз повторно-короткочасного режиму двигуни, як правило, не розмагнічують, що призводить до додаткових втрат міді. Тому проблема мінімізації втрат зазвичай вирішується для двигуна [9-11], що рухається, в усталених режимах, нехтуючи процесами регулювання магнітного потоку. Такий підхід є розумним для електродвигунів постійного струму, в якому потужності збудження, як правило, набагато менше, ніж потужність якоря. Для асинхронних двигунів співвідношення струму холостого ходу, що створює магнітне поле, до номінального струму, може перевищувати 60%. У цьому випадку знизити теплові втрати у двигуні можна за рахунок розмагнічування двигуна в нерухомому стані з подальшим його намагнічуванням перед наступним циклом руху.

Регулювання потокозчеплення ротора здійснюють також при малих навантаженнях для збільшення ККД. В цьому разі знов звертають увагу тільки на усталене значення потокозчеплення і практично не замислюються над траєкторію його зміни і параметрами перехідного процесу, від яких залежать втрати електроенергії на намагнічування та розмагнічування двигуна.

Із цих міркувань виникає задача синтезу оптимального закону регулювання потокозчеплення ротора ψ_r^* при прямому векторному керуванні магнітним полем (DFOC) або потокоутворюючої складової струму статора i_{sd} при непрямому керуванні полем (IFOC) з метою мінімізації сумарних втрат в обмотках статора і ротора АД на регулювання потокозчеплення.

У статті [12] запропоновано пошуковий підхід до вирішення цієї проблеми. Спочатку завдання на потокозчеплення ротора ψ_r^* генерується нелінійним пристроєм, який використовує інтерполяцію кубічними сплайнами першого наближення бажаної кривої, заданої у найпростішому випадку координатами 10 точок. Потім відбувається процес оптимізації за допомогою генетичного алгоритму, в результаті якого початкова крива набуває форму, що забезпечує мінімум обраного критерію якості. У [12] показано, що така оптимізація вимагає 5-7 тисяч ітерацій з симуляцією перехідного процесу, що виконується під час кожної з них.

У роботі [13] представлено порівняння втрат в міді нерухомого АД при стрибкоподібній зміні ψ_r^* при різних обмеженнях $i_{sd} \geq i_{sdmax}$ на потокоутворюючу складову струму статора і виконано розрахунки тривалості паузи t_p , при якій втрати енергії на розмагнічування та намагнічування двигуна виявляються меншими, ніж втрати на підтримку потокозчеплення ротора на постійному рівні.

У [14] здійснено спробу з визначення оптимального режиму керування потокозчепленням ротора нерухомого АД та порівняння втрат тепла при оптимального керуванні та більш простих (лінійний і стрибкоподібний) законах зміни потокозчеплення, але при виведені рівняння екстремалі

методом Ейлера допущено помилку при визначенні сталої часу оптимального процесу. Внаслідок цієї помилки зроблено хибний висновок про те, що залежності втрат від часу керування «мають V-образний вигляд і явно виражений екстремум». Крім того, більшість результатів були отримані у чисельному вигляді для одного двигуна.

У роботі [15] виправлено визначені вище помилки, отримані узагальнені рівняння та графіки залежності втрат при оптимальному керуванні, знайдено оптимальні значення часів намагнічування і розмагнічування АД при лінійному законі зміни потокозчеплення ротора.

У статті [16] деякі дослідження збігаються з результатами роботи [15], зокрема виправлено помилки статті [13], знайдено оптимальний час керування потокозчеплення за лінійним законом та побудовані залежності втрат при синусгіперболічному та лінійному законах. Крім того, в роботі [16] виконано дослідження параболічних законів намагнічування і розмагнічування АД, знайдено оптимальну тривалість цих процесів, виконано порівняння ефективності досліджуваних методів для декількох двигунів, підраховано економічний ефект від упровадження оптимального за тепловими втратами намагнічування та розмагнічування АД у складі електроприводу трамвая під час зупинок.

Висновки до розділу 1

З виконаного аналітичного огляду випливає, що, питанням зменшення непродуктивних втрат електроенергії при намагнічуванні та розмагнічуванні векторно керованих АД в сучасних публікаціях присвячено недостатньо уваги. Тому метою даної роботи є порівняльний аналіз способів керування потокозчепленням ротора у складі системи полеорієнтованого векторного керування АД, розробка рекомендацій щодо використання того чи іншого алгоритмів керування потокозчепленням в залежності від вимог, що ставляться до систем електроприводу. Для досягнення цієї мети необхідно розв'язати такі задачі:

1. Розробити моделі асинхронного електроприводу для дослідження методів керування потокозчепленням ротора.
2. Проаналізувати різні закони керування потокозчепленням ротора з точки зору їх енергоефективності.
3. Розробити методи реалізації енергоефективних методів керування потокозчепленням ротора в паузах повторно-короткочасного режиму і при різних навантаженнях двигуна, що рухається.
4. Виконати порівняння стандартної системи векторного керування швидкістю асинхронного двигуна і системи із зменшенням непродуктивних втрат від керування потокозчепленням ротора нерухомого АД методом математичного моделювання
5. Оцінити можливий техніко-економічний ефект від застосування досліджуваних методів зменшення втрат електроенергії у промислових системах електроприводу
6. Розробити рекомендації щодо використання одного з досліджуваних алгоритмів керування потокозчепленням у різних режимах роботи двигуна

2 РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ АД

Одне з перших питань, що виникає при побудові моделі асинхронного двигуна, є вибір системи координат, в якій розглядаються електромагнітні процеси. Вибір тієї чи іншої системи координатних, не впливає на реальні фізичні процеси, що протікають в електроприводі, а є лише способом їх опису [17].

Залежно від розв'язуваної задачі застосовуються математичні моделі в різних координатах: природних, ортогональних, нерухомих або обертових з певною частотою, в полярних координатах або безкоординатні (тензорні) моделі.

При складанні рівнянь асинхронної машини введемо наступні допущення:

1) нехтуємо втратами в сталі, тобто явищами гістерезису і вихровими струмами;

2) не враховуємо насичення магнітопроводу (насичення може бути враховано побічно шляхом використання так званих "насичених" параметрів, тобто параметрів, які визначаються при стані насичення);

3) нехтуємо нерівномірністю повітряного зазору між ротором та статором і зміною магнітної провідності, обумовленої наявністю пазів при відносному переміщенні сердечників;

4) нехтуємо вищими просторовими гармоніками магнітного поля, тобто розподіл магнітного поля кожної з обмоток вздовж окружності ротора і статора прийнято синусоїдальним;

5) вважаємо, що число витків обмотки статора і ротора однаково, тобто статор і ротор мають симетричні трифазні обмотки [17].

2.1 Математичний опис асинхронного двигуна в природних координатах

Запис диференціальних рівнянь рівноваги напруг в фазових координатах забезпечує такі переваги:

1. Всі величини в системі рівнянь мають свій фізичний зміст і реальні значення ротора, природно, не має трьох окремих фаз).

2. Даний запис рівнянь дозволяє врахувати усі види асиметрії параметрів обмоток і живлячих напруг.

3. Існує можливість виконувати розрахунки електромагнітних і електромеханічних процесів в статичних і динамічних режимах роботи при живленні від мережі і джерел з несинусоїдальною формою вихідної напруги.

Рівняння рівноваги напруг для фаз статора і ротора запишуться у вигляді:

$$\begin{aligned} u_A &= i_A R_A + d\psi_A / dt, \\ u_B &= i_B R_B + d\psi_B / dt, \\ u_C &= i_C R_C + d\psi_C / dt, \\ u_a &= i_a R_a + d\psi_a / dt, \\ u_b &= i_b R_b + d\psi_b / dt, \\ u_c &= i_c R_c + d\psi_c / dt, \end{aligned} \tag{2.1}$$

де u_A, u_B, u_C – миттєві значення напруги статора;

u_a, u_b, u_c – миттєві значення напруги ротора;

i_A, i_B, i_C – струми фаз статора;

ψ_A, ψ_B, ψ_C – потокозчеплення фаз статора;

$R_A (R_a)$ – активний опір фази А статора (фази а ротора).

Вирази для потокозчеплення статора (ψ_A, ψ_B, ψ_C) та ротора (ψ_a, ψ_b, ψ_c) мають вигляд:

$$\text{Введемо позначення: } \gamma + \frac{2\pi}{3} = C1, \gamma - \frac{2\pi}{3} = C2;$$

$$\begin{aligned}
\psi_A &= L_A i_A + L_{AB} i_B + L_{AC} i_C + L_{Aa} i_a \cdot \cos(\gamma) + \\
&\quad + L_{Ab} i_b \cos(C1) + L_{Ac} i_c \cos(C2), \\
\psi_B &= L_{BA} i_A + L_B i_B + L_{BC} i_C + L_{Ba} i_a \cos(C2) + \\
&\quad + L_{Bb} i_b \cos(\gamma) + L_{Bc} i_c \cos(C1), \\
\psi_C &= L_{CA} i_A + L_{CB} i_B + L_C i_C + L_{Ca} i_a \cos(C1) + \\
&\quad + L_{Cb} i_b \cdot \cos(C2) + L_{Cc} i_c \cos(\gamma),
\end{aligned} \tag{2.2}$$

$$\begin{aligned}
\psi_a &= L_{aA} i_A \cos(\gamma) + L_{aB} i_B \cos(C2) + L_{aC} i_C \cos(C1) + \\
&\quad + L_a i_a + L_{ab} i_b + L_{ac} i_c, \\
\psi_b &= L_{bA} i_A \cos(C1) + L_{bB} i_B \cos(\gamma) + L_{bC} i_C \cos(C2) + \\
&\quad + L_{ba} i_a + L_b i_b + L_{bc} i_c, \\
\psi_c &= L_{cA} i_A \cos(C2) + L_{cB} i_B \cos(C1) + L_{cC} i_C \cos(\gamma) + \\
&\quad + L_{ca} i_a + L_{cb} i_b + L_c i_c,
\end{aligned} \tag{2.3}$$

де γ - кут між осями обмоток А і а;

L_A, L_B, L_C – індуктивності фаз статора;

L_a, L_b, L_c – індуктивності фаз ротора;

$L_{AB}, L_{AC}, L_{BC}, L_{BA}, L_{CA}, L_{CB}$ – взаємо індуктивності між обмотками статора;

$L_{ab}, L_{ac}, L_{ba}, L_{bc}, L_{ca}, L_{cb}$ – взаємо індуктивності між обмотками ротора;

$L_{Aa}, L_{Ba}, L_{bA}, \dots$ – максимальна величина взаємо індуктивності між обмотками статора і ротора.

Зазначимо, що рівняння (2.1), (2.2), (2.3) використовуються для опису процесів в машині з урахуванням не симетрії в параметрах обмоток і в системі живлення.

Врахуємо умова симетрії обмоток двигуна і умови симетрії струмів статора і ротора: $i_A + i_B + i_C = 0$; $i_a + i_b + i_c = 0$. За умови симетрії обмоток:

$$\begin{aligned}
R_A &= R_B = R_C = R_s; R_a = R_b = R_c = R_r; \\
L_A &= L_B = L_C = L_s; L_a = L_b = L_c = L_r; \\
L_{AB} &= L_{BA} = L_{BC} = L_{CB} = L_{CA} = L_{AC} = L_1; \\
L_{ab} &= L_{ba} = L_{bc} = L_{cb} = L_{ca} = L_{ac} = L_2; \\
L_{Aa} &= L_{aA} = L_{Ba} = \dots = L_{12}.
\end{aligned}$$

Розглянемо магнітний потік фази А статора, створюваний тільки обмотками статора, з урахуванням умови симетрії струмів статора (розглядається тільки частина загального потоку, зчепленого з фазою статора. Такий режим виходить в припущенні, що обмотки ротора розімкнуті):

$$\begin{aligned}\psi_{sA} &= L_s i_A + L_1 i_B + L_1 i_C = L_s i_A + L_1 (i_B + i_C) = \\ &= i_A (L_s - L_1) = i_A (L_{s\sigma} + L_{s\mu} - L_1),\end{aligned}$$

де $L_{s\sigma}, L_{s\mu}$ – індуктивності фазної обмотки статора від поля розсіювання і поля головного потоку.

Взаємна індукція між будь-якими двома обмотками статора розраховуються з врахуванням просторового положення обмоток за виразом:

$$L_1 = L_{s\mu} \cos \frac{2\pi}{3} = -\frac{L_{s\mu}}{2}.$$

В результаті:

$$\psi_{sA} = i_A (L_{s\sigma} + \frac{3}{2} L_{s\mu}) = L_s i_A,$$

де $L_s = L_{s\sigma} + \frac{3}{2} L_{s\mu}$ – повна еквівалентна індуктивність фази статора, яка містить в собі індуктивність від поля розсіювання, від головного потоку, створеного струмом самої обмотки, і від потоків, що виникають під дією струмів двох інших обмоток статора.

Таким чином, взаємна індуктивність або індуктивність від головного магнітного потоку однієї фази трифазної машини, внаслідок впливу струмів в двох інших фазах, в 3/2 рази більше індуктивності однієї фази, взятої окремо.

Аналогічно для фаз В і С статора отримаємо $\psi_{sB} = L_s i_B, \psi_{sC} = L_s i_C$, а для фаз ротора матимемо $\psi_{ra} = L_r i_a, \psi_{rb} = L_r i_b, \psi_{rc} = L_r i_c$,

де $L_r = L_{r\sigma} + \frac{3}{2} L_{r\mu}$ – повна еквівалентна індуктивність фази ротора, що включає індуктивність від поля розсіювання, від головного потоку,

створеного струмом самої обмотки, і від потоків, що виникають під дією струмів двох інших обмоток ротора.

З урахуванням приведення обмотки ротора до числа витків обмотки статора можна записати, що $\frac{3}{2}L_{s\mu} = \frac{3}{2}L_{r\mu} = \frac{3}{2}L_{12} = L_m$ – еквівалентна взаємна індуктивність.

Зауважимо, що $L_{s\sigma}, L_{r\sigma}, L_m$ – це параметри традиційної Т – подібної схеми заміщення асинхронного двигуна (АД).

В результаті вирази (2.2), (2.3) для потокозчеплення статора і ротора можуть бути представлені в наступному вигляді:

$$\begin{bmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \\ \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \\ L_{12} \cos(\gamma) & L_{12} \cos(C2) & L_{12} \cos(C1) \\ L_{12} \cos(C1) & L_{12} \cos(\gamma) & L_{12} \cos(C2) \\ L_{12} \cos(C2) & L_{12} \cos(C1) & L_{12} \cos(\gamma) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

Електромагнітний момент асинхронної машини може бути знайдений як похідна по геометричному куту від загального запасу електромагнітної енергії машини. Електромагнітна енергія обмоток асинхронного машини може бути визначена по співвідношенню:

$$W_{EM} = \frac{1}{2} [\Psi_A i_A + \Psi_B i_B + \Psi_C i_C + \Psi_a i_a + \Psi_b i_b + \Psi_c i_c]. \quad (2.5)$$

Звідси електромагнітний момент асинхронного двигуна:

$$M = \frac{\partial W_{EM}}{\partial \gamma} Z_p, \quad (2.6)$$

де Z_p – число пар полюсів двигуна.

Рівняння руху електроприводу запишеться як:

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (2.7)$$

де M_c – статичний момент навантаження;

ω – кутова частота обертання ротора, рад/с;

J – момент інерції електроприводу, приведений до валу двигуна.

Вирази (2.1), (2.4) – (2.7) утворюють повну систему рівнянь асинхронної машини, представлену в природних координатах.

Далі спрощення отриманої системи рівнянь виконується наступним чином:

1) із рівнянь виключаються фазні значення напруг (їх використання не завжди зручно у зв'язку з різними способами включення обмоток і невизначеністю потенціалу загальної точки);

2) при виконанні умови симетрії струмів з рівнянь виключаються всі змінні, що відносяться до однієї з фаз статора і ротора, наприклад до фази С.

Механічна частина двигуна описується наступними виразами:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{M - M_c}{J},$$

$$\frac{d\gamma}{dt} = Z_p \omega.$$

Недоліком математичних моделей в природних координатах є складність, пов'язана з наявністю періодичних коефіцієнтів.

2.2 Математичний опис асинхронного двигуна в обертальній системі координат ротора

Найчастіше при створенні двофазних моделей та при виконанні еквівалентних координатних перетворень використовують такі СК:

- нерухому (стаціонарну) СК статора, в якій дійсна ось суміщається з віссю А статора;
- рухому СК з довільною швидкістю обертання;
- синхронні обертові системи координат, орієнтовані за вектором напруги статора або за струмом статора;
- обертові системи координат, орієнтовані за вектором потокозчеплення ротора, за вектором потокозчеплення статора або за вектором потокозчеплення у повітряному зазорі (потокозчеплення намагнічування).

Моделі АД в синхронній обертовій системі координат статора зручно використовувати для синтезу та дослідження систем скалярного частотного керування та пристроїв плавного пуску асинхронних двигунів, тому що вхідними сигналами таких моделей є частота та амплітуда напруги або струму статора [18].

Моделі АД в обертових системах координат, орієнтованих за векторами потокозчеплення, використовуються для синтезу та аналізу різноманітних систем векторного керування (СВК). Зокрема, орієнтація за потокозчепленням ротора застосовується у так званих полеорієнтованих СВК (FOC – Field Oriented Control), а орієнтація за потокозчепленням статора – в СВК з прямим керуванням моментом (DTC – Direct Torque Control). Усі фазні величини в таких системах координат втрачають свою періодичність, що значно спрощує синтез регуляторів [18].

Усі обертові системи керування є окремими випадками рухомої системи керування з довільною швидкістю обертання.

Двофазні моделі у порівнянні з трифазними мають менший порядок і більш прості залежності для розрахунку струмів і моментів. Всі двофазні моделі отримують із трифазних методом еквівалентних координатних перетворень

Математична модель асинхронного двигуна в ортогональній системі координат, орієнтованій за вектором потокозчеплення ротора

Щоб напрямок дійсної осі ортогональної системи координат співпадав з напрямком узагальненого вектору потокозчеплення ротора, система координат повинна обертатися синхронно з цим вектором. Вектор потокозчеплення ротора у ній буде мати тільки дійсну складову. Дійсна вісь цієї системи координат d , а уявна – q . Тоді передумови математичного опису АД у цих координатах матимуть вигляд:

$$\omega_k = \omega_{\Psi_r}; \quad (2.8)$$

$$\Psi_{rq} = 0, \quad \Psi_{rd} = |\tilde{\Psi}_r| = \Psi_{rm}. \quad (2.9)$$

Модель у системі координат d - q стала основою розробки системи векторного управління *TRANSVECTOR* короткозамкненим АД. Тому в доповнення до передумов (2.8), (2.9) додамо:

$$U_{rd} = U_{rq} = 0. \quad (2.10)$$

Система векторного керування має зворотні зв'язки за складовими струму статора та потокозчепленням ротора. Тому ще одна умова для розробки моделі – наявність у ній перелічених сигналів.

