

Міністерство освіти і науки України

Криворізький національний університет

Електротехнічний факультет

Пояснювальна записка

**до кваліфікаційної роботи бакалавра
за спеціальністю 141 - Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка**

ТЕМА РОБОТИ:

**Розробка та оцінювання варіативності керування синхронним двигуном з
постійними магнітами**

Виконав: студент групи ЕЕМ-22-2

Богдан БЕРЛАТИЙ

Керівник випускної роботи _____ к.т.н., доц. Ірина КАСАТКІНА

Нормо контролер _____ к.т.н., доц. Ірина КАСАТКІНА

Декан ЕТФ _____ к.т.н., доц. Владислав ФЕДОТОВ

Гарант освітньої програми _____ к.т.н., доц. Ігор ПЕРЕСУНЬКО

Кривий Ріг 2026 р.

Криворізький національний університет

Факультет: електротехнічний

Освітній рівень: бакалавр

Спеціальність: 141 - Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка

ЗАВДАННЯ

НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ ЗДОБУВАЧА ВИЩОЇ ОСВІТИ

БЕРЛАТИЙ Богдан Сергійович

(прізвище, ім'я, по батькові)

Тема роботи: Розробка та оцінювання варіативності керування синхронним
двигуном з постійними магнітами

1. Термін подання студентом роботи: 19 червня 2026 р.
2. Мета та завдання кваліфікаційної роботи: Метою є розробка та оцінювання
варіативності керування синхронним двигуном з постійними магнітами
3. Зміст пояснювальної записки (перелік питань, які необхідно розробити) I.
Характеристика електромеханічної системи, вибір електрообладнання та
розрахунок статичних характеристик привода; II. Розробка системи
керування синхронним двигуном з постійними магнітами та дослідження
режимів його роботи; III. Складання структури системи керування
синхронним двигуном з постійними магнітами та дослідження режимів його
роботи.
4. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових
креслень) I. Концептуальний поперечний переріз поверхнево встановленого 3-
полюсного спареного PMSM; II. Векторна діаграма перетворення Кларка; III.
Векторна діаграма перетворення Парка; IV. Динамічна еквівалентна модель
круглороторного PMSM; V. Основна концепція електричної схеми системи
приводу двигуна; VI. Схема інверторного каскаду частотно-регульованого
перетворювача з 3-вітковими двошаровими IGBT транзисторами.

5. Консультанти розділів роботи

Розділ	Ім'я, прізвище консультанта	Дата, підпис	
		Завдання видав	Завдання прийняв
I	Ірина КАСАТКІНА		
II	Ірина КАСАТКІНА		
III	Ірина КАСАТКІНА		

6. Календарний план

№	Етапи роботи	Термін
1	Місце синхронних двигунів з постійними магнітами у загальній топології електричних машин	24.05.26
2	Основи PMSM	27.05.26
3	Польово-орієнтоване керування	31.05.26
4	Модель напруги PMSM	02.06.26
5	Базова система приводу на основі двигуна змінного струму	07.06.26
6	Основи цифрового керування двигуном	11.06.26

Дата видання завдання 18.05.2026 р.

Здобувач вищої освіти _____
(підпис)

Богдан БЕРЛАТИЙ
(Ім'я, прізвище)

Керівник роботи _____
(підпис)

Ірина КАСАТКІНА
(Ім'я, прізвище)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до випускової атестаційної роботи бакалавра на тему: «Розробка та оцінювання варіативності керування синхронним двигуном з постійними магнітами»

43 с., 6 рис., 30 літературних джерел

Мета роботи: Підвищення енергетичної та динамічної ефективності електромеханічних систем шляхом розробки, порівняльного аналізу та обґрунтованого вибору оптимального алгоритму керування синхронним двигуном з постійними магнітами (СДПМ) залежно від специфічних умов експлуатації та вимог технологічного процесу, а також дослідження, проектування та компаративний аналіз різних топологій систем автоматичного керування синхронними двигунами з постійними магнітами (СДПМ) для вибору оптимального алгоритму регулювання швидкості, потокозчеплення та моменту в прецизійних і високодинамічних електроприводах.

Для досягнення поставленої мети необхідно виконати такі завдання:

Проаналізувати математичну модель СДПМ у декартовій обертовій системі координат (d, q) , жорстко зв'язаній з ротором двигуна.

Провести математичне моделювання електромагнітних та електромеханічних процесів у СДПМ у системі координат, що обертається синхронно з ротором.

Дослідити та спроектувати систему скалярного керування для низьковимогливих додатків та визначити межі її стійкості.

					ЕТФ.КНУ.РБ.141.26.248-02	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		4

Розробити структурні та імітаційні моделі класичних і сучасних систем керування: векторного керування з орієнтацією по полю (Field-Oriented Control, FOC) та прямого керування моментом (Direct Torque Control, DTC).

Розробити структуру системи векторного керування (Field-Oriented Control — FOC) із контурами регулювання струмів, швидкості та положення, використовуючи перетворення Кларк і Парка.

Синтезувати контури регулювання струмів, швидкості та потокозчеплення з використанням лінійних ПІ-регуляторів та нелінійних релейних алгоритмів.

Дослідити алгоритм прямого керування моментом (Direct Torque Control — DTC) на базі гістерезисних регуляторів та таблиць перемикання інвертора.

Дослідити ефективність роботи систем у режимах послаблення поля (Flux Weakening) для досягнення швидкостей, вищих за номінальну.

Оцінити можливості впровадження бездатчикових (Sensorless) методів визначення положення ротора за допомогою математичних спостерігачів стану.

Здійснити багатокритеріальне оцінювання розроблених варіантів за показниками швидкодії, перерегулювання, величини пульсацій електромагнітного моменту та загального коефіцієнта корисної дії приводу.

Виконати порівняльне оцінювання розроблених варіантів за критеріями динамічної точності, пульсацій моменту, складності апаратної реалізації та вартості.

СИНХРОННИЙ ДВИГУН З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ,
СКАЛЯРНЕ КЕРУВАННЯ, ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ (FOC),
БЕЗДАТЧИКОВЕ КЕРУВАННЯ, ПРЯМЕ КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ
(DTC), ПУЛЬСАЦІЇ МОМЕНТУ, СПОСТЕРІГАЧ СТАНУ, ШИРОТНО-
ІМПУЛЬСНА МОДУЛЯЦІЯ, ЕНЕРГОЕФЕКТИВНІСТЬ

					ЕТФ.КНУ.РБ.141.26.248-02	Арк.
						5
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Зміст

Вступ.....	7
Розділ 1. Синхронні двигуни з постійними магнітами	15
1.1. Місце синхронних двигунів з постійними магнітами у загальній топології електричних машин.....	15
1.2. Основи PMSM	16
Розділ 2. Розробка системи керування синхронним двигуном з постійними магнітами та дослідження режимів його роботи	19
2.1. Польово-орієнтоване керування.....	19
2.2. Модель напруги PMSM	23
Розділ 3. Складання структури системи керування синхронним двигуном з постійними магнітами та дослідження режимів його роботи	28
3.1. Базова система приводу на основі двигуна змінного струму.....	28
3.2. Основи цифрового керування двигуном	31
Висновки	33
Список використаних джерел	35
Додаток А.....	38
Додаток Б	39
Додаток В	40
Додаток Г	41
Додаток Д.....	42
Додаток Е	43

Вступ

Синхронні двигуни з постійними магнітами (СДПМ) на сьогодні є домінуючим типом виконавчих органів у високоефективних електромеханічних системах.

Вони широко застосовуються в електромобілях, робототехніці, авіакосмічній техніці, верстатах із ЧПК та сучасних побутових приладах.

Така популярність обумовлена їхнім високим коефіцієнтом корисної дії (ККД), значною питомою потужністю на одиницю маси, високим моментом на низьких швидкостях та відсутністю втрат в обмотці ротора (оскільки збудження створюється постійними магнітами).

Проте, на відміну від двигунів постійного струму або асинхронних машин, СДПМ є складним об'єктом керування.

Його математична модель характеризується високим ступенем нелінійності та суттєвим перехресним зв'язком між каналами регулювання швидкості та магнітного потоку.

Для ефективної роботи двигуна необхідно безперервно і з високою точністю знати просторове положення магнітного поля ротора, щоб подавати напругу на обмотки статора у строго визначені моменти часу.

Вибір та розробка системи керування для СДПМ завжди є компромісом між динамічними характеристиками приводу, обчислювальною потужністю мікропроцесора та вартістю системи (наявність або відсутність дорогих датчиків положення — енкодерів чи резолверів).

Тому детальне дослідження та порівняльне оцінювання різних варіантів систем керування є критично важливою інженерною задачею при проектуванні сучасного електроприводу.

					ЕТФ.КНУ.РБ.141.26.248-02	Арк.
						7
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Варіанти систем керування СДПМ

Варіант А. Скалярне керування ($U/f = \text{const}$)

Найпростіший метод, запозичений з асинхронного приводу.

Швидкість обертання змінюється шляхом регулювання частоти напруги статора, а амплітуда напруги змінюється пропорційно частоті для підтримки постійного магнітного потоку.

- **Особливості:** Не потребує інформації про положення ротора.
- **Переваги:** Мінімальна вартість, гранична простота реалізації, не потрібні складні мікропроцесори.
- **Недоліки:** Низька динаміка, відсутність контролю моменту на нульовій швидкості, схильність до випадання з синхронізму (похитування ротора) при різких стрибках навантаження.

Варіант Б. Векторне керування (Field-Oriented Control — FOC)

Суть методу полягає в математичному перетворенні трифазних змінних струмів статора у двофазну систему координат (d, q), яка обертається синхронно з ротором.

Це дозволяє розділити керування двигуном на два незалежні канали (аналогічно до двигуна постійного струму):

- Струм по осі q (I_q) безпосередньо регулює електромагнітний момент.
- Струм по осі d (I_d) контролює магнітний потік (зазвичай підтримується рівним нулю, або використовується для ослаблення поля на надвисоких швидкостях).
- **Переваги:** Висока точність підтримки швидкості, відмінні динамічні показники, мінімальні пульсації моменту, робота в чотирьох квадрантах (тяга/гальмування в обох напрямках).