Математичний опис із врахуванням перелічених вище умов розпочнемо з рівняння в узагальнених векторах з урахуванням передумови (2.10):

$$\begin{cases} \tilde{U}_s = \tilde{I}_s R_s + \frac{d\tilde{\Psi}_s}{dt} + j\omega_k \tilde{\Psi}_s, \\ 0 = \tilde{I}_r R_r + \frac{d\tilde{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_k - Z_p \omega) \tilde{\Psi}_r. \end{cases} \quad (2.11)$$

Для того, щоб забезпечити зазначені раніше сигнали моделі, з другого рівняння системи: $\begin{cases} \tilde{\Psi}_s = L_s \tilde{I}_s + L_m \tilde{I}_r, \\ \tilde{\Psi}_r = L_m \tilde{I}_s + L_r \tilde{I}_r. \end{cases}$, знайдемо узагальнений вектор струму ротора та підставимо отриманий вираз у перше рівняння цієї системи з урахуванням позначень: $k_s = \frac{L_m}{L_s} = \frac{1}{1 + \sigma_s}; \quad k_r = \frac{L_m}{L_r} = \frac{1}{1 + \sigma_r};$

$$\sigma = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s L_r} = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} = 1 - k_s k_r = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_s)(1 + \sigma_r)};$$

та отримаємо:

$$\tilde{I}_r = \frac{1}{L_r} \tilde{\Psi}_r - \frac{L_m}{L_r} \tilde{I}_s = \frac{1}{L_r} \tilde{\Psi}_r - k_r \tilde{I}_s; \quad (2.12)$$

$$\tilde{\Psi}_s = L_s \tilde{I}_s + \frac{L_m}{L_r} \tilde{\Psi}_r - \frac{L_m^2}{L_r} \tilde{I}_s = \sigma L_s \tilde{I}_s + k_r \tilde{\Psi}_r. \quad (2.13)$$

Після підстановки виразів (2.12), (2.13) у систему (2.11) одержимо:

$$\begin{cases} \tilde{U}_s = \tilde{I}_s R_s + \sigma L_s \frac{d\tilde{I}_s}{dt} + k_r \frac{d\tilde{\Psi}_r}{dt} + j\omega_k (\sigma L_s \tilde{I}_s + k_r \tilde{\Psi}_r), \\ 0 = \frac{1}{T_r} \tilde{\Psi}_r - \frac{L_m}{T_r} \tilde{I}_s + \frac{d\tilde{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_k - Z_p \omega) \tilde{\Psi}_r. \end{cases} \quad (2.14)$$

Виразимо похідну від потокозчеплення ротора з другого рівняння цієї ж системи і підставимо отриманий вираз у перше, для підтримки першим рівнянням останньої системи похідної тільки від одного сигналу:

$$\frac{d\tilde{\Psi}_r}{dt} = k_r R_r \tilde{I}_s - \frac{1}{T_r} \tilde{\Psi}_r - j(\omega_k - Z_p \omega) \tilde{\Psi}_r, \quad (2.15)$$

$$\tilde{U}_s = R_{sr} \tilde{I}_s + \sigma L_s \frac{d\tilde{I}_s}{dt} - \frac{k_r}{T_r} \tilde{\Psi}_r + j\omega_k \sigma L_s \tilde{I}_s - jZ_p \omega k_r \tilde{\Psi}_r, \quad (2.16)$$

де $R_{sr} = R_s + k_r^2 R_r$.

Використовуючи загальну методику переходу від рівнянь в узагальнених векторах до рівнянь в їх дійсних та уявних складових перетворимо рівняння в узагальнених векторах (2.15) та (2.16) у систему скалярних рівнянь

$$\begin{cases} U_{sd} = R_{sr} I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} - \frac{k_r}{T_r} \Psi_{rm} - \omega_k \sigma L_s I_{sq}, \\ U_{sq} = R_{sr} I_{sq} + L_{s1} \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_k \sigma L_s I_{sd} - Z_p \omega k_r \Psi_{rm}, \\ \frac{d\Psi_{rm}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \Psi_{rm}, \\ 0 = k_r R_r I_{sq} - (\omega_k - Z_p \omega) \Psi_{rm}. \end{cases} \quad (2.17)$$

Позначимо

$$T_{sr} = \sigma L_s / R_{sr}, \quad (2.18)$$

та перепишемо диференціальні рівняння в операторній формі:

$$\begin{cases} U_{sd} + \frac{k_r}{T_r} \Psi_{rm} + \omega_k L_{s1} I_{sq} = I_{sd} R_{sr} (T_{sr} p + 1), \\ U_{sq} - \omega_k L_{s1} I_{sd} - Z_p \omega k_r \Psi_r = I_{sq} R_{sr} (T_{sr} p + 1), \\ L_m I_{sd} = \Psi_{rm} (T_r p + 1), \\ \omega_k = k_r R_r \frac{I_{sq}}{\Psi_{rm}} + \omega_r. \end{cases} \quad (2.19)$$

В останньому рівнянні системи (2.19) можна позначити

$$\Delta \omega_r = k_r R_r I_{sq} / \Psi_{rm} = \omega_k - \omega_r \quad (2.20)$$

– абсолютне ковзання ротора відносно швидкості обертання електромагнітного поля.

Приєднавши до рівнянь (2.21), (2.22) рівняння електромагнітного моменту:

$$M = \frac{3}{2} Z_p k_r \Psi_{rm} I_{sq}. \quad (2.21)$$

та рівняння руху, одержимо модель короткозамкненого АД, що приведена на рис. 2.1.

Цю модель зручно використовувати при дослідженні систем векторного управління асинхронним електроприводом з орієнтацією за полем ротора.

залежить від матеріалу провідника, довжини і площі поперечного перерізу. Втрати обмоток залежать від опору провідника та квадрату струму. Втрати ротора залежать від матеріалу, з якого виготовлена обмотка ротора і ковзання ротора.

$$P_{Cu} = \frac{3}{2}(R_s i_s^2 + R_r i_r^2) = \frac{3}{2}(R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2)), \quad (2.22)$$

Висновки до розділу 2

В розділі виконано:

1. аналіз основних існуючих моделей АД;
2. розроблена математична модель АД у ортогональній системі координат, орієнтована за потокозчепленням ротора;
3. побудована структурна схема двигуна.

Математичний опис асинхронного двигуна у 3-фазній системі координат має велику кількість диференціальних рівнянь, тому ми працюємо з системою векторного керування синтез якої оснований на моделі в системі $d-q$ у даному розділі переходимо до ортогональної системи координат, орієнтованої за потокозчепленням ротора. Також для реалізації математичного моделювання у програмному пакеті MatLab «Simulink» необхідно мати математичний опис АД, тому розроблена математична модель АД у ортогональній системі координат, орієнтована за потокозчепленням ротора

3 ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ КЕРУВАННЯ ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯМ РОТОРА

Процес перетворення електричної енергії у механічну, у електродвигуні, супроводжується втратами. Визначення енергетичних характеристик в електроприводі є важливою задачею при дослідженні енергоефективності.

3.1 Енергоефективне керування

ККД (η) асинхронного двигуна, визначається як відношення механічної енергії на обертовому валу до вхідної електричної енергії на його затискачах, і коефіцієнта потужності ($\cos \varphi$).

Для енергоефективної роботи двигуна, потрібно забезпечити максимально можливе значення η .

ККД двигуна визначається власними втратами, які можна зменшити за рахунок покращення конструкції двигуна. Внутрішні втрати бувають: постійними – незалежні від навантаження та швидкості, і змінними – залежні від навантаження і швидкості.

При роботі електроприводу в напруженому повторно-короткочасному режимі, двигун під час паузи не розмагнічують, що приводить до додаткових теплових втрат в обмотках статора у процесі підтримки потокозчеплення ротора на бажаному рівні.

При достатній тривалості пауз втрати можна зменшити за рахунок розмагнічування асинхронного двигуна (АД) на початку паузи і намагнічування його перед початком нового робочого циклу.

Згідно з отриманої моделі АД, яка представлена на рис.2.2 та використовуючи загальні принципи підпорядкованого керування отримуємо передатні функції регуляторів:

- 1) регулятори струмів

$$W_{pc} = \frac{R_{sr}(T_{sr}p + 1)}{T_i p}; \quad (3.1)$$

2) регулятор потокозчеплення ротора

$$W_{pn} = \frac{T_r p + 1}{L_m T_f p}; \quad (3.2)$$

де сталі часу інтегрування розімкнених контурів згідно з модульним оптимумом (метод подвійних пропорцій) розраховуються за формулами:

$$T_i = 2T_\mu, \quad T_f = 2T_\mu, \quad T_\omega = T_f = T_i, \quad (3.3)$$

T_μ – мала некомпенсована стала часу електроприводу, зумовлена інерційністю перетворювача частоти.

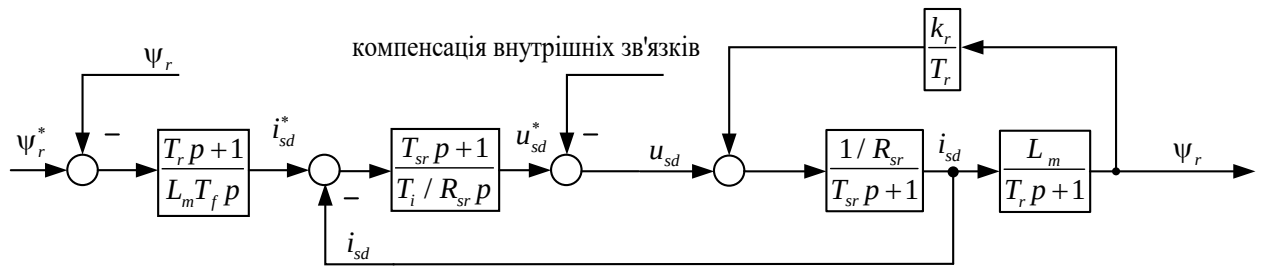


Рисунок 3.1 – Структурна схема системи векторного керування АД при нерухомому двигуні

Спрощена структурна схема системи полеорієнтованого векторного керування АД при зупиненому двигуні в обертовій ортогональній системі координат $d-q$, орієнтованій за вектором потокозчеплення ротора, зображена на рис. 3.1. В схемі використано такі позначення: РП – регулятор потокозчеплення; КРСd – замкнений контур регулювання d – складової струму статора; Ψ_r^*, i_{sd}^* – сигнали завдання на потокозчеплення ротора та потокоутворюючу складову струму статора; $\tau_r = L_r / R_r$ – стала часу ротора; L_r, R_r – індуктивність та активний опір ротора; $k_r = L_m / L_r$ – коефіцієнт магнітного зв'язку ротора; τ_i, τ_ψ – сталі часу інтегрування розімкнених контурів струму та потокозчеплення відповідно [18].

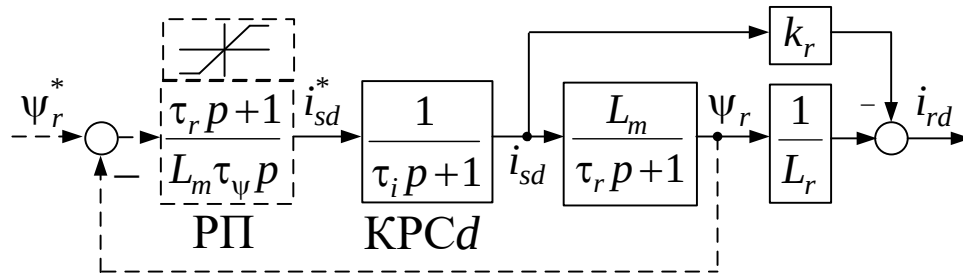


Рисунок 3.2 – Спрощена структурна схема системи полеорієнтованого векторного керування АД при зупиненому двигуні в обертовій ортогональній системі координат d - q , орієнтованій за вектором потокозчеплення ротора

При прямому керуванні (DFOC) система складається з контуру потокозчеплення і підпорядкованого йому контуру струму, а при непрямому керуванні (IFOC) регулятор потокозчеплення відсутній.

Сумарні теплові втрати в міді, зумовлені потокоутворюючими складовими струмів статора та ротора, що підлягають мінімізації, обчислюються за формулою:

$$\Delta W = \int_0^{t_f} \Delta P(t) dt = 3 \int_0^{t_f} [R_s I_s^2(t) + R_r I_r^2(t)] dt = \frac{3}{2} \int_0^{t_f} [R_s i_{sd}^2(t) + R_r i_{rd}^2(t)] dt, \quad (3.1)$$

де $\Delta P, \Delta W$ – потужність та енергія втрат відповідно; I_s, I_r – ефективні значення фазних струмів статора і ротора; i_{sd}, i_{rd} – потокоутворюючі складові струмів статора і ротора, які при нерухомому двигуні (за умов $i_{sq} = 0, i_{rq} = 0$) дорівнюють амплітудним значенням цих струмів, внаслідок чого $i_{sd} = \sqrt{2} I_s, i_{rd} = \sqrt{2} I_r$.

З точки зору теорії оптимального керування енергія втрат являє собою мінімізований функціонал, а потужність втрат – підінтегральну функцію цього функціоналу [18].

3.1.1 Намагнічування та розмагнічування за оптимальними траєкторіями

Виразимо струми статора і ротора через потокозчеплення ротора та його першу похідну.

Згідно з передавальною функцією

$$\frac{\Psi_r(p)}{i_{sd}(p)} = \frac{L_m}{\tau_r p + 1}; \quad (3.2)$$

запишемо диференціальне рівняння

$$i_{sd}(t) = \frac{1}{L_m} [\Psi_r(t) + \tau_r \Psi'_r(t)]; \quad (3.3)$$

З виразу потокозчеплення ротора через потокоутворюючі складові струмів

$$\Psi_r = L_m i_{sd} + L_r i_{rd}; \quad (3.4)$$

та з урахуванням (3.3) знаходимо i_{rd} :

$$i_{rd}(t) = \frac{1}{L_r} [\Psi_r(t) - L_m i_{sd}(t)] = -\frac{\tau_r}{L_r} \Psi'_r(t) = -\frac{\Psi'_r(t)}{R_r}. \quad (3.5)$$

Після підстановки виразів (3.3) і (3.8) в підінтегральну функцію функціоналу (3.1) отримуємо

$$F = R_s i_{sd}^2 + R_r i_{rd}^2 = \frac{R_s}{L_m^2} (\Psi_r^2 + 2\tau_r \Psi_r \Psi'_r + \tau_r^2 (\Psi'_r)^2) + R_r \frac{\tau_r^2}{L_r^2} (\Psi'_r)^2 \quad (3.6)$$

Виконаємо приведення подібних:

$$\begin{aligned} \frac{R_s}{L_m^2} \tau_r^2 (\Psi'_r)^2 + R_r \frac{\tau_r^2}{L_r^2} (\Psi'_r)^2 &= \frac{\tau_r^2}{L_m^2} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) (\Psi'_r)^2 = \\ &= \frac{\tau_r^2}{L_m^2} (R_s + R_r k_r^2) (\Psi'_r)^2 = \frac{\tau_r^2 R_s}{L_m^2} \cdot \frac{R_s + R_r k_r^2}{R_s} (\Psi'_r)^2 \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$\text{Позначивши : } R_{sr} = R_s + k_r^2 R_r, \quad \lambda^2 = \frac{R_{sr}}{R_s} = 1 + k_R, \quad k_R = \frac{k_r^2 R_r}{R_s}, \quad (3.8)$$

остаточно отримаємо:

$$F = R_s i_{sd}^2(t) + R_r i_{rd}^2(t) = \frac{R_s}{L_m^2} \cdot [\psi_r^2 + 2\tau_r \psi_r \psi'_r + \lambda^2 \tau_r^2 (\psi'_r)^2]. \quad (3.9)$$

Рівняння Ейлера, розв'язок якого забезпечує екстремум функціонала (3.9), має такий загальний вигляд:

$$\frac{\partial F}{\partial \psi_r} - \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial F}{\partial \psi'_r} \right) = 0. \quad (3.10)$$

Знаходимо послідовно похідні останнього рівняння для функції (3.9):

$$\frac{\partial F}{\partial \psi_r} = \frac{2R_s}{L_m^2} (\psi_r + \tau_r \psi'_r), \quad (3.11)$$

$$\frac{\partial F}{\partial \psi'_r} = \frac{2R_s}{L_m^2} (\tau_r \psi_r + \lambda^2 \tau_r^2 \psi'_r), \quad (3.12)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial F}{\partial \psi'_r} \right) = \frac{2R_s}{L_m^2} \cdot (\tau_r \psi'_r + \lambda^2 \tau_r^2 \psi''_r). \quad (3.13)$$

Після підстановки (3.11)-(3.13) у (3.10) і деяких перетворень отримуємо однорідне диференціальне рівняння:

$$\psi_r - \lambda^2 \tau_r^2 \psi''_r = 0. \quad (3.14)$$

Позначимо $\tau_o^2 = \lambda^2 \tau_r^2$, звідки маємо

$$\tau_o = \lambda \tau_r \quad (3.15)$$

– стала часу оптимального перехідного процесу;

Диференціальне рівняння (3.14) відповідає характеристичне рівняння

$$\tau_o^2 p^2 - 1 = (\tau_o p + 1)(\tau_o p - 1) = 0 \quad (3.16)$$

з двома дійсними полюсами

$$p_{1,2} = \pm \frac{1}{\tau_o} = \pm \Omega_o, \quad (3.17)$$

через які можна записати формули перехідних процесів при розмагнічуванні і намагнічуванні двигуна, як розв'язок ДР (4.12):

$$\psi_r^{\text{позм}}(t) = C_1 e^{-\Omega_o t} + C_2 e^{\Omega_o t}, \quad (3.18)$$

$$(\psi_r^{\text{позм}})'(t) = -C_1 \Omega_o e^{-\Omega_o t} + C_2 \Omega_o e^{\Omega_o t}. \quad (3.19)$$

Невідомі константи C_1 та C_2 у рівняннях (3.18) та (3.19) знаходимо з граничних умов

$$\psi_r^{\text{розм}}(0) = \psi_{r0} = C_1^{\text{розм}} + C_2^{\text{розм}}, \quad \psi_r^{\text{розм}}(t_f) = 0 = C_1^{\text{розм}} e^{-\Omega_o t_f} + C_2^{\text{розм}} e^{\Omega_o t_f}, \quad (3.20)$$

$$\psi_r^{\text{нам}}(0) = 0 = C_1^{\text{нам}} + C_2^{\text{нам}}, \quad \psi_r^{\text{нам}}(t_f) = \psi_{r0} = C_1^{\text{нам}} e^{-\Omega_o t_f} + C_2^{\text{нам}} e^{\Omega_o t_f}, \quad (3.21)$$

де

$$\psi_{r0} = L_m i_{sd0}$$

– поточкозчеплення холостого ходу ротора, а i_{sd0} – струм холостого ходу статора (струм намагнічування).