					ЕТФ.КНУ.РБ.141.26.248-02	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		8

- **Недоліки:** Потребує точного і швидкого датчика положення ротора, висока обчислювальна складність (трансформації Кларк, Парка, зворотні перетворення, ШІМ).

Варіант В. Пряме керування моментом (Direct Torque Control — DTC)

На відміну від FOC, тут немає контурів регулювання струму та генератора ШІМ.

Система безпосередньо оцінює потокозчеплення статора та момент двигуна за допомогою математичної моделі.

На основі сигналів від двох гістерезисних регуляторів (моменту і потоку) та поточного положення сектора поля, логічна таблиця вибирає один із восьми можливих векторів напруги автономного інвертора.

- **Переваги:** Найвища швидкість динамічного відгуку на зміну навантаження, відсутність складних координатних перетворень, стійкість до зміни параметрів двигуна (опору обмоток).
- **Недоліки:** Високий рівень пульсацій моменту та струму на низьких швидкостях, змінна частота комутації ключів інвертора, що створює специфічний акустичний шум.

Варіант Г. Бездатчикове (Сенсорне) керування (Sensorless Control)

Це надбудова для методів FOC або DTC. Фізичний датчик положення (енкодер) видаляється з валу двигуна.

Натомість мікропроцесор у реальному часі вимірює напруги та струми статора і за допомогою спеціальних математичних алгоритмів (алгоритмів спостереження — наприклад, розширеного фільтра Калмана або спостерігача ковзного режиму) обчислює зворотну ЕРС двигуна, а з неї — точне положення ротора.

					ЕТФ.КНУ.РБ.141.26.248-02	Арк.
						9
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

- **Переваги:** Висока механічна надійність (немає крихкого датчика та кабелів до нього), зниження вартості та габаритів приводу.
- **Недоліки:** Складні математичні розрахунки, незадовільна робота на наднизьких швидкостях (близьких до нуля), де зворотна ЕРС є занадто малою для точного вимірювання.

4. Порівняльне оцінювання систем керування

Критерій порівняння	Скалярне (U/f)	Векторне (FOC)	Пряме моментом (DTC)	Бездатчикове (Sensorless FOC)
Динамічний відгук	Повільний	Швидкий	Надшвидкий	Швидкий
Пульсації моменту	Високі	Мінімальні	Високі	Низькі
Діапазон регулювання	Вузький (1:10)	Широкий (1:1000)	Широкий (1:100)	Середній (1:100)
Робота на нульовій швидкості	Неможливо	Відмінна	Задовільна	Незадовільна (без спец. методів)
Вимоги до процесора	Низькі	Високі	Середні	Надсильні

Апаратна вартість	Мінімальна	Висока (через датчик)	Висока (через датчик)	Середня (без датчика)
--------------------------	------------	-----------------------	-----------------------	-----------------------

Еволюція електроприводів та домінація СДПМ

Сучасний етап розвитку світової промисловості, транспортних засобів та робототехніки характеризується стрімким переходом до високоефективних та компактних електромеханічних систем.

На зміну традиційним двигунам постійного струму та асинхронним машинам дедалі частіше приходять синхронні двигуни з постійними магнітами (СДПМ, або англomовний термін — PMSM).

Завдяки використанню висококоерцитивних рідкісноземельних магнітів (наприклад, неодим-залізо-бор, NdFeB), розміщених на роторі, ці двигуни здатні створювати потужне магнітне поле без необхідності споживання реактивного струму з мережі для намагнічування.

Відсутність обмотки збудження на роторі зумовлює головні переваги СДПМ: відсутність електричних втрат у роторі (відповідно, менший нагрів та вищий ККД), надзвичайно високе співвідношення електромагнітного моменту до маси і моменту інерції, а також високу надійність.

Саме ці характеристики зробили СДПМ безальтернативним вибором для тягових приводів електромобілів, сервоприводів промислових маніпуляторів, шпиндельних вузлів верстатів з ЧПУ та авіаційних систем.

Математична складність об'єкта керування

Незважаючи на досконалість конструкції, СДПМ є складним багатовимірним і нелінійним об'єктом керування.

Ефективне керування таким двигуном неможливе шляхом простого скалярного регулювання напруги та частоти (як у простих асинхронних приводах).

Динаміка двигуна описується системою диференціальних рівнянь, які традиційно записуються у синхронно обертовій системі координат d - q , жорстко прив'язаній до магнітного поля ротора.

Рівняння електричної рівноваги статора мають простий вигляд.

Електромагнітний момент формується як сума активного та реактивного моментів.

Наявність перехресних зв'язків робить канали регулювання струмів d і q взаємозалежними, що створює серйозні проблеми при синтезі регуляторів та потребує застосування алгоритмів компенсації перехресних зв'язків.