Після підстановки виразів шуканих констант у (3.18) та (3.19) отримуємо такі закони оптимального керування:

$$\psi_r^{\text{розм}}(t) = \psi_{r0} \frac{\text{sh}(\Omega_o(t_f - t))}{\text{sh}(\Omega_o t_f)}, \quad \psi_r^{\text{нам}}(t) = \psi_{r0} \frac{\text{sh}(\Omega_o t)}{\text{sh}(\Omega_o t_f)}. \quad (3.23)$$

Слід нагадати, що

$$\text{sh}(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{2}, \quad \text{ch}(x) = \frac{e^x + e^{-x}}{2}, \quad \text{ch}^2(x) - \text{sh}^2(x) = 1,$$

$$\text{sh}(2x) = 2\text{sh}(x)\text{ch}(x), \quad \text{ch}(2x) = \text{ch}^2(x) + \text{sh}^2(x).$$

Підстановкою (3.22) у (3.9) з подальшим інтегруванням згідно з (3.1) одержимо вирази для енергії втрат при оптимальному керуванні:

$$\Delta W_{\text{розм}} = \Delta W_c \frac{\lambda \text{sh}(2\Omega_o t_f) - \text{ch}(2\Omega_o t_f) + 1}{2\text{sh}^2(\Omega_o t_f)} = \Delta W_c [\lambda \cdot \text{cth}(\Omega_o t_f) - 1], \quad (3.24)$$

$$\Delta W_{\text{нам}} = \Delta W_c \frac{\lambda \text{sh}(2\Omega_o t_f) + \text{ch}(2\Omega_o t_f) - 1}{2\text{sh}^2(\Omega_o t_f)} = \Delta W_c [\lambda \cdot \text{cth}(\Omega_o t_f) + 1], \quad (3.25)$$

де

$$\Delta W_c = \frac{3}{2} \cdot \frac{R_s \psi_{r0}^2 \tau_r}{L_m^2} = \frac{3}{2} R_s i_{sd0}^2 \tau_r, \quad i_{sd0} = \frac{\psi_{r0}}{L_m}. \quad (3.26)$$

Порівнюючи вирази (3.24) та (3.25), можна довести, що різниця між втратами при намагнічуванні в будь-який момент часу перевищує втрати при розмагнічуванні на $2\Delta W_c$.

3.1.2 Керування потокозчеплення за лінійним законом

Процеси розмагнічування та намагнічування АД при зміні потокозчеплення ротора за лінійним законом описуються рівняннями:

$$\Psi_{r\,lin}^{розм}(t) = \Psi_{r0} \left(1 - \frac{t}{t_f} \right), \quad \Psi_{r\,lin}^{нам}(t) = \Psi_{r0} \frac{t}{t_f}, \quad (3.27)$$

Втрати (3.1) зі врахуванням (3.3) та (3.5) для досліджуваного випадку (3.27) запишуться як:

$$\Delta W_{lin}^{розм} = \Delta W_c \left(\frac{\lambda \tau_o}{t_f} - 1 + \frac{\lambda t_f}{3\tau_o} \right), \quad \Delta W_{lin}^{нам} = \Delta W_c \left(\frac{\lambda \tau_o}{t_f} + 1 + \frac{\lambda t_f}{3\tau_o} \right). \quad (3.28)$$

Аналіз отриманих виразів на екстремум показує, що мінімум втрат досягається при

$$t_f = t_{fo\,lin} = \sqrt{3} \lambda \tau_r = \sqrt{3} \tau_o. \quad (3.29)$$

Величини мінімізованих втрат складають:

$$\Delta W_{lin\,min}^{розм} = \Delta W_c \left(\frac{2\lambda}{\sqrt{3}} - 1 \right), \quad \Delta W_{lin\,min}^{нам} = \Delta W_c \left(\frac{2\lambda}{\sqrt{3}} + 1 \right). \quad (3.30)$$

3.1.3 Керування потокозчепленням за параболічним законом

Процес намагнічування АД при зміні потокозчеплення ротора за параболічним законом описується рівнянням:

$$\Psi_r^{нам} = \Psi_{r0} \left(\frac{t}{t_o} \right)^2. \quad (3.31)$$

Процес розмагнічування АД при зміні потокозчеплення ротора за параболічним законом описується рівнянням:

$$\begin{aligned}
t \leq t_f, \psi_r^{\text{розм}} &= \psi_{r0} \left(\frac{t_f - t}{t_f} \right)^2; \\
t \geq t_f, \psi_r^{\text{розм}} &= 0.
\end{aligned} \tag{3.32}$$

Формули виведені в [16] та мають такий вигляд втрат (3.1) зі врахуванням (3.3) та (3.5) для досліджуваного випадку (3.27) запишуться як:

$$\Delta W_{\text{нам}} = \left(\frac{\psi_{r0}}{L_m} \right)^2 \left((R_s + R_d) \left(\frac{t_0}{5} + T_r + \frac{4}{3t_0} (T_r^2 + \left(\frac{L_m^2}{(R_s + R_d)} \right)) \right) \right); \tag{3.33}$$

$$\Delta W_{\text{розм}} = \left(\frac{\psi_{r0}}{L_m} \right)^2 \left((R_s + R_d) \left(\frac{t_f}{5} + T_r + \frac{4}{3t_0} (T_r^2 + \left(\frac{L_m^2}{(R_s + R_d)} \right)) \right) \right). \tag{3.34}$$

3.1.4 Керування потокозчепленням за експоненціальним законом

Перехідні процеси розмагнічування та намагнічування за експоненціальним законом та їх похідні описуються рівняннями

$$\psi_{r \text{ exp}}^{\text{розм}}(t) = \psi_{r0} e^{-\Omega_e t}, \quad \psi_{r \text{ exp}}^{\text{нам}}(t) = \psi_{r0} (1 - e^{-\Omega_e t}), \tag{3.35}$$

$$(\psi_{r \text{ exp}}^{\text{розм}})'(t) = -\Omega_e \psi_{r0} e^{-\Omega_e t}, \quad (\psi_{r \text{ exp}}^{\text{нам}})'(t) = \Omega_e \psi_{r0} e^{-\Omega_e t}, \tag{3.36}$$

де $\Omega_e = 1/\tau_e$, τ_e – стала часу експоненти.

Визначимо інтегральні втрати при розмагнічуванні :

$$P_{\text{exp}}^{\text{розм}} = \frac{3}{2} \cdot \frac{R_s \psi_{r0}^2 e^{-2\Omega_e t}}{L_m^2} \cdot [1 - 2\tau_r \Omega_e + \tau_o^2 \Omega_e^2], \tag{3.37}$$

Визначимо миттєві втрати для розмагнічування:

$$\Delta W_{\text{exp}}^{\text{розм}} = \frac{3}{2} \cdot \frac{R_s \psi_{r0}^2}{L_m^2} \cdot [1 - 2\tau_r \Omega_e + \tau_o^2 \Omega_e^2] \cdot \int_0^\infty e^{-2\Omega_e t} dt = \frac{3}{2} \cdot \frac{R_s \psi_{r0}^2}{2 L_m^2 \Omega_e} [1 - 2\tau_r \Omega_e + \tau_o^2 \Omega_e^2]. \tag{3.38}$$

$$\Delta W_{\text{exp}}^{\text{розм}} = \frac{3}{2} \cdot \frac{R_s \psi_{r0}^2 \tau_r}{2 L_m^2} \left[\frac{1}{\tau_r \Omega_e} - 2 + \lambda^2 \tau_r \Omega_e \right] = \frac{\Delta W_c}{2} \left[\frac{1}{\tau_r \Omega_e} - 2 + \lambda^2 \tau_r \Omega_e \right]. \tag{3.39}$$

Аналогічно визначимо інтегральні та миттєві втрати при намагнічуванні:

$$P_{\text{exp}}^{\text{нам}} = \frac{3}{2} \cdot \frac{R_s \Psi_{r0}^2}{L_m^2} \cdot \left[1 + 2(\tau_r \Omega_e - 1)e^{-\Omega_e t} + (1 - 2\tau_r \Omega_e + \tau_o^2 \Omega_e^2)e^{-2\Omega_e t} \right], \quad (3.40)$$

$$\Delta W_{\text{exp}}^{\text{нам}} = \frac{3}{2} \cdot \frac{R_s \Psi_{r0}^2}{L_m^2} \cdot \int_0^{4/\Omega_e} \left[1 + 2(\tau_r \Omega_e - 1)e^{-\Omega_e t} + (1 - 2\tau_r \Omega_e + \tau_o^2 \Omega_e^2)e^{-2\Omega_e t} \right] dt. \quad (3.41)$$

Після інтегрування останнього виразу і деяких перетворень отримуємо:

$$\Delta W_{\text{exp}}^{\text{нам}} = \frac{\Delta W_c}{2} \cdot \left[\frac{(5 + 4e^{-4} - e^{-8})}{\tau_r \Omega_e} + 2(1 - 2e^{-4} + e^{-8}) + \lambda^2 \tau_r \Omega_e (1 - e^{-8}) \right]. \quad (3.42)$$

Для визначення оптимальних сталих часу знаходимо похідні від енергії втрат і прирівнюємо їх до нуля. Після спрощень маємо:

$$\Omega_{e \text{opt}}^{\text{розм}} = 1/\tau_o, \quad \tau_{e \text{opt}}^{\text{розм}} = \tau_o; \quad (3.43)$$

$$W_{\text{expopt}}^{\text{розм}} = \Delta W_c (\lambda - 1); \quad (3.44)$$

$$\Omega_{e \text{opt}}^{\text{нам}} = \frac{1}{\tau_o} \sqrt{\frac{5 + 4e^{-4} - e^{-8}}{1 - e^{-8}}} \approx 2.25/\tau_o, \quad \tau_{e \text{opt}}^{\text{нам}} = \tau_o \sqrt{\frac{1 - e^{-8}}{5 + 4e^{-4} - e^{-8}}} \approx 0.44\tau_o \quad (3.45)$$

$$W_{\text{expopt}}^{\text{нам}} = \Delta W_c \left[\lambda \sqrt{(5 + 4e^{-4} - e^{-8})(e^{-8} - 1)} + (1 - 2e^{-4} + e^{-8}) \right] \approx \Delta W_c (2.25\lambda - 0.96). \quad (3.46)$$

Для побудови графіків $(\Delta W/\Delta W_c)(t_f/\tau_o)$ при експоненціальних законах розмагнічування та намагнічування за допомогою підстановки $\Omega_e \approx 4/t_f$ перетворимо формули (3.38) та (3.42) до вигляду

$$\Delta W_{\text{exp}}^{\text{розм}} = \Delta W_c \left[\frac{1}{2\tau_r \Omega_e} - 1 + \frac{\lambda^2 \tau_r \Omega_e}{2} \right] = \Delta W_c \left[\frac{2t_f}{\tau_r} - 1 + \frac{2\lambda^2 \tau_r}{t_f} \right] = \Delta W_c \left[\frac{\lambda}{8} \cdot \frac{t_f}{\tau_o} - 1 + 2\lambda \frac{\tau_o}{t_f} \right]. \quad (3.47)$$

$$\Delta W_{\text{exp}}^{\text{нам}} = \Delta W_c \cdot \left[\frac{4}{\tau_r \Omega_e} + \frac{2(\tau_r \Omega_e - 1)}{\tau_r \Omega_e} (e^{-4} - 1) - \frac{(1 - 2\tau_r \Omega_e + \tau_o^2 \Omega_e^2)}{2\tau_r \Omega_e} (e^{-8} - 1) \right] = \quad (3.48)$$

$$= \Delta W_c \cdot \left[\lambda \frac{t_f}{\tau_o} - 2 \left(1 - \frac{\lambda t_f}{4 \tau_o} \right) (e^{-4} - 1) - \left(\frac{\lambda}{8} \cdot \frac{t_f}{\tau_o} - 1 + 2\lambda \frac{\tau_o}{t_f} \right) (e^{-8} - 1) \right]. \quad (3.49)$$

Результати досліджень зведені до табл. 3.1

З рис. 3.3-3.4 видно, що намагнічування за експоненціальним законом супроводжується максимальними втратами. Для швидкого намагнічуванні краще за все застосовувати лінійний закон, тому що при малих t_f втрати при синус гіперболічному та лінійному законах майже однакові, проте лінійний простіше сформулювати.

Таблиця 3.1 – Результати досліджень

$\psi_r(t)/\psi_{r0}$	$\Delta W(t_f)/\Delta W_c$	t_{f0}/τ_o
Розмагнічування		
$\frac{\text{sh}(\Omega_o(t_f - t))}{\text{sh}(\Omega_o t_f)}$	$\lambda \cdot \text{cth}(\Omega_o t_f) - 1$	$2,5 \div \infty$
$e^{-\Omega_e t}, \quad \Omega_e = \frac{1}{\tau_e} \approx \frac{4}{t_f}$	$\left(\frac{\lambda t_f}{8\tau_o} - 1 + \frac{2\lambda\tau_o}{t_f} \right)$	$3 \div 5$
$1 - \frac{t}{t_f}$	$\frac{\lambda\tau_o}{t_f} - 1 + \frac{\lambda t_f}{3\tau_o}$	$\sqrt{3} \approx 1.73$
$\left(\frac{t_f - t}{t_f} \right)^2;$	$\frac{t_f}{5} + T_r + \frac{4}{3t_0}$	$\sqrt{3} \approx 1.73$
Намагнічування		
$\frac{\text{sh}(\Omega_o t)}{\text{sh}(\Omega_o t_f)}$	$\lambda \cdot \text{cth}(\Omega_o t_f) + 1$	∞
$1 - e^{-\Omega_e t},$ $\Omega_e = \frac{1}{\tau_e} \approx \frac{4}{t_f}$	$\left(\frac{\lambda t_f}{8\tau_o} - 1 + \frac{2\lambda\tau_o}{t_f} \right)$	1.77
$1 - \frac{t}{t_{dl}}$	$\frac{\lambda\tau_o}{t_f} + 1 + \frac{\lambda t_f}{3\tau_o}$	$\sqrt{3} \approx 1.73$
$\left(\frac{t}{t_o} \right)^2$	$\frac{t_0}{5} + T_r + \frac{4}{3t_0}$	$\sqrt{3} \approx 1.73$

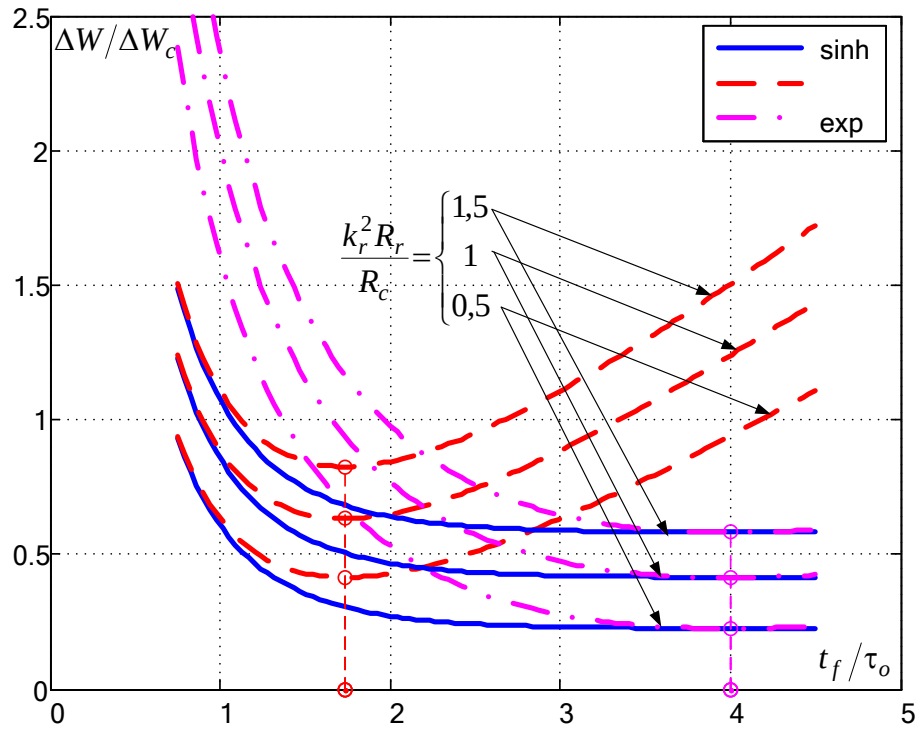


Рисунок 3.3 – Діаграма теплових втрат в обмотках статора і ротора нерухомого асинхронного двигуна при його розмагнічуванні

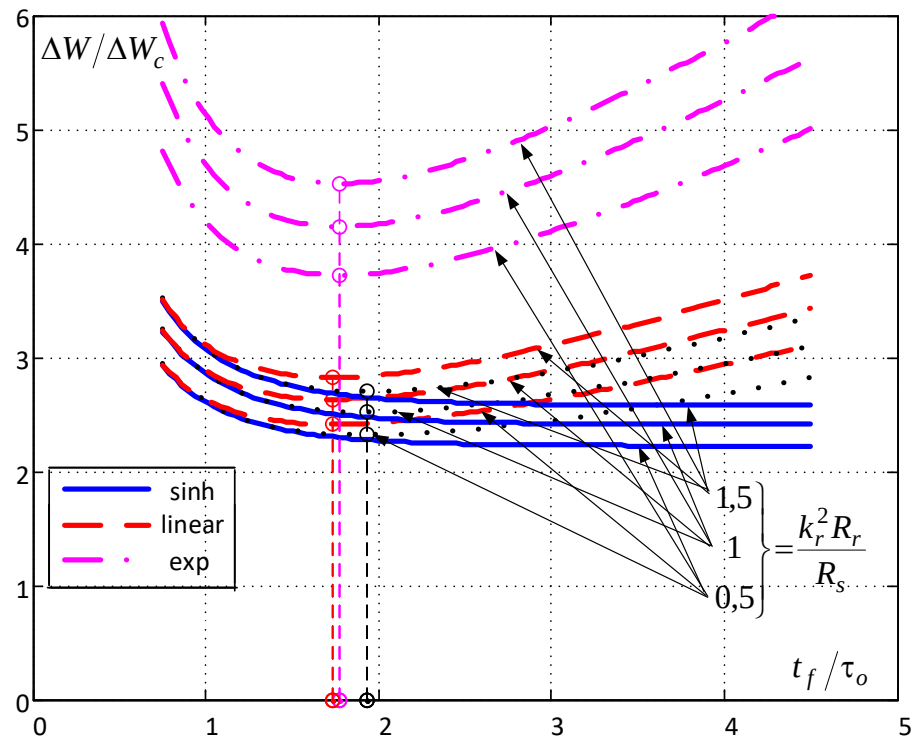


Рисунок 3.4 – Діаграма теплових втрат в обмотках статора і ротора нерухомого асинхронного двигуна при його намагнічуванні

Для порівняння розглянутих вище способів керування потокозчепленням ротора на рис.3.5-3.15 приведено відповідні графіки перехідних процесів намагнічування та розмагнічування у нерухомому стані двигуна. В якості досліджуваного двигуна обрано двигун 4A250M8УЗ. Його паспортні дані наведені в табл. 3.2.