Проблема вибору алгоритму керування

На сьогодні у світовій практиці сформувалися два фундаментальні підходи до керування СДПМ: векторне керування з орієнтацією по полю (FOC) та пряме керування моментом (DTC).

Розробка та порівняльне оцінювання цих двох варіантів є надзвичайно актуальною науково-практичною задачею, оскільки жоден з них не є абсолютно ідеальним для всіх сфер застосування.

Особливості векторного керування (FOC)

Концепція FOC полягає у перетворенні трифазної системи струмів статора у двофазну ортогональну систему, яка обертається синхронно з ротором.

Це дозволяє здійснювати незалежне регулювання струму осі d (який відповідає за потік) та струму осі q (який формує момент).

					ЕТФ.КНУ.РБ.141.26.248-02	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		12

Переваги: Векторне керування забезпечує високу плавність обертання, мінімальні пульсації моменту та працює з постійною частотою комутації інвертора завдяки використанню широтно-імпульсної модуляції (SVPWM).

Недоліки: Система вимагає складних математичних обчислень у реальному часі (перетворення Кларка та Парка-Горєва), точного знання параметрів двигуна та ідеального налаштування ПІ-регуляторів струму.

Особливості прямого керування моментом (DTC)

На відміну від FOC, система DTC не використовує перетворення координат і ПІ-регулятори струму.

Алгоритм безпосередньо вибирає оптимальний вектор напруги інвертора на основі таблиці перемикачів, реагуючи на помилки між заданими та обчисленими значеннями електромагнітного моменту і потокозчеплення статора (через релейні гістерезисні регулятори).

Переваги: Надзвичайно висока швидкодія відпрацювання моменту, відсутність залежності від індуктивностей машини, простота налаштування.

Недоліки: Змінна частота комутації силових транзисторів, високий рівень акустичного шуму та, що найкритичніше, значні пульсації електромагнітного моменту на низьких швидкостях.

Новітні напрямки та практична значущість

Окрім класичних FOC та DTC, сучасні дослідження спрямовані на розробку гібридних систем та алгоритмів модельного предиктивного керування (Model Predictive Control, MPC), які намагаються поєднати переваги обох методів.

Також актуальним є питання безсенсорного керування (Sensorless Control), коли для розрахунку кута положення ротора використовується не

механічний енкодер, а математичний спостерігач стану, що аналізує зворотну ЕРС.

Таким чином, розробка та детальне оцінювання варіантів керування СДПМ є не просто теоретичною справою, а гострою виробничою необхідністю.

Для тягового приводу електромобіля пріоритетом буде широкий діапазон регулювання з функцією послаблення поля (Flux Weakening), де алгоритми струмового керування мають адаптуватися до обмежень напруги акумулятора.

Для прецизійної робототехніки критичною є відсутність пульсацій моменту на наднизьких швидкостях.

Порівняльний аналіз математичних моделей дозволяє інженерам на етапі проєктування обрати ту стратегію керування, яка найкраще відповідатиме жорстким критеріям конкретного технологічного процесу, оптимізуючи як вартість апаратної реалізації, так і загальну енергоефективність системи.

					ЕТФ.КНУ.РБ.141.26.248-02	Арк.
						14
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Розділ 1. Синхронні двигуни з постійними магнітами

1.1. Місце синхронних двигунів з постійними магнітами у загальній топології електричних машин

Електрична машина – це набір компонентів, які перетворюють електричну енергію на механічну рушійну силу і навпаки.

В основному існує дві категорії електричних машин.

Машини постійного та змінного струму.

Серед багатьох різних топологій двигунів змінного струму є, зокрема, синхронні машини та асинхронні машини.

Асинхронні машини домінують у сфері промислових застосувань двигунів завдяки міцній та простій конструкції, а також можливості прямого підключення до мережі.

Однак, PMSM сьогодні є цікавою альтернативою у високотехнологічних промислових застосуваннях для приводів з регулюванням положення або швидкості, оскільки ці машини мають найвищий ККД серед більшості машин – ККД до 97%, низькі витрати на обслуговування та високу щільність потужності [1].

					ЕТФ.КНУ.РБ.141.26.248-02						
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Розділ 1			Лім.	Лист	Листів	
Розробив	Берлатий Б.С.									15	4
Перевірів	Касаткіна І.В.										
Реценз.											
Н. Контр.	Касаткіна І.В.										
Затвердив	Пересунько І.І.				КНУ ЕЕМ-22-2						

1.2. Основи PMSM

Основою всіх електричних машин є обертове магнітне поле, що подається від котушок статора, яке, у свою чергу, взаємодіє з магнітним полем ротора.

Взаємодія між магнітними полями створює магнітну рушійну силу, яка створює крутний момент на роторі, що передається на вал машини.

У випадку PMSM магнітне поле від ротора створюється встановленими магнітами з високою залишковою опорою всередині або на роторі.

Це означає, що немає потреби подавати струм в обмотки ротора за допомогою індукції або комутаторів.

Завдяки цьому усуваються резистивні втрати в обмотках ротора.