В результаті моделювання, отримано графіки перехідних процесів намагнічування та розмагнічування у нерухомому стані двигуна, які представлені на рис 3.6-3.16. Структурна модель для проведення досліджень приведена у додатку Б.

Таблиця 3.2 – Паспортні дані двигуна 4A250M8УЗ

Номінальна потужність	$P_n = 45 \text{ кВт}$
Номінальна лінійна напруга статора	$U_{ln} = 380 \text{ В}$
Число пар полюсів	$p_n = 4$
Момент інерції	$J_d = 1.4 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$
Коефіцієнт корисної дії	$\eta = 0.91$
Коефіцієнт потужності	$\cos \varphi_n = 0,84$
Перевантажувальна здатність	$\lambda = 2$
Номінальне ковзання	$s_n = 0,014$
Критичне ковзання	$s_k = 0.09$
Номінальна частота напруги статора	$f = 50 \text{ Гц}$

Розрахунок двигуна приведений у додатку А. Результати розрахунків параметрів двигуна 4A250M8УЗ зведені до табл.3.3.

На графіках перехідних процесів представлені такі змінні:

P_{sir} – потокозчеплення ротора;

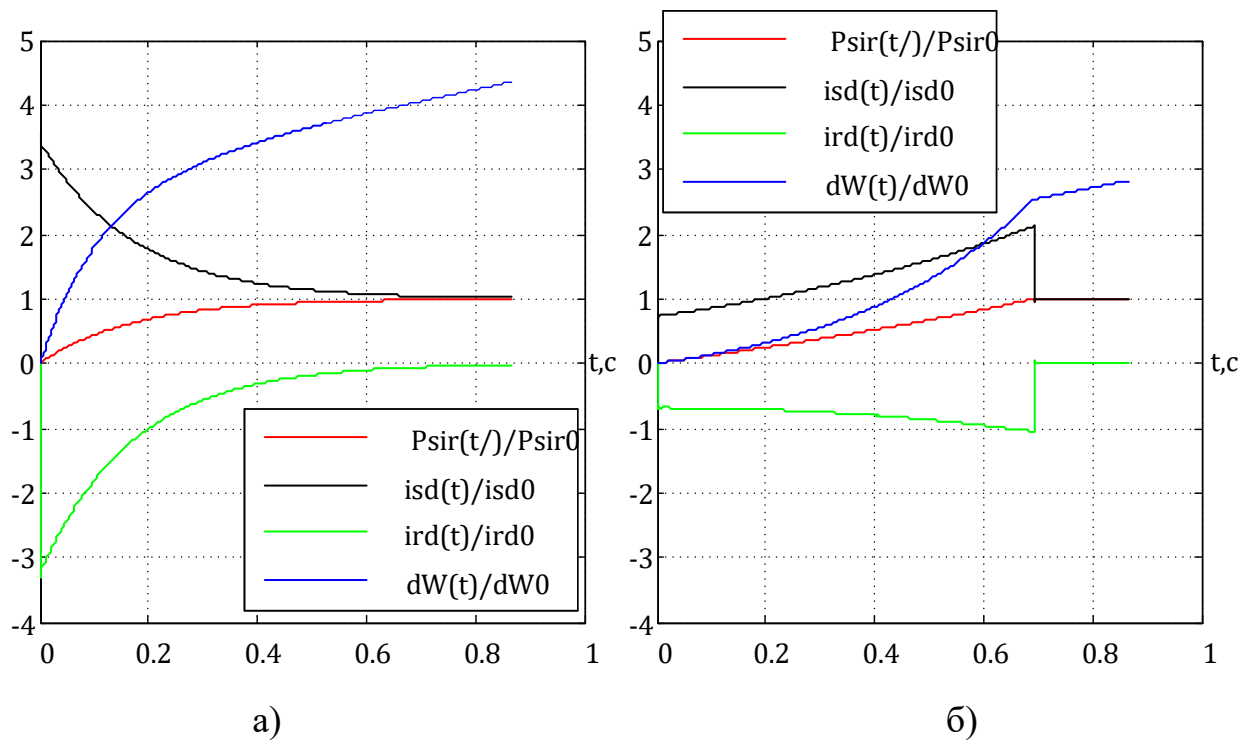
isd, ird – струми статора та ротора відповідно;

dW – втрати.

Усі вище перераховані величини представлені у відносних одиницях.

Таблиця 3.3 – Параметри двигуна 4A250M8УЗ

Величина	Значення	Величина	Значення
$R_1, \text{Ом}$	0.088	$\sigma, \text{Гн}$	0,0019
$R_2, \text{Ом}$	0,0367	μ_1	1.414
$L_1, \text{Гн}$	0,0212	$\psi_{1xx}, \text{Вб}$	0.988
$L_2, \text{Гн}$	0,0217	$\omega_{xx}, \text{рад} / \text{с}$	78.84
$L_m, \text{Гн}$	0,0204	$\omega_n, \text{рад} / \text{с}$	77.44
$\alpha_1, \text{Ом/Гн}$	4.1596	$M_n, \text{Н} \cdot \text{м}$	581.09
$\alpha, \text{Ом/Гн}$	1.6956	$M_k, \text{Н} \cdot \text{м}$	1162.2
$\beta, \text{1/Гн}$	490.89	$I_n, \text{А}$	89.1965
$\gamma, \text{Ом/Гн}$	62.83		

Рисунок 3.5 – Процес намагнічування при $t_f = T_o$ а) експоненціальне керування б) синус-гіперболічне керування

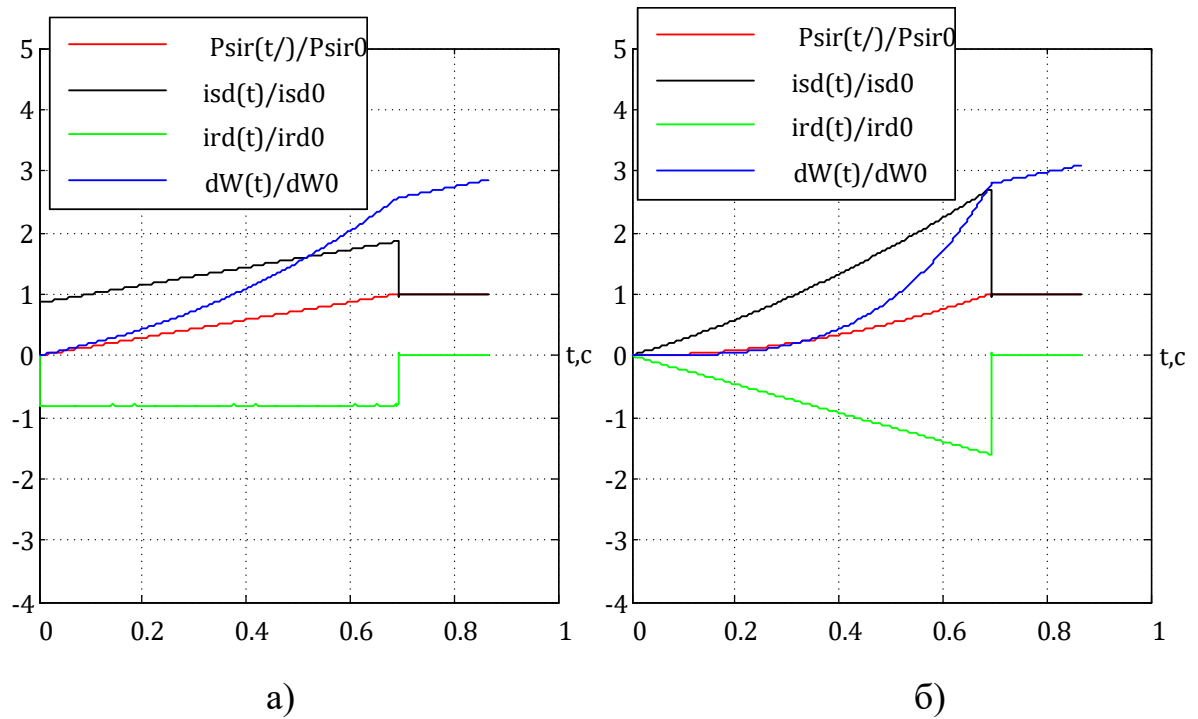


Рисунок 3.6 – Процес намагнічування при $t_f = T_0$ а) лінійне керування б) параболічне керування

Із рис. 3.5, 3.6 видно, що при $t_f = T_0$, при експоненціальному керуванні (рис. 3.5 а) втрати найбільші. Втрати при синус гіперболічному керуванні (рис. 3.5 б) та лінійному (рис 3.6 а) майже однакові при даній сталій часу, проте лінійний закон керування простіше сформував. Втрати при параболічному керуванні при $t_f = T_0$ найменші.

Проаналізувавши графіки на рис. 3.7, 3.8 видно, що при $t_f = \sqrt{3}T_0$, при експоненціальному керуванні втрати найбільші. Із збільшенням t_f втрати при синус гіперболічному керуванні зменшуються, а при лінійному залишаються такі ж, як і при $t_f = T_0$.

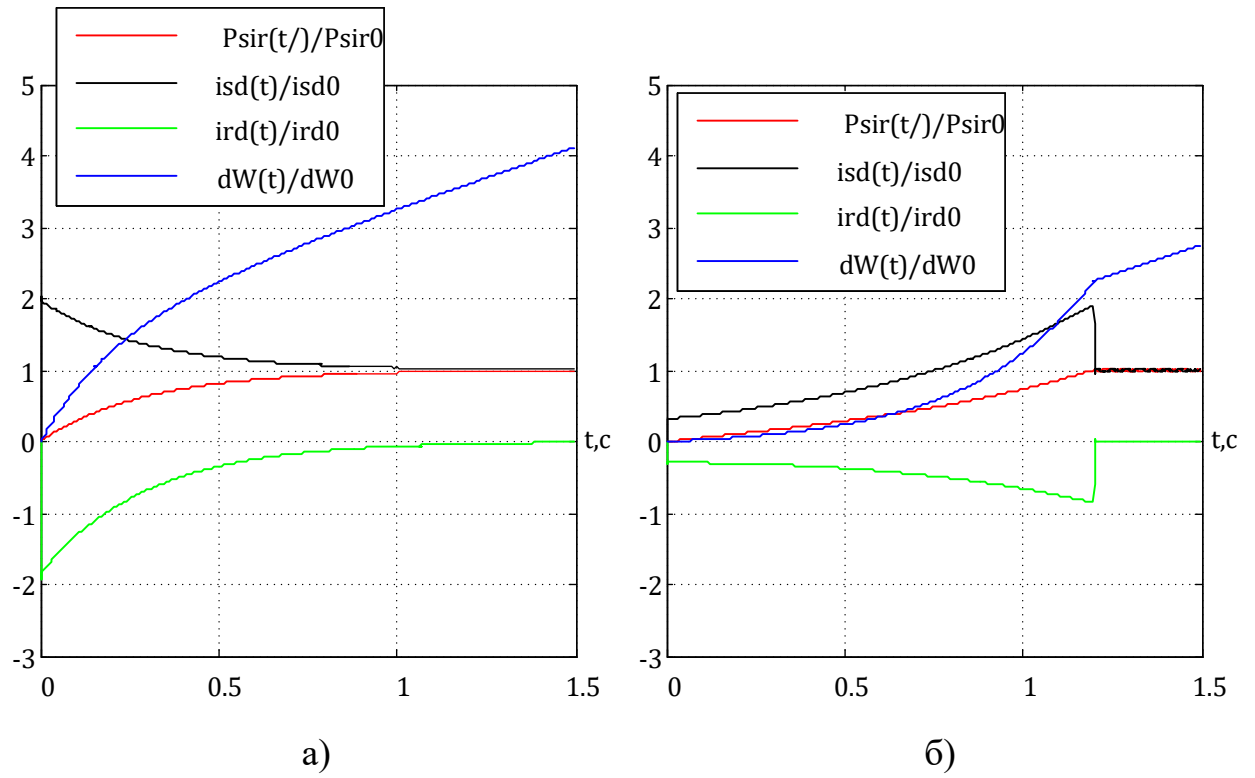


Рисунок 3.7 – Процес намагнічування при $t_f = \sqrt{3}T_0$ а) експоненціальне керування б) синус-гіперболічне керування

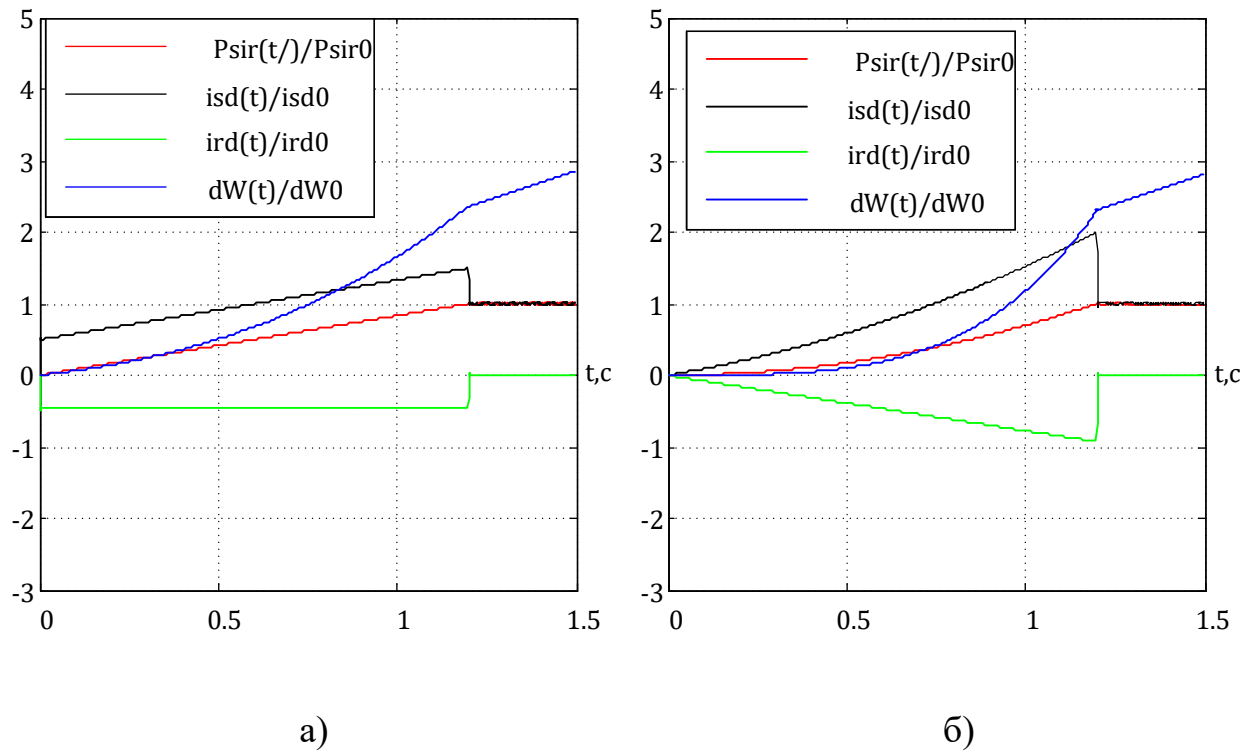


Рисунок 3.8 – Процес намагнічування при $t_f = \sqrt{3}T_0$ а) лінійне керування б) параболічне керування

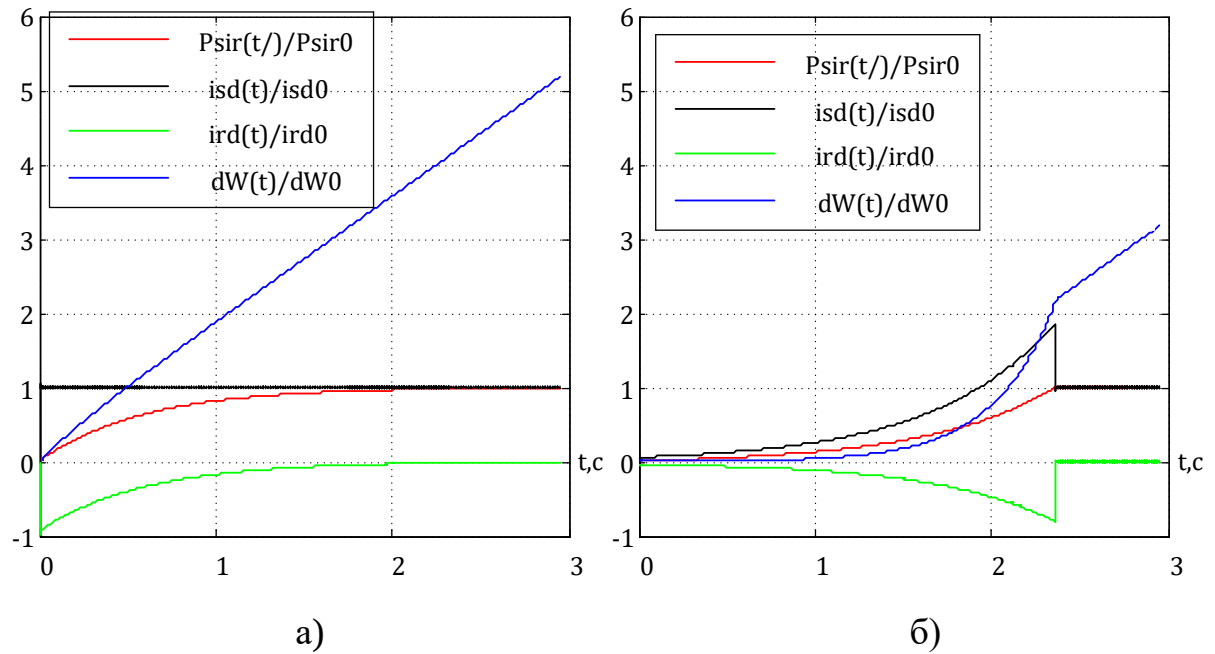


Рисунок 3.9 – Процес намагнічування при $t_f = 4T_o$ а) експоненціальне керування б) синус-гіперболічне керування

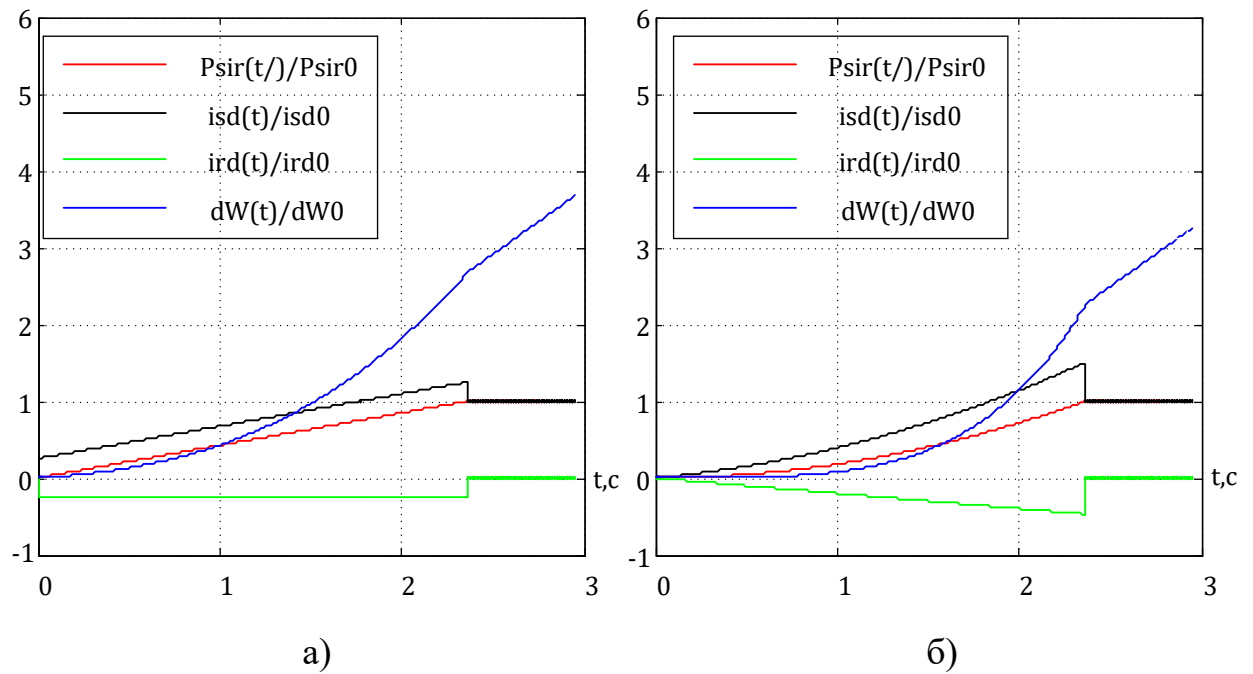


Рисунок 3.10 – Процес намагнічування при $t_f = 4T_o$ а) лінійне керування б) параболічне керування

З рис. 3.9-3.10 можемо побачити, що при збільшенні сталої часу втрати при експоненціальному керуванні стають меншими, але для швидкого намагнічування краще за все застосовувати лінійний закон, адже при малих t_f

втррати при експоненціальному, синус гіперболічному та параболічному керуванні майже однакові, але лінійний закон простіше сформулювати

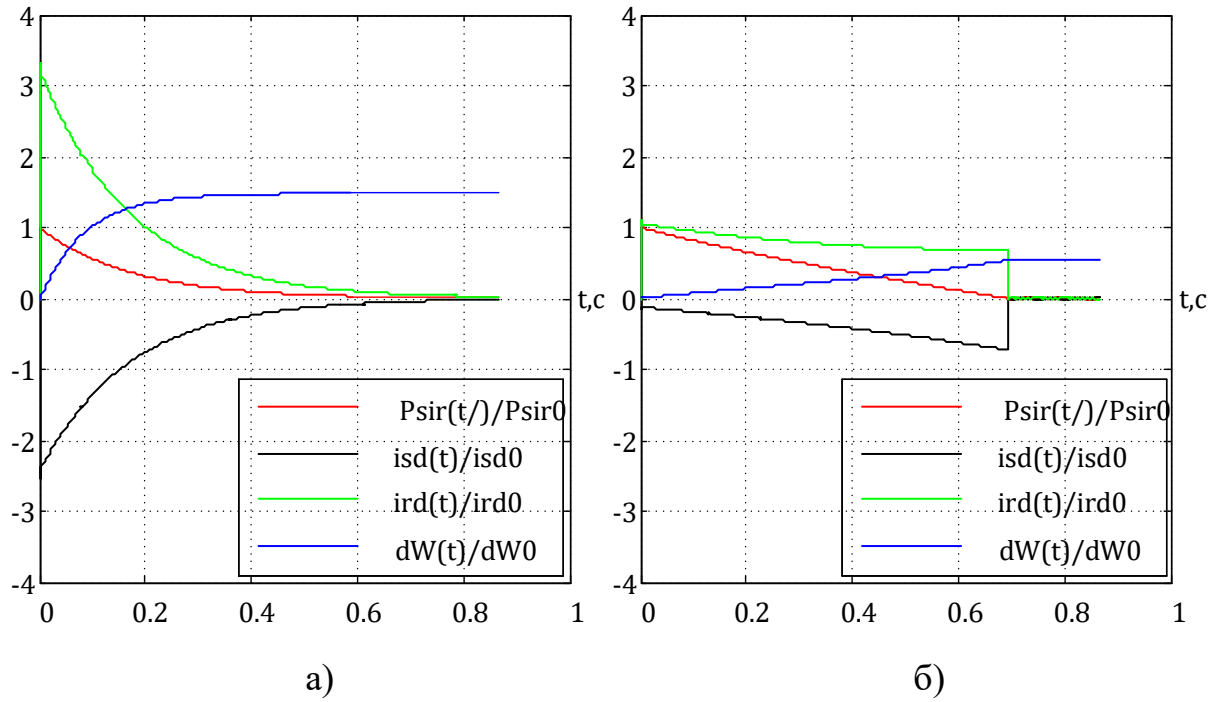


Рисунок 3.11 – Процес розмагнічування при $t_f = T_o$ а) експоненціальне керування б) синус-гіперболічне керування

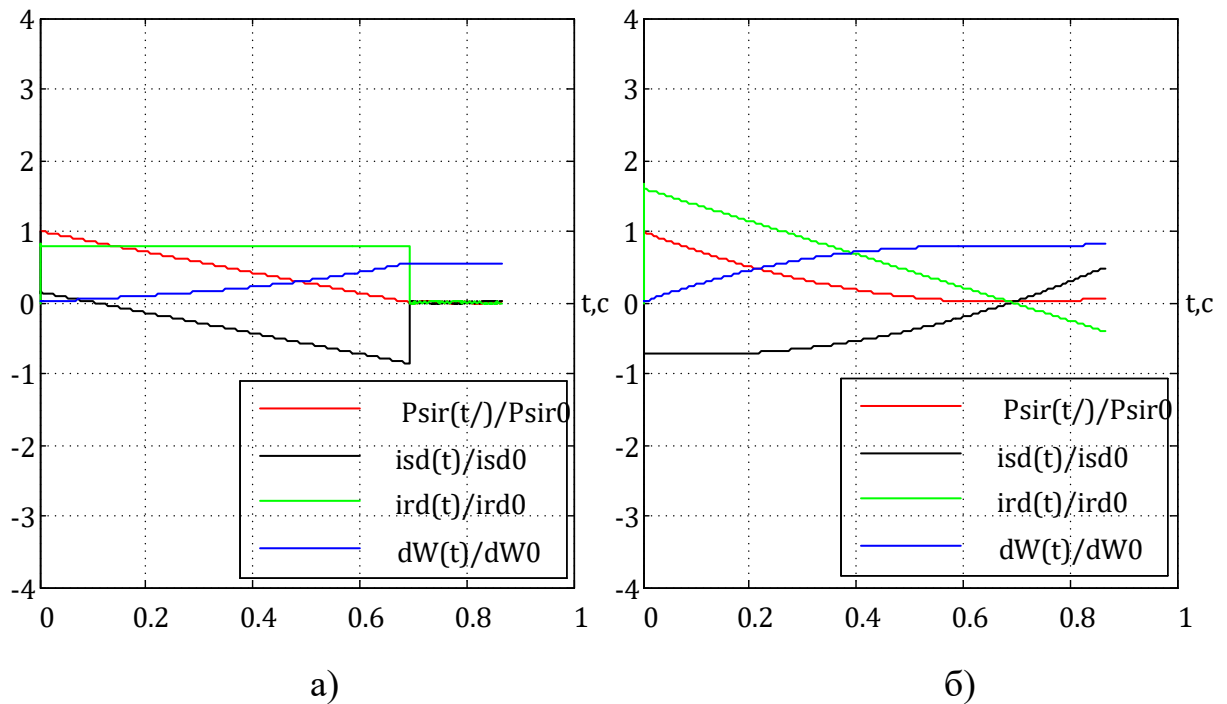


Рисунок 3.12 – Процес розмагнічування при $t_f = T_o$ а) лінійне керування б) параболічне керування

З рис. 3.11, 3.12 видно, що при $t_f = T_0$ розмагнічування найбільш ефективно, з точки зору втрат, виконувати за синус-гіперболічному законом.

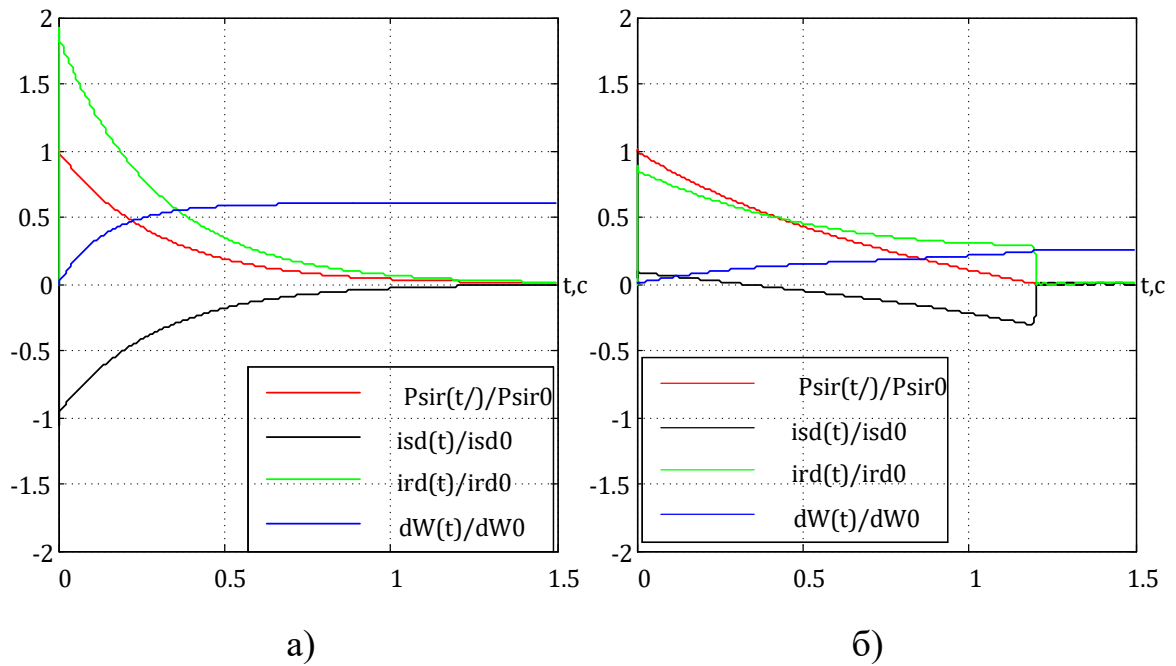


Рисунок 3.13 – Процес розмагнічування при $t_f = \sqrt{3}T_0$ а) експоненціальне керування б) синус-гіперболічне керування

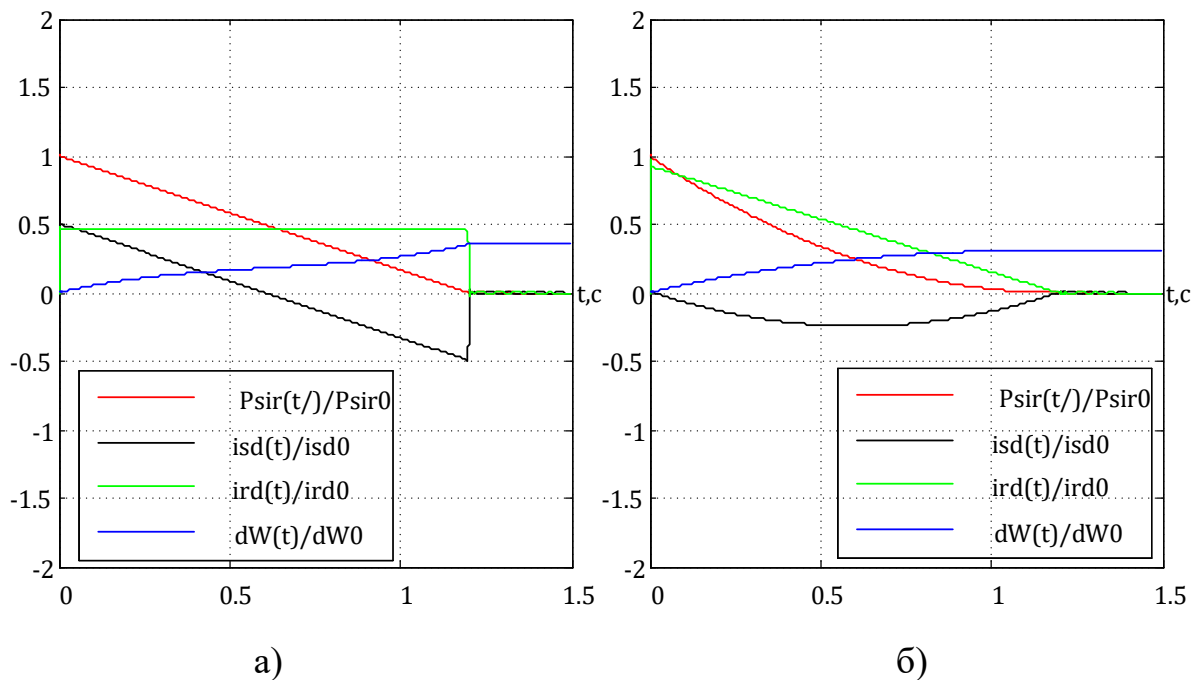


Рисунок 3.14 – Процес розмагнічування при $t_f = \sqrt{3}T_0$ а) лінійне керування б) параболічне керування

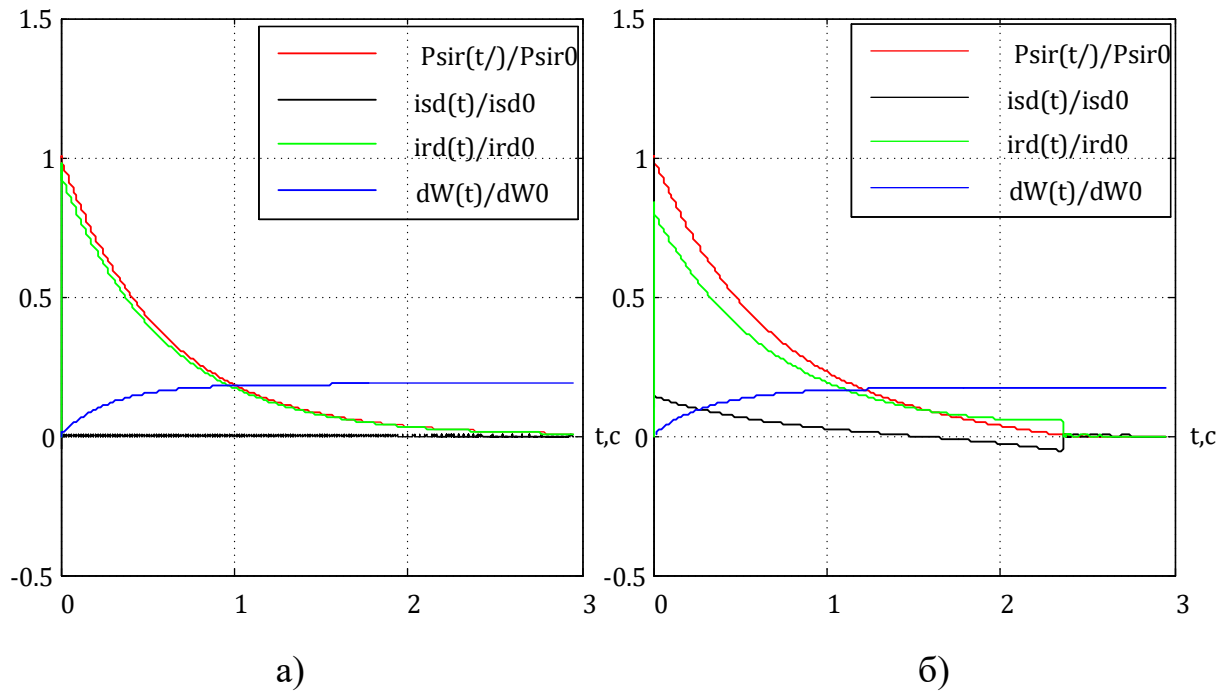


Рисунок 3.15 – Процес розмагнічування при $t_f = 4T_o$ а) експоненціальне керування б) синус-гіперболічне керування

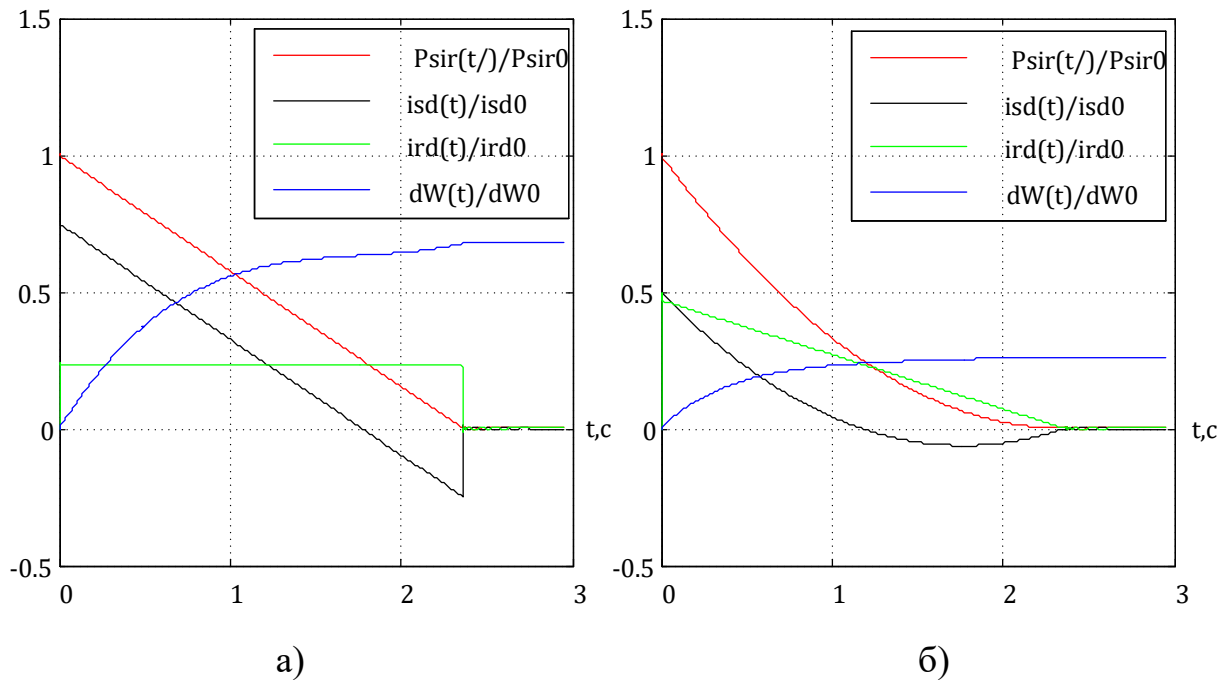


Рисунок 3.16 – Процес розмагнічування при $t_f = 4T_o$ а) лінійне керування б) параболічне керування

З рис. 3.11 - 3.16 видно, що розмагнічування найбільш ефективно, з точки зору втрат, виконувати за лінійним законом при малих t_f , адже втрати при синус гіперболічному керуванні та лінійному, майже однакові, проте

лінійний закон простіше сформулювати, проте при збільшенні t_f бачимо, що розмагнічувати найкраще за синус гіперболічним законом керування потокозчепленням.