Магніти можуть бути встановлені на поверхні, розміщені в отворах або закопані всередину ротора.

Постійні магніти створюють магнітний потік у повітряному зазорі двигуна.

Коли потік, створений ротором, взаємодіє з потоком, створеним статором, виникає крутний момент. [2]

					ЕТФ.КНУ.РБ.141.26.248-02	Арк.
						16
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

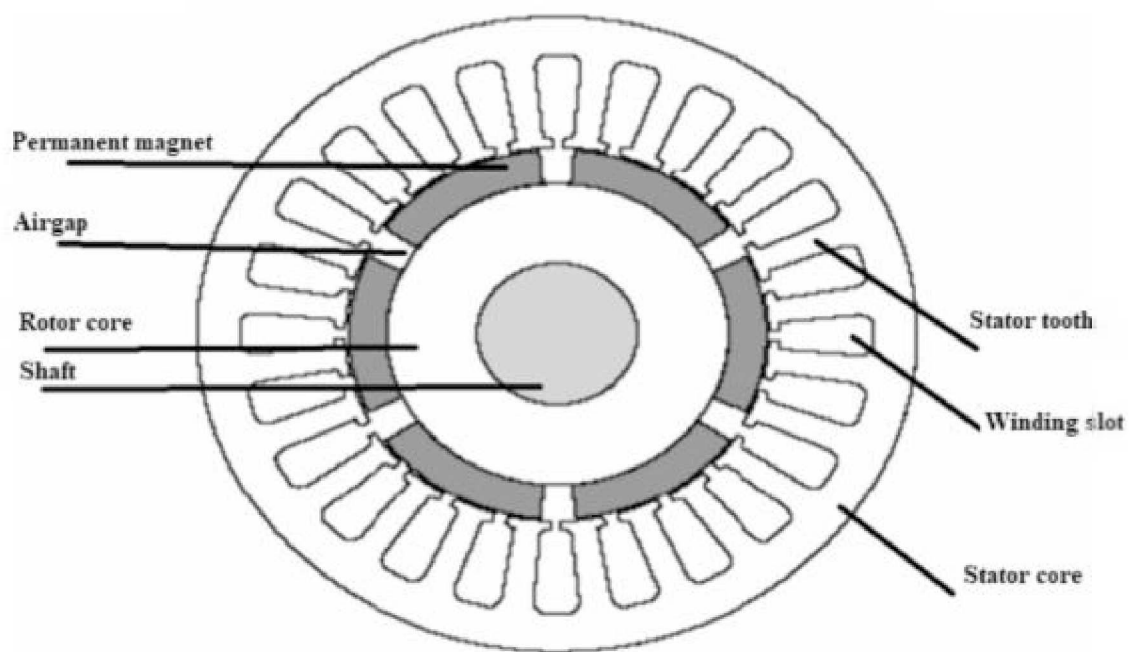


Рисунок 1. Концептуальний поперечний переріз поверхнево встановленого 3-полюсного спареного PMSM

Обмотки статора розміщені всередині пазів статора. Обмотки можуть бути розподілені, наприклад, синусоїдально, що забезпечує плавну синусоїдальну проти-ЕРС.

Або обмотки можуть бути спроектовані як зосереджені обмотки, що зменшує втрати в міді та має високу продуктивність, якщо двигун має велику кількість полюсів, знижуючи вміст гармонік у ММП.

Існує кілька варіантів розташування обмоток, таких як крок торцевих обмоток, методи перекриття обмоток, для усунення гармонійних спотворень ММП, зменшення втрат у міді/залізі, підвищення крутного моменту, підвищення допустимого крутного моменту тощо [3].

Матеріали осердя статора та ротора зазвичай виготовляються з високоякісного ламінованого заліза, що забезпечує високий потік з мінімальними втратами в осерді та вихровими струмами.

Максимальний крутний момент, який може бути створений, корелює з оберненою величиною довжини повітряного зазору.

Тому дуже бажаним є якомога менший повітряний зазор [4].

Обертове поле, створене потоком струму в обмотках статора, взаємодіятиме з постійними магнітами, і ротор обертатиметься синхронно з полем статора.

Однак, потік статора повинен бути орієнтований окремо від напрямку магнітів ротора.

Якщо потік статора вирівняний з потоком магніту, крутний момент не вироблятиметься, а в крайніх випадках магніти можуть розмагнічуватися [5].

Іншими словами, потік статора повинен бути орієнтований перпендикулярно до потоку ротора, щоб досягти максимального крутного моменту на ампер.

Це детальніше описано в розділі "Польово-орієнтоване керування".

					ЕТФ.КНУ.РБ.141.26.248-02	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		18

Розділ 2. Розробка системи керування синхронним двигуном з постійними магнітами та дослідження режимів його роботи

2.1. Польово-орієнтоване керування

Керування, орієнтоване на поле (FOC), або, як його часто називають, векторне керування, є поширеним методом керування для високопродуктивних машин змінного струму.

Під час реалізації FOC для PMSM поле ротора певним чином оцінюється або вимірюється, щоб створити поле статора, оптимізоване для створення крутного моменту.