Висновки до розділу 3

В даному розділі досліджено та проаналізовано різні закони керування потокозчепленням ротора з точки зору їх енергоефективності:

1. проаналізовано види втрат;
2. досліджено кожен із способів регулюванням потокозчепленням;
3. виконано моделювання кожного із способів в додатку Simulink програми MatLab;
4. представлено перехідні процеси намагнічування та розмагнічування при різних значеннях t_f ;

Згідно із дослідів видно, що намагнічування та розмагнічування при малих t_f , краще за все виконувати за лінійним законом. Проте із точки зору енергоефективності, найбільш оптимальним методом керування потокозчепленням асинхронного двигуна є синус-гіперболічний закон. Час при цьому вимагається найбільший серед усіх законів, але витрати отримуються найменші. Із всіх вище проаналізованих методів керування потокозчепленням, найбільші втрати при розмагнічуванні та намагнічуванні за експоненціальним законом.

4 РОЗРОБКА РЕКОМЕНДАЦІЙ ЩОДО ДОЦІЛЬНОСТІ ВИКОРИСТАННЯ ДОСЛІДЖУВАНИХ МЕТОДІВ У РІЗНИХ РЕЖИМАХ

В даний час в світі і Україні знайшли широке застосування і продовжують впроваджуватися у всіх галузях господарства короткозамкнені частотно-регульовані асинхронні двигуни. Причому значна частина з цих двигунів функціонує в повторно-короткочасних режимах з частими пусками і гальмуваннями (наприклад, на кранових механізмах і ліфтах, в насосних агрегатах каналізаційних станцій, в тягових приводах міського електротранспорту та ін.). У зв'язку із подорожчанням електричної енергії видається актуальною задача зниження втрат електроенергії для зазначених ЧРАД в режимі їх намагнічування (який слугує для створення необхідного значення робочого магнітного потоку в двигуні перед початком його розгону) і режимі розмагнічування (призначеному для зменшення до нуля магнітного потоку двигуна після зниження його швидкості до нуля при тривалій зупинці) [16].

4.1 Аналіз доцільності керування потокозчепленням в паузах повторно-короткочасного режиму

Для аналізу доцільності керування потокозчепленням в паузах повторно-короткочасного режиму промодельємо 2 випадки 1) типового циклу роботи векторно-керованого АД при повторно-короткочасному режимі роботи 2) типового циклу роботи при керуванні потокозчепленням векторно-керованого АД в повторно-короткочасному режимі роботи. В якості досліджуваного двигуна обрано двигун 4A250M8УЗ. Його параметри наведені в табл. 3.1

В результаті моделювання отримано графіки перехідних процесів при розмагнічуванні в паузі та при сталому значенні потокозчеплення.

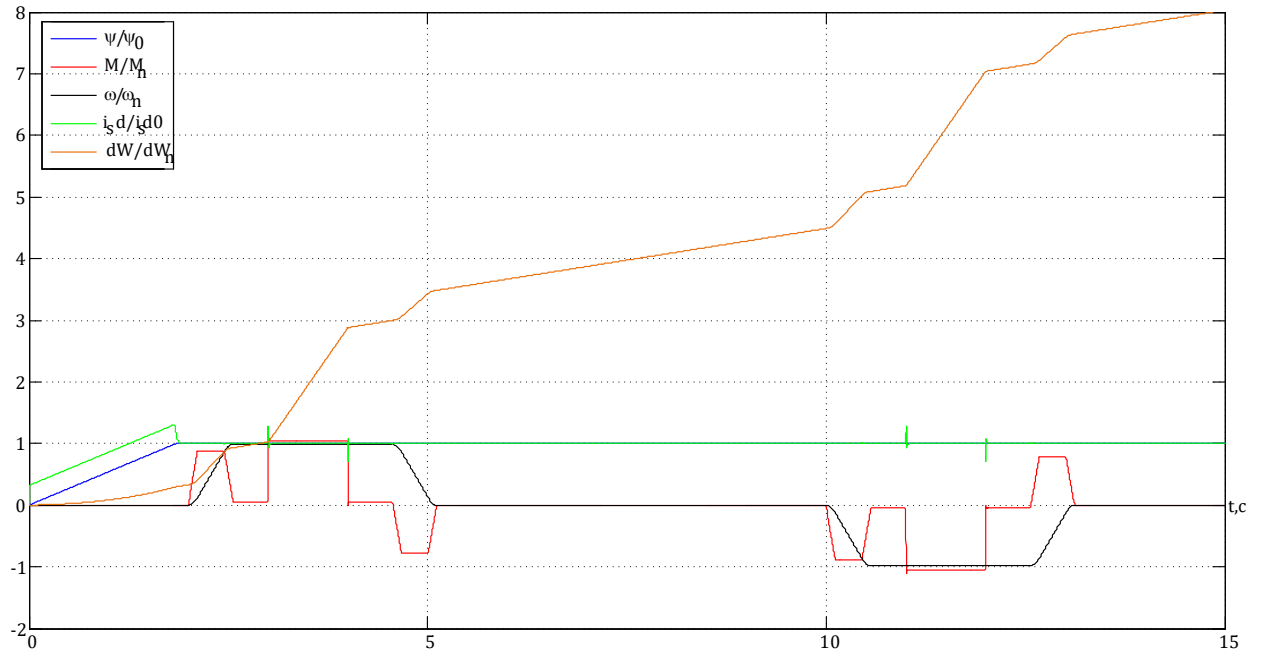


Рисунок 4.1 – Перехідні процеси типового циклу роботи векторно-керованого АД при повторно-короткочасному режимі роботи

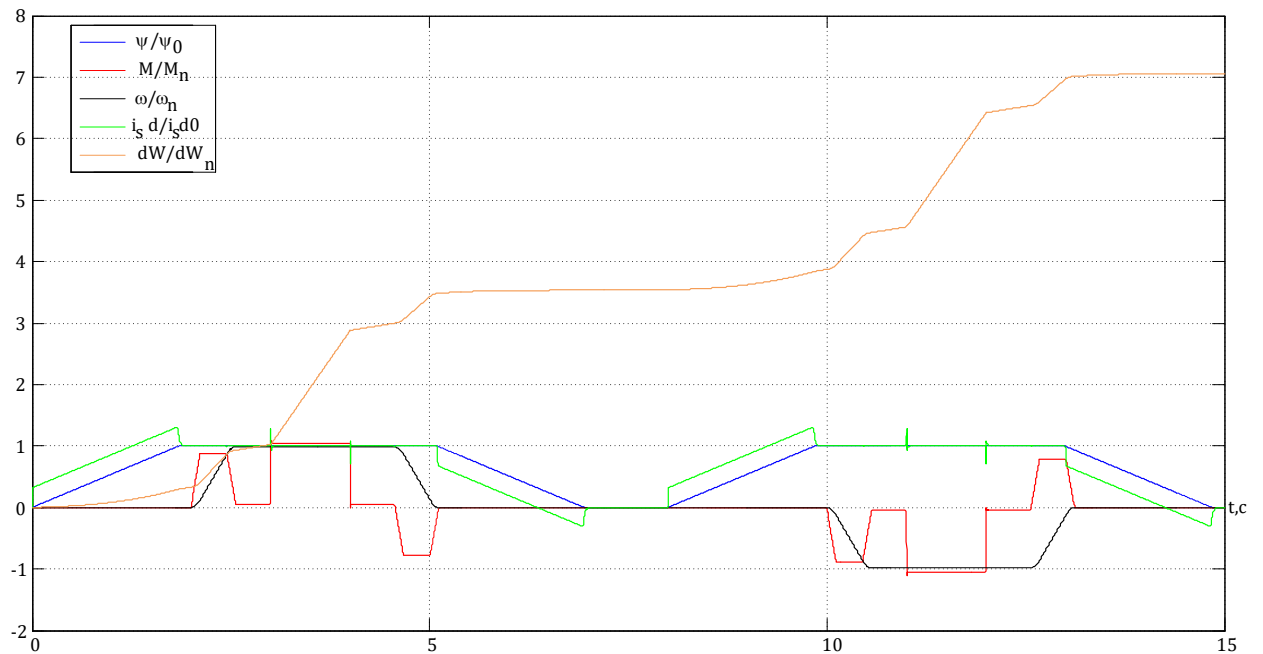


Рисунок 4.2 – Перехідні процеси типового циклу роботи при керуванні потокозчепленням векторно-керованого АД в повторно-короткочасному режимі роботи

Проаналізувавши рис.4.1-4.2 можна сказати, що при керуванні потокозчепленням векторно-керованого АД в повторно-короткочасному режимі роботи, втрати значно менші, аніж без.

4.2 Техніко-економічне обґрунтування ефективності керування потокозчепленням ротора в електроприводах міських транспортних засобів на зупинках

Для техніко-економічного обґрунтування ефективності керування потокозчепленням ротора в електроприводах міських транспортних засобів на зупинках скористаємося [16], де оцінюють річну економію електричної енергії, що досягається в режимах намагнічування і розмагнічування, на прикладі тягових синхронних двигунів АТМ225М4У2 (потужністю 55 кВт) трамвая.

Будемо вважати, що при зупинці трамвая (призначеної для виходу з трамвая приїхали пасажирів і входу в нього нових пасажирів) буде здійснюватися: безпосередньо після настання зупинки - режим розмагнічування, а після закінчення зупинки (перед зрушенням трамвая) - режим намагнічування тягових двигунів трамвая. У цьому випадку значення основних електричних втрат енергії для одного тягового двигуна при одному циклі «розмагнічування-намагнічування» складе (стосовно оптимальної траєкторії зміни модуля потокозчеплення ротора і оптимальним часів $t = t_p = 3.59$ с його намагнічування і розмагнічування):

$$\Delta W_1 = W_{\text{розм}} + W_{\text{нам}} = 0.1472 + 1599 = 1.7174 \text{ в.о.} \quad (4.1)$$

Якби при розмагнічування і намагнічуванні використовувалися найбільш часто застосовуються на практиці струмові траєкторії, то основні електричні втрати даного двигуна за один цикл «розмагнічування - намагнічування» склали б:

$$\Delta W_2 = W_{\text{розм}} + W_{\text{нам}} = 0.1621 + 5.0825 = 5.2646 \text{ в.о.} \quad (4.2)$$

При цьому річна економія електроенергії для одного трамвая розраховуються у вигляді:

$$\Delta W_p = 365 \cdot 18 \cdot 12 \cdot n(\Delta W_2 - \Delta W_1)W_6 / 3600; \quad (4.3)$$

$$\Delta W_p = 365 \cdot 18 \cdot 12 \cdot n(5.2646 - 1.7471) \cdot 0.2213 / 3600 = 136.4 \text{ кВт} \cdot \text{год}. \quad (4.4)$$

де 365 і 18 - відповідно кількість робочих днів трамвая в році і його робочих годин на добу ; 12 і n - відповідно середня кількість зупинок трамваю на годину і кількість тягових двигунів в трамваї (для двовагонного трамвая: n = 8); $W_6 = 0.2213$ кДж – базисне значення для енергії; 3600 – коефіцієнт, що враховує перетворення енергії із кілоджоулів у кіловат на годину. Якщо ж вважати, що протягом тривалості зупинок трамвая тривало підтримувалися незмінними і рівними номінального значення модулі потокозчеплення ротора його тягових двигунів ($\Psi = \Psi_{rn}$), то річна економія енергії, досягнута від переходу при зупинках трамваю до згаданих режимів розмагнічування і намагнічування тягових двигунів трамвая з оптимальними траєкторіями зміни потокозчеплення, дасть річну економію енергії в розмірі 3112 кВт · год.

Для великих міст (обласних центрів), в яких зазвичай на міські маршрути щодня виходять понад 100 двовагонних трамваїв, річна економія електроенергії тільки від зниження непродуктивних втрат енергії в зупинених тягових двигунах при режимах їх намагнічування і розмагнічування з урахуванням вищевикладеного складе, очевидно, від 13.6 тис. кіловат-годин до 311 тис. кіловат-годин [16].

4.3 Обґрунтування способів керування потокозчепленням ротора рухомого двигуна з метою підвищення ККД при зміні навантажень

Відомо, що більш, ніж 50% генерованої електроенергії споживають системи електроприводу. Значну долю серед них складають векторно керовані асинхронні двигуни (АД). Одним із недоліків таких

електромеханічних систем є зниження коефіцієнту корисної дії при зменшенні навантаження при номінальному потокозчепленні ротора. Одним із способів підвищення ККД

Одним із простих та досить ефективних методів зменшення теплових втрат і підвищення ККД в усталеному режимі є стратегія (ММА, англ. МТРА – Maximum Torque pro Ampere) «Максимальний момент на ампер», яка полягає у забезпеченні максимально можливого відношення електромагнітного моменту двигуна до струму статора. Така стратегія призводить до мінімізації теплових втрат у міді статора і впливає на підвищення ККД в усталеному режимі.

З рівняння моменту $T = k_t \psi_r i_{sq}$ випливає, що величину електромагнітного моменту двигуна можна змінювати регулюванням як моментоутворюючої складової струму статора, так і потокозчеплення ротора, яке у свою чергу залежить від потокоутворюючої складової струму статора.

Номінальне поткозчеплення ψ_{rn} ротора являє собою величину, яка в номінальному режимі роботи двигуна забезпечує максимальний ККД, а, отже, і мінімум сумарних втрат. Цієї величини потокозчеплення ротора набуває при прямому пуску асинхронного приводу в номінальному режимі. Зазвичай при $0 < \psi_r < \psi_{rn}$ двигун працює практично на лінійній ділянці кривої намагнічування, а величини:

$$\psi_{rMTPA}(T) = \sqrt{\frac{L_m}{k_T} T} = \sqrt{\frac{2L_r}{3z_p} T} ; \quad (4.4)$$

$$\psi_{ropt} = \sqrt{\frac{2TL_r}{3z_p} \lambda}, \quad \lambda = \sqrt{\frac{R_{sr}}{R_s}} = \sqrt{1 + \frac{k_r^2 R_r}{R_s}} > 1; \quad (4.5)$$

при $T = T_n$ переводять машину в режим насичення.

Щоб цього не сталося, необхідно обмежувати потокозчеплення ротора на рівні номінального величини. Визначити граничну величину

електромагнітного моменту, при якому потокозчеплення досягне рівня обмеження, можна з формули

$$\psi_{rMTPA}(T_{\lim}) = \sqrt{\frac{2L_r}{3z_p} T_{\lim}} = \psi_{rn}, \quad (4.6)$$

звідки

$$T_{\lim MTPA} = \frac{3p}{2L_r} \psi_{rn}^2 = T_n \left(\frac{\psi_{rn}}{\psi_{rMTPA}(T_n)} \right)^2. \quad (4.7)$$

Для математичного моделювання даного способу в асинхронному двигуні зручно використовувати додаток Simulink програми MatLab. Моделі для реалізації різних стратегій представлені у додатку Б.

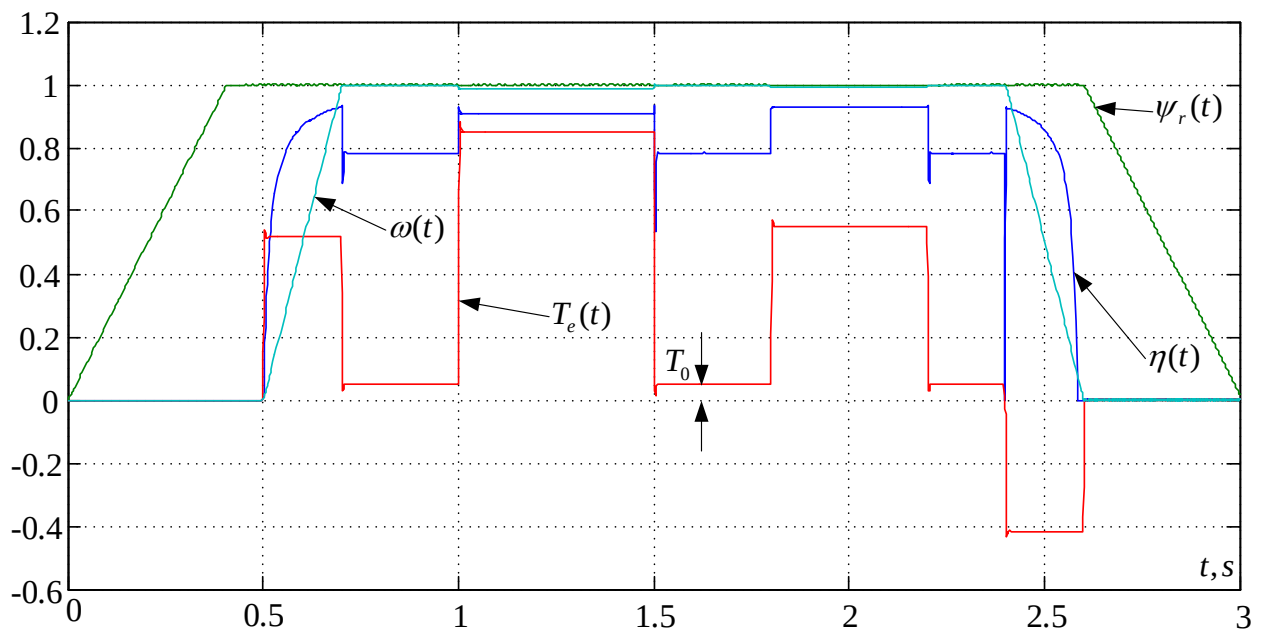


Рисунок 4.3 – Перехідні процеси в типовій системі векторного керування швидкості АД

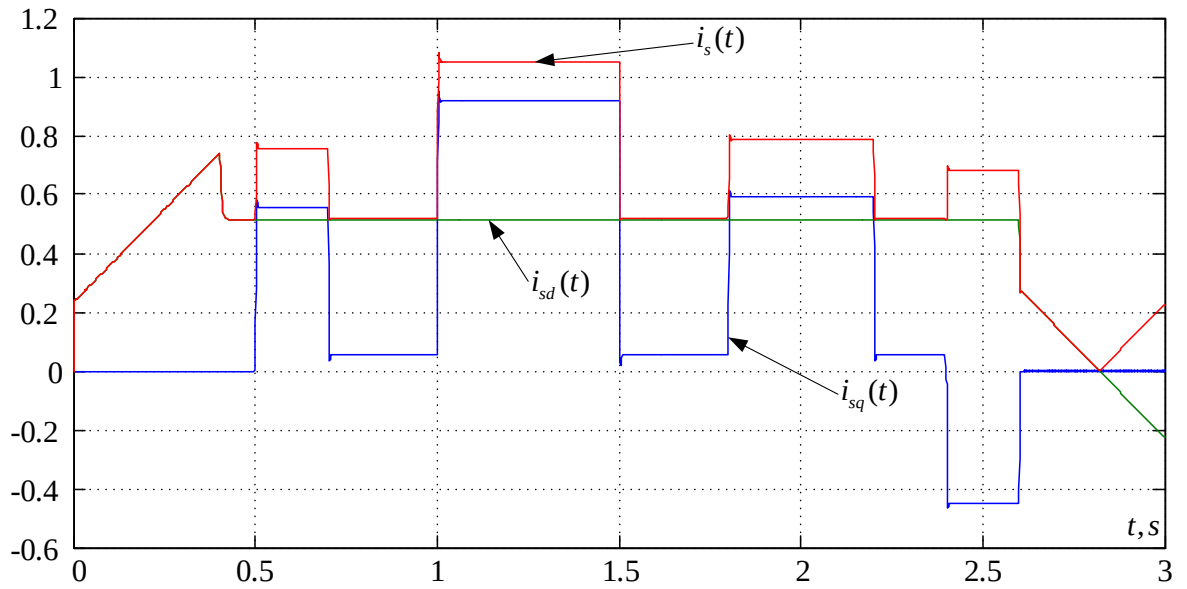


Рисунок 4.4 – Перехідні процеси в типовій системі векторного керування швидкості АД

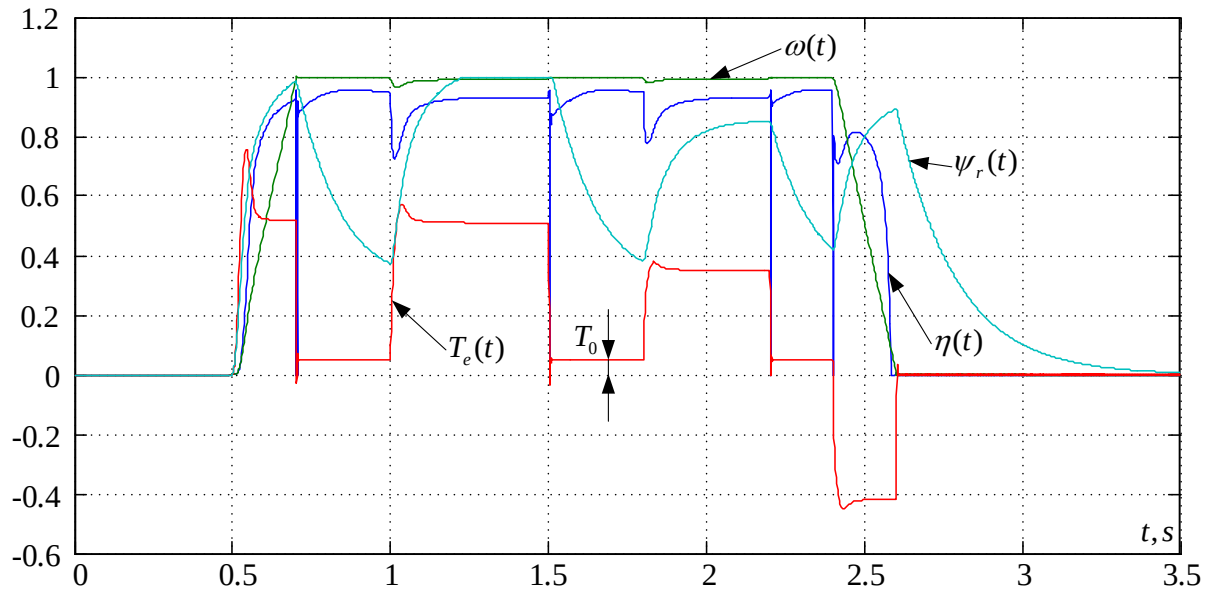


Рисунок 4.5 – Перехідні процеси в системі найпростішого варіанту реалізації стратегії МТРА для АД

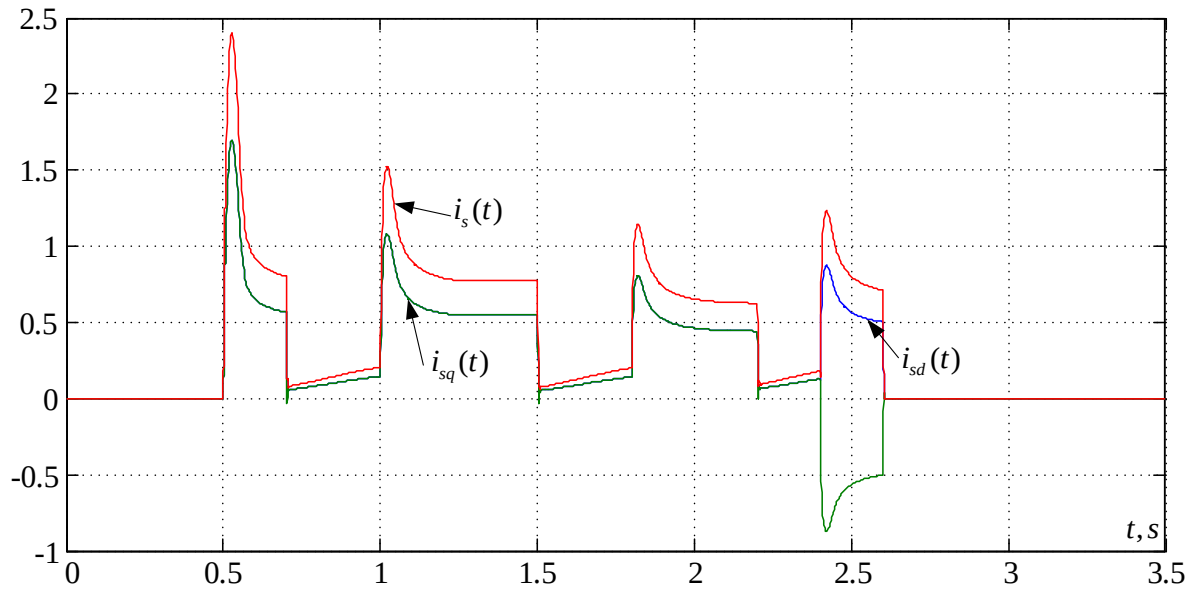


Рисунок 4.6 – Перехідні процеси в системі найпростішого варіанту реалізації стратегії МТРА для АД

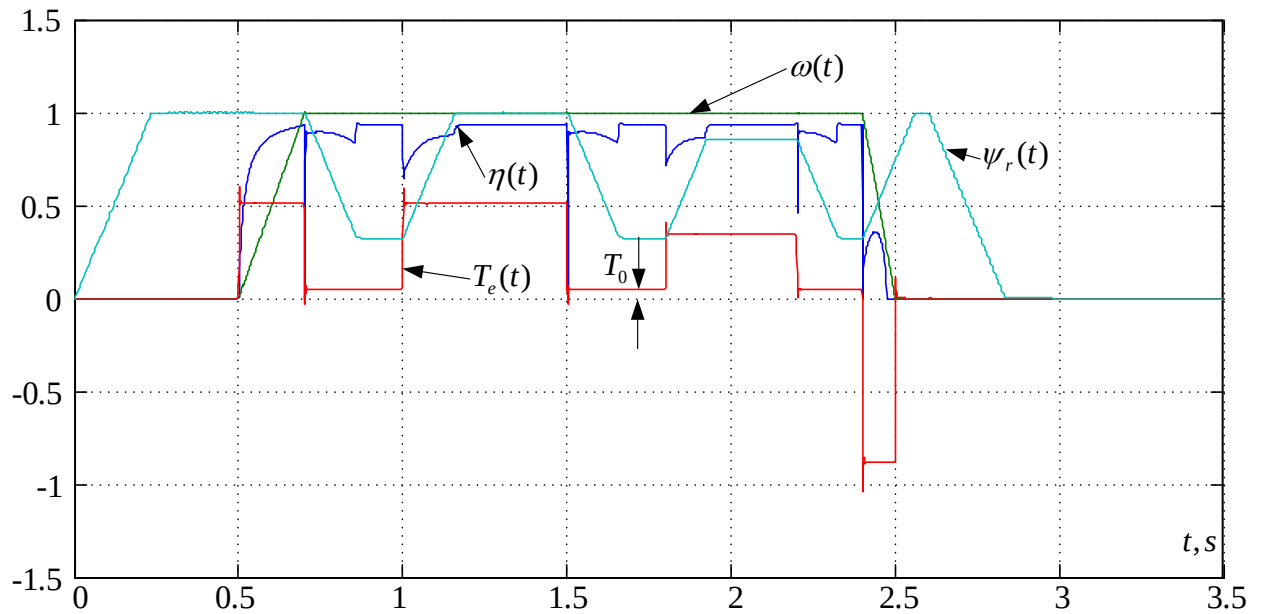


Рисунок 4.7 – Перехідні процеси в системі реалізації стратегії МТРА для АД з регулюванням потокозчеплення ротора у функції моменту

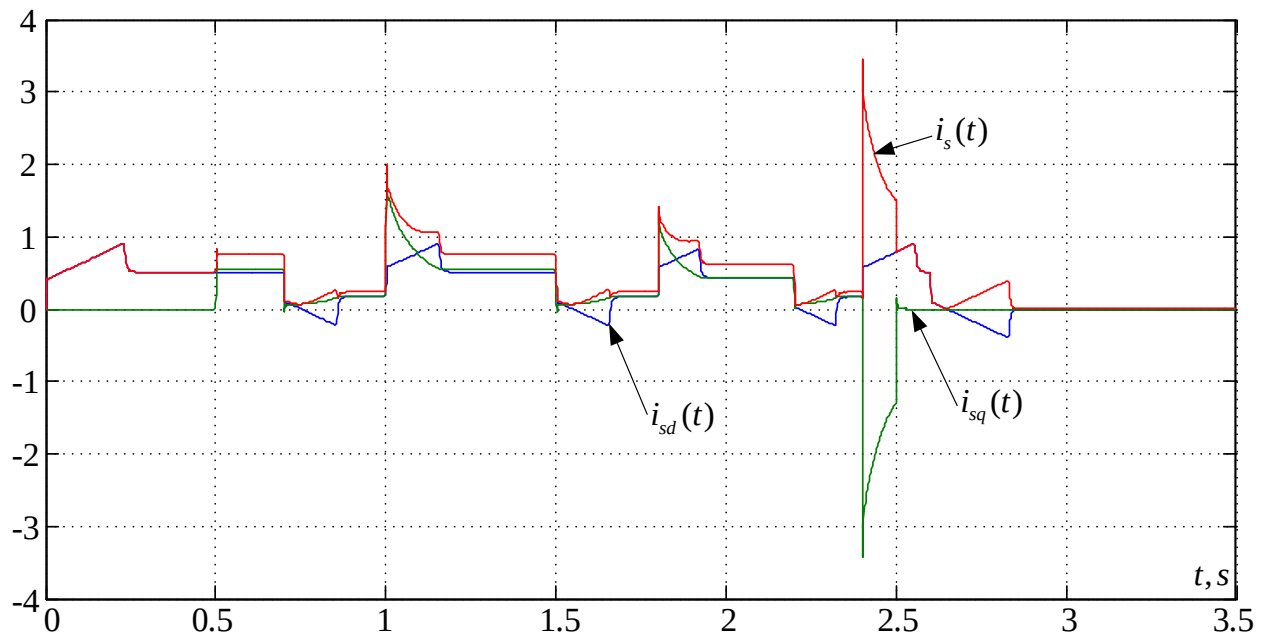


Рисунок 4.8 – Перехідні процеси в системі реалізації стратегії МТРА для АД з регулюванням потокозчеплення ротора у функції моменту

В системах із застосуванням стратегії ММА ККД при зменшенні навантаження спочатку зменшується, але потім відновлюється за рахунок зміни потокозчеплення ротора.

При аналізі енергоефективності досліджуваних систем слід мати на увазі, що на регулювання потокозчеплення ротора також витрачається електроенергія.

Отже, якщо зміни навантаження відбуваються через невеликі проміжки часу, то сумарні втрати енергії в міді при оптимальному керуванні можуть навіть збільшитися, не зважаючи на відновлення ККД. Це пов'язано з тим, що розглянута стратегія оптимізація справедлива тільки для статичних режимів. Отже її доцільно застосовувати тільки для електроприводів з тривалими режимами роботи (турбомеханізми, вантажопідйомні механізми тощо).

Як видно з отриманих графіків енергетичні показники в усталених режимах покращилися за рахунок зменшення потокозчеплення, якість регулювання швидкості не змінилась, динаміка струму дещо погіршилася, особливо це помітно в режимі коли момент статичного навантаження

змінюється від малого значення до великого. Це викликано тим, що двигун не достатньо намагнічений для відпрацювання моменту.

Висновки до розділу 4

В даному розділі виконано техніко-економічне обґрунтування ефективності керування потокозчепленням ротора в електроприводах міських транспортних засобів на зупинках. Для великих міст (обласних центрів), в яких зазвичай на міські маршрути щодня виходять понад 100 двовагонних трамваїв, річна економія електроенергії тільки від зниження непродуктивних втрат енергії в зупинених тягових двигунах при режимах їх намагнічування і розмагнічування з урахуванням вищевикладеного складає від 13.6 тис. кіловат-годин до 311 тис. кіловат-годин. Також для обґрунтування способів керування потокозчепленням ротора рухомого двигуна з метою підвищення ККД при зміні навантажень досліджено стратегію МТРА. Для цього порівняно такі моделі:

1. модель типової системи векторного керування швидкості АД;
2. модель найпростішого варіанту реалізації стратегії МТРА для АД;
3. модель реалізації стратегії МТРА для АД з регулюванням потокозчеплення ротора у функції моменту;

Якщо зміни навантаження відбуваються через невеликі проміжки часу, то сумарні втрати енергії в міді при оптимальному керуванні можуть навіть збільшитися, не зважаючи на відновлення ККД. Це пов'язано з тим, що розглянута стратегія оптимізація справедлива тільки для статичних режимів. Отже її доцільно застосовувати тільки для електроприводів з тривалими режимами роботи (турбомеханізми, вантажопідйомні механізми тощо).

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

В даній роботі на здобуття ступеня бакалавра було досліджено методи керування потокозчепленням у векторно-керованих асинхронних двигунах.

При цьому:

1. Розроблено моделі асинхронного електроприводу для дослідження методів керування потокозчепленням ротора.
2. Проаналізовано різні закони керування потокозчепленням ротора з точки зору їх енергоефективності.
3. Розглянуто представлення моделі асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором в різних системах координат.
4. Оцінено можливий техніко-економічний ефект від застосування досліджуваних методів зменшення втрат електроенергії у промислових системах електроприводу
5. Розроблено рекомендації щодо використання одного з досліджуваних алгоритмів керування потокозчепленням у різних режимах роботи двигуна
6. Виконано аналіз доцільності керування потокозчепленням в паузах повторно-короткочасного режиму

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Потапенко Є. Є. Векторне керування асинхронними двигунами системи та процеси керування: автореф. дис. канд. техн. наук : 05.13.03. / Є.Є. Потапенко ; Харк. нац. ун-т радіоелектрон. — Х., 2005. — 20 с. — укр.
2. Bial Akin, Nishant Garg. Scalar (V/f) control of 3-phase induction motors. Application report. SPRABQ8.- Dallas, USA.:Texas Instruments
3. Cristian Busca. Open loop low speed control for PMSM in high dynamic application.- Aalborg, Denmark.: Aalborg universitet, 2010
4. F. Blaschke. The principle of field-orientation as applied to the transvector closed loop control system for rotating-field machines: Siemens Rev., vol. 34, no. 1, pp. 217–220, 1972.
5. K. Hasse. Drehzahlgeverfahren für schnelle Umkehrantriebe mit strom-richtergespeisten Asynchron-Kurzschlusslaufermotoren: Regelungstechnik, vol. 20, no. 2, pp. 60–66, 1972.
6. I. Takahashi, and T. Noguchi. A new quick response and high-efficiency control strategy of an induction motor: IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, Sept./Oct. 1986.
7. M. Depenbrock. Direct self control of the flux and rotary moment of a rotary-field machine: US4678248, 1987.
8. Diachenko G.G., Aziukovskyi O.O. Review of methods for energy-efficiency improvement in induction machines // Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu. – 2020. – №1 – P. 80-88.
9. Borisevich A. Numerical method for power losses minimization of vector-controlled induction motor // International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS). – 2015. – Vol. 6, No. 3. – P. 486~497.
10. Seena T., Rinu A.K. Efficiency optimization with improved transient performance of indirect vector controlled induction motor drive // International Journal of advanced research in electrical, electronics and instrumentation engineering/ – 2013. – Vol. 2, Special Issue 1 – P. 374-385.