Щоб досягти найвищого крутного моменту в будь-якій заданій точці, потік статора, створюваний обмотками, повинен бути ортогональним до потоку ротора в точці, де два потоки взаємодіють, тобто в повітряному зазорі двигуна.

Отже, знання положення ротора, де розташовані магніти, є ключовим для керування синхронним двигуном [2].

В управлінні двигунами зручно представляти величини струму, напруги та потоку в синхронній системі відліку.

Замість використання трифазних величин, що змінюють час, вони розкладаються на двокомпонентну незмінну в часі систему.

Це дозволяє значно спростити обчислення.

					ЕТФ.КНУ.РБ.141.26.248-02		
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дат			
Розробив		Берлатий Б.С.			Розділ 2	Літ.	Лист
Перевірив		Касаткіна І.В.					19
Реценз.							9
Н. Контр.		Касаткіна І.В.				КНУ ЕЕМ-22-2	
Затвердив		Пересунько І.І.					

Аналогічно використанню фазорного представлення систем змінного струму, фазні струми перетворюються в систему відліку ротора, змушуючи систему діяти як дві величини постійного струму.

Систему трьох фазних напруг, що спостерігаються зі статора, без урахування нульової послідовності, можна розкласти на еквівалентну двофазну систему.

Ця зміна бази координатної системи відома як перетворення Кларка.

$$\mathbf{v}_s(t) = v_a(t) + v_b(t) + v_c(t)$$

$$\mathbf{v}_s(t) = \begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{v_s(t)\} \\ \text{Im}\{v_s(t)\} \end{bmatrix}$$

					ЕТФ.КНУ.РБ.141.26.248-02	Арк.
						20
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

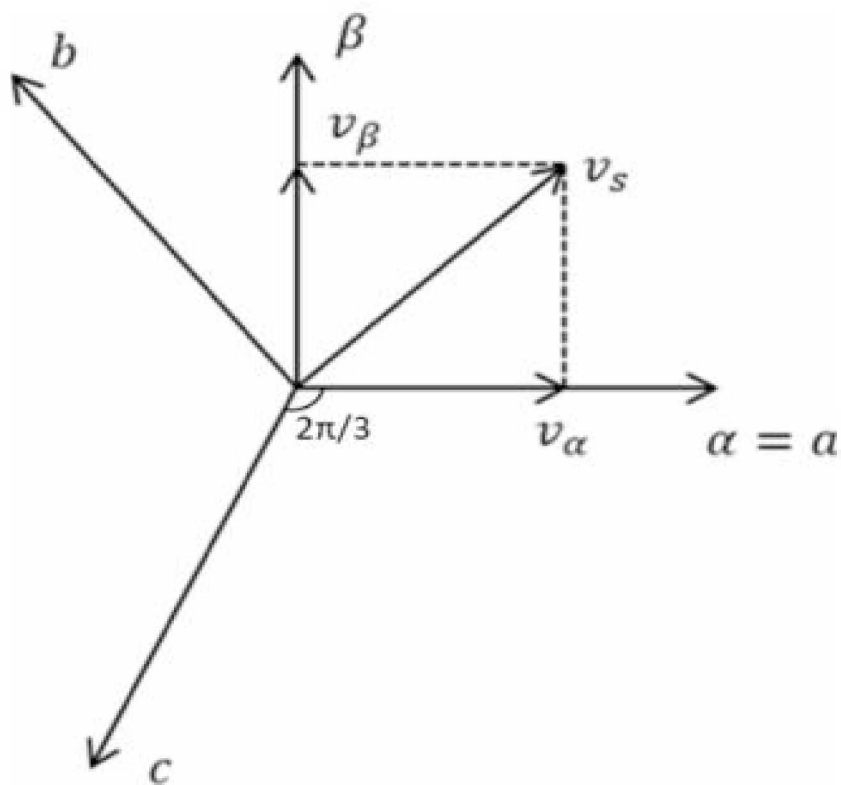


Рисунок 2. Векторна діаграма перетворення Кларка

Це включає концепцію просторових векторів, які можна розглядати як обертові фазори, за винятком того, що фазори складаються з однієї частотної складової.

Складні просторові вектори можуть представляти кілька частот, що дозволяє виконувати математичні операції поза межами стаціонарного стану [2].

Їх можна перетворити на синхронні просторові вектори за допомогою перетворення Парка або dq-перетворення, яке використовує положення ротора та напрямок орієнтації потоку ротора.

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_1 & -\sin\theta_1 \\ \sin\theta_1 & \cos\theta_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}$$

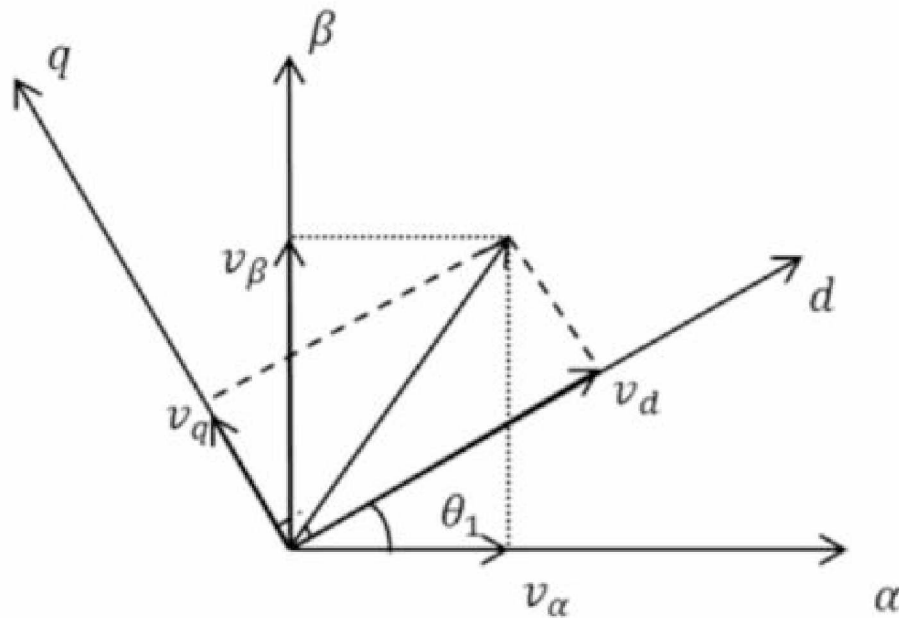


Рисунок 3. Векторна діаграма перетворення Парка

2.2. Модель напруги PMSM

PMSM має таку ж конфігурацію обмотки статора, як і ІМ. Як для ІМ, так і для PMSM рівняння зазвичай називають моделлю напруги.

Згідно з законом індукції Фарадея, рівняння 4 має виконуватися [2].

$$\mathbf{v}_s^s = R_s \mathbf{i}_s^s + \frac{d \boldsymbol{\psi}_s^s}{dt}$$

Напруга, що прикладається до обмоток статора, створює магнітний потік у статорі з одного боку та резистивні втрати з іншого. i_s^s та ψ_s^s позначає струм статора та магнітозчеплення статора.

Виділені змінні вказують на просторові вектори.

У випадку PMSM магнітозчеплення статора має дорівнювати

$$\psi_s^s = L_s \mathbf{i}_s^s + \psi_R^s$$

Де ψ_R^s — потокозчеплення ротора, що створюється постійними магнітами ротора, а L_s — індуктивність статора.

Потокозчеплення ротора безпосередньо пов'язане з обертанням ротора, тому його можна записати в полярній формі, $\psi_R^s = \psi_R e^{j\theta}$ де ψ_R можна вважати постійним.

Взявши похідну за часом від рівняння 5 з постійною величиною, отримуємо

$$\frac{d\psi_s^s}{dt} = L_s \frac{d\mathbf{i}_s^s}{dt} + j\omega_r \psi_R e^{j\theta}$$

Поеднуючи рівняння 4-6, можна виразити динамічну модель PMSM з круглим ротором [2].

$$L_s \frac{d\mathbf{i}_s^s}{dt} = \mathbf{v}_s^s - R_s \mathbf{i}_s^s - j\omega_r \psi_R e^{j\theta}$$

Цю модель можна змодельовати за допомогою еквівалентної схеми, показаної на рис. 4, і вона широко використовується в теорії керування двигунами з PMSM, наприклад, у [6].

Падіння напруги на правій стороні – це змодельована зворотна СМФ, що розсіюється двигуном.

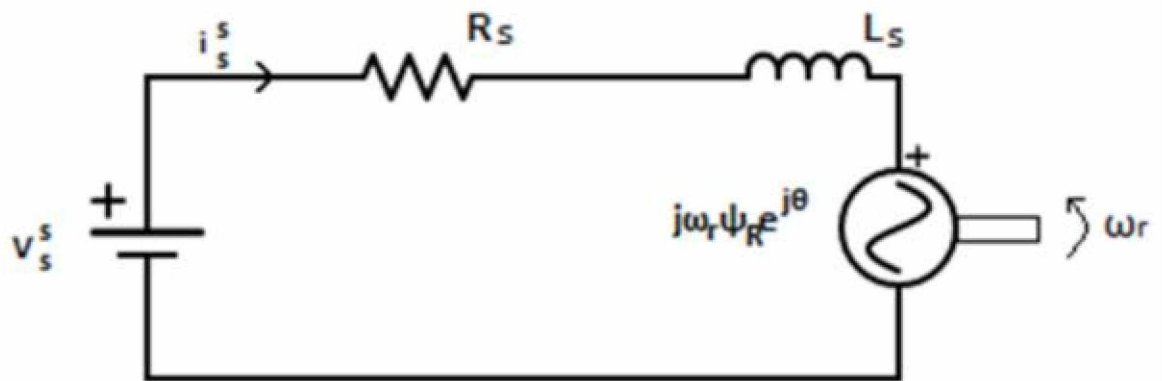


Рисунок 4. Динамічна еквівалентна модель круглороторного PMSM

Рівняння 7 можна виразити у компонентній формі шляхом розкладання L_s на його пряму та квадратичну складові.

$$L_s = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}$$

Отже, компоненти рівняння 8 стають такими, як виражено в рівнянні 9, враховуючи, що ψ_R модуль потоку постійних магнітів ідеально орієнтований виключно вздовж осі d [2].

$$L_d \frac{di_d}{dt} = v_d - R_s i_d + \omega_r L_q i_q$$

$$L_q \frac{di_q}{dt} = v_q - R_s i_q - \omega_r (L_d i_d + \psi_R)$$

Машину з постійними магнітами, встановленими на поверхні, часто вважають невиразною.