11. Blanuša B.D., Dokic B.L., Vukosavic S.N. Efficiency optimized control of high performance induction motor drive // Electronics. – 2009. – Vol. 13, No. 2. – P. 8-13.
12. Braslavsky I. Ia, Kostyliov A.V., Stepaniuk D.P. Optimization of Starting Process of the Frequency Controlled Induction Motor // 2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC 2008). – 2008. – P. 1050-1053.
13. Tolochko O.I., Rozkaryaka P.I., Chekavskii G.S., Kuzhel A.K. Control of induction motor magnetization and demagnetization processes in field-oriented control systems // Electromechanical and energy saving systems. Quarterly scientific and industrial journal. – Kremenchuk: KrNU. – 2011. – Vol. 3(15). – P. 79-82
14. Volkov V.A. Optimization of magnetization and demagnetization modes in frequency-controlled induction motor // Electrotechinc and energetic. Scientific proceedings of DonNTU. – 2013. – Vol.2 – P. 59-66.
15. Tolochko O., Sopiha M. Heat loss minimization field control of motionless induction motors in pause of intermittent duty // 2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), Kiev. – 2017. – P. 442-447.
16. Volkov V. A. Optimization of magnetization and demagnetization times of a stopped frequency-controlled induction motor. Electrotechnics and electricity. – 2018. – № 4. – С. 17-29.
17. Виноградов А. Б. Векторное управление электроприводами переменного тока. Иваново, 2008. – С. 34-39.
18. Толочко О.І. Моделювання електромеханічних систем. Київ, 2016. – С. 57-60.

ДОДАТОК А

РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ АСИНХРОННОГО
ЕЛЕКТРОДВИГУНА ПОТУЖНІСТЮ 45 кВт

Розрахунок параметрів асинхронного електродвигуна. Параметри двигуна наведенні у таблиці А1.

Таблиця А1 – Паспортні дані двигуна

Номінальна потужність	$P_{2n} = 45 \text{ кВт}$
Номінальна лінійна напруга статора	$U_{1n} = 380 \text{ В}$
Число пар полюсів	$p_n = 4$
Момент інерції	$J_d = 1.4 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$
Коефіцієнт корисної дії	$\eta = 0.91$
Коефіцієнт потужності	$\cos\varphi = 0,84$
Перевантажувальна здатність	$\lambda = 2$
Номінальне ковзання	$s_n = 0,014$
Критичне ковзання	$s_k = 0.09$
Номінальна частота напруги статора	$f = 50 \text{ Гц}$
Параметри Г-подібної схеми заміщення (відносні одиниці)	
Індуктивний опір розсіювання статора	$\bar{x}'_1 = 0.099$
Активний опір статора	$\bar{r}'_1 = 0.037$
Приведений індуктивний опір розсіювання ротора	$\bar{x}''_2 = 0.17$
Приведений активний опір ротора	$\bar{r}''_2 = 0.016$
Індуктивний опір намагнічуючого контуру	$\bar{x}_\mu = 2.6$

Розрахунок номінальних даних двигуна

Кутова частота напруги статора

$$\omega_{0n} = 2\pi f = 2 \cdot 3.14 \cdot 50 = 314 \text{ рад/с.}$$

Швидкість ідеального холостого ходу двигуна

$$\omega_{xx} = \frac{\omega_{0n}}{p_n} = \frac{314}{4} = 78.54 \text{ рад/с.}$$

Номінальна швидкість двигуна

$$\omega_n = \omega_{xx} (1 - s_n) = 78.54 \cdot (1 - 0.014) = 77.44 \text{ рад/с.}$$

Номінальний момент двигуна

$$M_n = \frac{P_{2n}}{\omega_n} = \frac{45000}{77.44} = 581.09 \text{ Нм.}$$

Критичний момент двигуна (по перевантажувальній здатності λ з каталогу)

$$M_k = \lambda M_n = 2 \cdot 581.09 = 1162.2 \text{ Нм.}$$

Номінальні діючі значення фазної напруги та струму статора

$$U_n = U_{1n} / \sqrt{3} = 380 / \sqrt{3} = 220 \text{ В,}$$

$$I_n = \frac{P_{2n}}{3U_n \eta \cos(\phi)} = \frac{45 \cdot 10^3}{3 \cdot 220 \cdot 0.91 \cdot 0.84} = 89.196 \text{ А.}$$

Амплітудні значення фазної напруги і струму статора

$$U_{na} = \sqrt{2} U_n = \sqrt{2} \cdot 220 = 311 \text{ В,}$$

$$I_{na} = \sqrt{2} I_n = \sqrt{2} \cdot 89.196 = 125.767 \text{ А.}$$

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

$$\Psi_{1xx} = \frac{U_{na}}{\omega_{0n}} = \frac{311}{314} = 0.98 \text{ Вб.}$$

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

$$c_1 = \frac{\bar{x}_\mu + \sqrt{\bar{x}_\mu^2 + 4\bar{x}'_1\bar{x}_\mu}}{2\bar{x}_\mu} = \frac{2.6 + \sqrt{2.6^2 + 4 \cdot 0.099 \cdot 2.6}}{2 \cdot 2.6} = 1.0367.$$

Розрахунок параметрів Т-подібної схеми заміщення подано, як це наведено у [1].

Параметри Т-подібної схеми заміщення у відносних одиницях

$$\bar{x}_1 = \frac{\bar{x}'_1}{c_1} = \frac{0.099}{1.0367} = 0.0955, \quad \bar{R}_1 = \frac{\bar{R}'_1}{c_1} = \frac{0.037}{1.0367} = 0.0357,$$

$$\bar{x}'_2 = \frac{\bar{x}''_2}{c_1^2} = \frac{0.17}{1.0367^2} = 0.1582, \quad \bar{R}'_2 = \frac{\bar{R}''_2}{c_1^2} = \frac{0.016}{1.0367^2} = 0.0149.$$

Параметри Т-подібної схеми заміщення в абсолютних одиницях запишуться

$$x_1 = \bar{x}_1 \frac{U_n}{I_n} = 0.0955 \frac{220}{89,196} = 0.2355 \text{ Ом},$$

$$R_1 = \bar{R}_1 \frac{U_n}{I_n} = 0.0357 \frac{220}{89,196} = 0.088 \text{ Ом},$$

$$x'_2 = \bar{x}'_2 \frac{U_n}{I_n} = 0.1582 \frac{220}{89,196} = 0.3901 \text{ Ом},$$

$$R_2 = \bar{R}'_2 \frac{U_n}{I_n} = 0.0149 \frac{220}{89,196} = 0.0367 \text{ Ом},$$

$$x_\mu = \bar{x}_\mu \frac{U_n}{I_n} = 2.6 \frac{220}{89,196} = 6.4128 \text{ Ом}.$$

Індуктивності розсіювання статора і ротора

$$L_{1\sigma} = \frac{x_1}{\omega_0} = \frac{0.2355}{314} = 7.4971 \cdot 10^{-4} \text{ Гн},$$

$$L_{2\sigma} = \frac{x'_2}{\omega_0} = \frac{0.3901}{314} = 0.0012 \text{ Гн}.$$

Індуктивність намагнічуючого контуру

$$L_m = \frac{x_\mu}{\omega_0} = \frac{6.4128}{314} = 0.0204 \text{ Гн}.$$

Індуктивності статора і ротора

$$L_1 = L_m + L_{1\sigma} = 0.0204 + 7.4971 \cdot 10^{-4} = 0.0212 \text{ Гн},$$

$$L_2 = L_m + L_{2\sigma} = 0.0204 + 0.0012 = 0.0217 \text{ Гн}.$$

На основі проведених розрахунків обчислюються значення параметрів $\alpha, \alpha_1, \beta, \beta_1, \gamma, \gamma_1, \gamma_2, \sigma, \sigma_1$ за наведеними в попередньому розділі формулами.

$$\alpha = \frac{R_2}{L_2} = \frac{0.088}{0.0217} = 1.6956 (\text{Ом} / \text{Гн}),$$

$$\alpha_1 = \frac{R_1}{L_1} = \frac{0.0367}{0.0212} = 4.1596 (\text{Ом} / \text{Гн}),$$

$$\sigma = L_1 \left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 \cdot L_2}\right) = 0.0212 \left(1 - \frac{(0.0204)^2}{0.0212 \cdot 0.0217}\right) = 0.0019 (\text{Гн}),$$

$$\beta = \frac{L_m}{L_2 \cdot \sigma} = \frac{0.0204}{0.0217 \cdot 0.0019} = 490.89 (1 / \text{Гн}),$$

$$\gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha \cdot L_m \cdot \beta = \frac{0.0367}{0.0019} + 1.6956 \cdot 0.0204 \cdot 490.89 = 62.83 (\text{Ом} / \text{Гн}),$$

$$\mu_1 = \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_2} = \frac{3}{2} \cdot \frac{0.0204}{0.0217} = 1.414$$

Результати розрахунків параметрів двигуна 4A250M8Y3 зведені до табл.3.2.

МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ

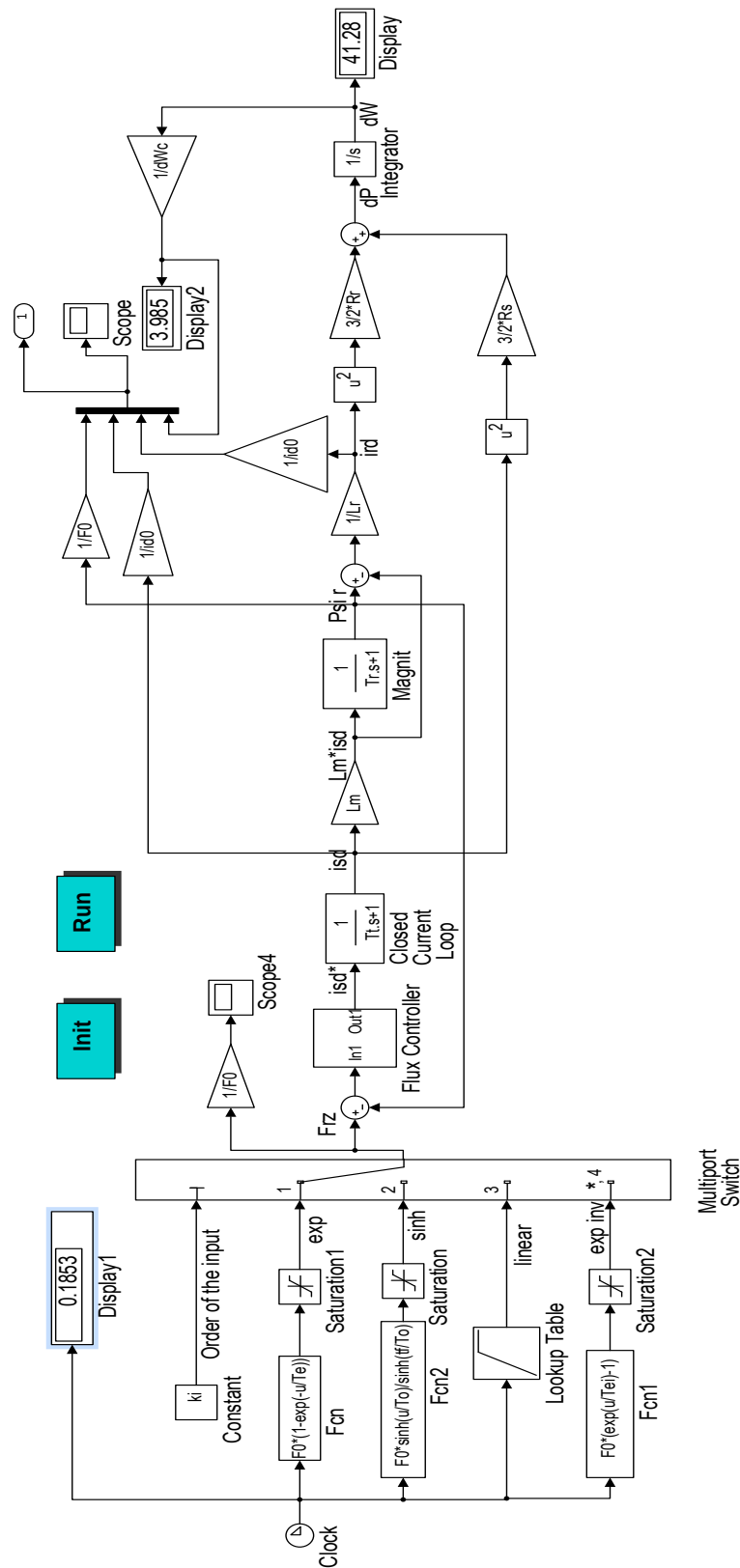


Рисунок Б1 – Модель АД для дослідження керування
потокотчепленням ротора при намагнічуванні АД

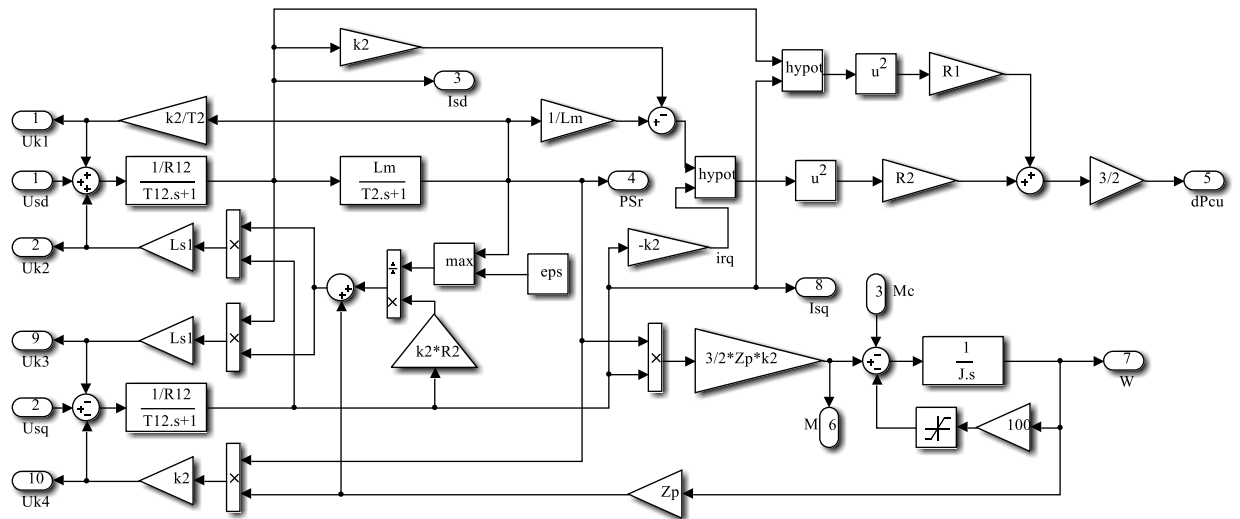


Рисунок Б2 – Модель АД в ортогональній системі координат d-q, орієнтованій за вектором потокозчеплення ротора

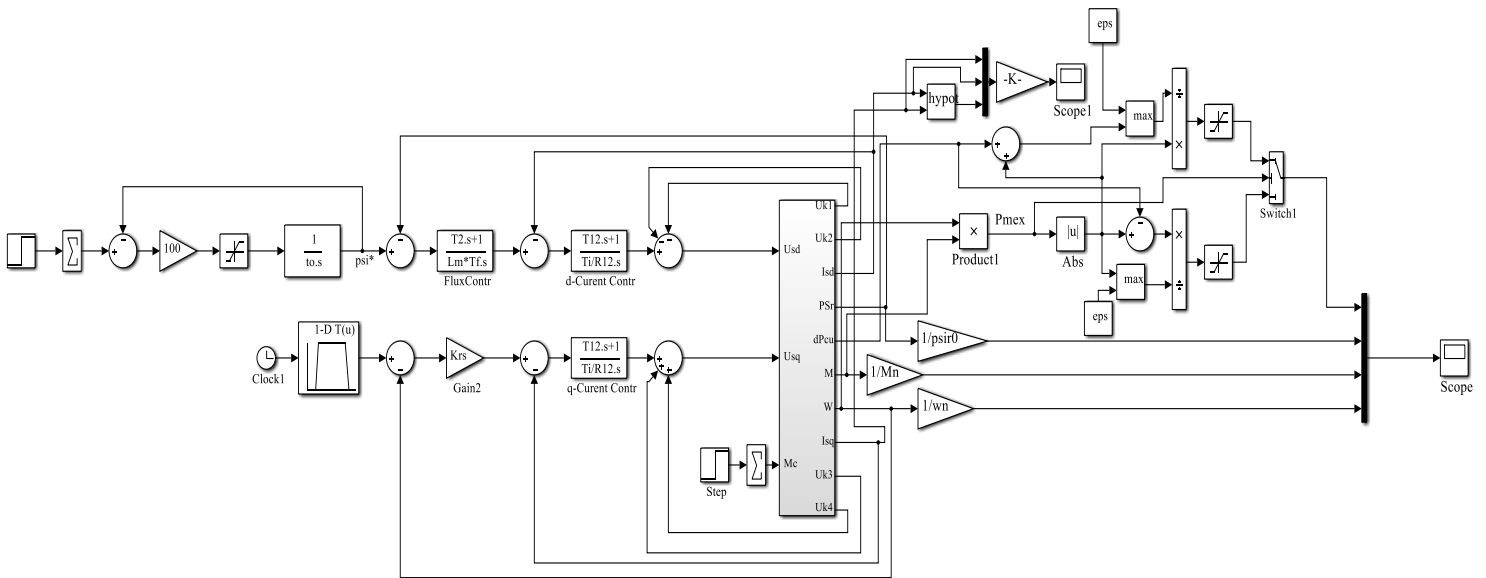


Рисунок Б3 – Модель типової системи векторного керування швидкості АД

The block diagram illustrates the control system for a PMSM drive. It starts with reference inputs Ψ_{c*} , $\Psi^*(M)$, and w . These are processed by a reference model $1-D T(u)$ and a clock $Clock2$ to generate a reference Ψ_{c*} . The reference Ψ_{c*} is compared with the actual Ψ to produce an error signal $\Psi_{c*} - \Psi$. This error is fed into the 'Flax Contr' block, which outputs Ψ_{c*} . The 'Flax Contr' block also receives Ψ_{c*} and Ψ as inputs. The output of 'Flax Contr' is Ψ_{c*} , which is then fed into the 'd-Curent Contrl' block. The 'd-Curent Contrl' block outputs Ψ_{c*} to the 'q-Curent Contrl' block. The 'q-Curent Contrl' block outputs Ψ_{c*} to the 'kt' block. The 'kt' block outputs Ψ_{c*} to the '1/J.s' block. The '1/J.s' block outputs Ψ_{c*} to the '1/Tn' block. The '1/Tn' block outputs Ψ_{c*} to the 'Scope3' block. The 'Scope3' block displays the reference Ψ_{c*} and the actual Ψ . The 'Scope1' block displays the reference Ψ_{c*} and the actual Ψ .

Рисунок Б5 – Модель реалізації стратегії МТРА для АД з регулюванням потокозчеплення ротора у функції моменту