Проникність магнітів з високою залишковою індуктивністю близька до повітря, тому її часто називають $L_d \approx L_q$.

Використовуючи потужність, що розсіюється ЕРС, можна виразити механічну потужність.

Проти-ЕРС рівнянь 11 та 12 виражається як.

$$E_d = -\omega_r L_q i_q$$

$$E_q = \omega_r (L_d i_d + \psi_R)$$

Механічну потужність можна виразити як проти-ЕРС, помножену на струми.

Нехтуючи гармоніками та складовими нульової послідовності, електричний момент можна виразити рівнянням 13.

$$P_e = \frac{3}{2K^2} (E_d i_d + E_q i_q) = \frac{3}{2K^2} \omega_r \{ \psi_R i_q + (L_q - L_d) i_q i_d \}$$

Таким чином, електричний крутний момент можна знайти, поділивши рівняння 14 на механічну швидкість $\omega_r = \omega_r/n_p$, що дає рівняння крутного моменту в рівнянні 14.

$$\tau_e = \frac{3n_p}{2K^2} \{ \psi_R i_q + (L_q - L_d) i_q i_d \}$$

У рівнянні 14 можна побачити складову крутного моменту в другому члені.

Це називається моментом реактивності і є наслідком виступаючості ротора.

У випадку не виступаючого ротора цей член зникає, оскільки $L_q - L_d$ він малий або близький до нуля.

					ЕТФ.КНУ.РБ.141.26.248-02	Арк.
						27
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Розділ 3. Складання структури системи керування синхронним двигуном з постійними магнітами та дослідження режимів його роботи

3.1. Базова система приводу на основі двигуна змінного струму

Оскільки PMSM є синхронними машинами, потрібен перетворювач частоти, щоб напруга статора подавалася до положення ротора.

У деяких випадках лінійно підключені PMSM використовуються без перетворювача частоти, замість цього використовуються демпферні обмотки для асинхронного запуску [2].

Частотний перетворювач (ЧП) - це перетворювач змінного струму, який живиться від мережі постійної частоти та перетворює частоту та амплітуду вихідної напруги на стороні двигуна.

Зазвичай це робиться шляхом випрямлення трифазної змінної напруги постійного струму з боку мережі до ланки шини постійного струму.

Ланка постійного струму підключена до трифазного інвертора, який зазвичай складається з тиристорів, IGBT або FET.

У більшості застосувань двигунів використовуються жорсткі за напругою (ємнісні) ланки постійного струму, що досягається шляхом введення шунтованої конденсаторної батареї в ланцюзі постійного струму.

					ЕТФ.КНУ.РБ.141.26.248-02		
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дат	Розділ 3		
Розробив	Берлатий Б.С.						
Перевірів	Касаткіна І.В.						
Реценз.							
Н. Контр.	Касаткіна І.В.						
Затвердив	Пересунько І.І.				КНУ ЕЕМ-22-2		
					Лім.	Лист	Листів
						28	5

У цьому випадку жорсткий за напругою частотно-регульований перетворювач може підтримувати повний двонаправлений потік потужності, дозволяючи двигуну діяти як генератор і подавати живлення назад у мережу [2].

Система керування частотно-регульованим перетворювачем показана на рис. 5.

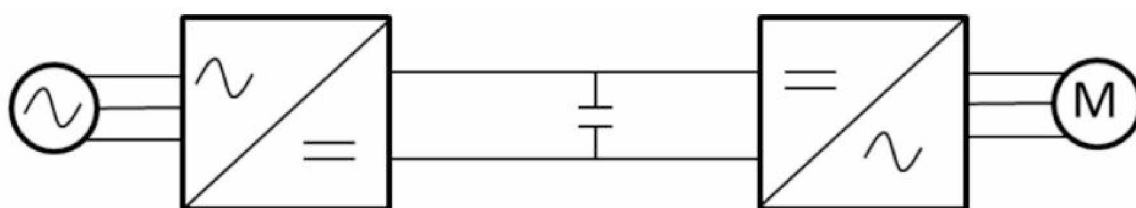


Рисунок 5. Основна концепція електричної схеми системи приводу двигуна

За допомогою керованих тиристорних сигналів для перемикання можна повністю контролювати частоту двигуна.

Таким чином, можна керувати швидкістю та струмом, а також керувати напругою ланки постійного струму та ослабленням поля [2].

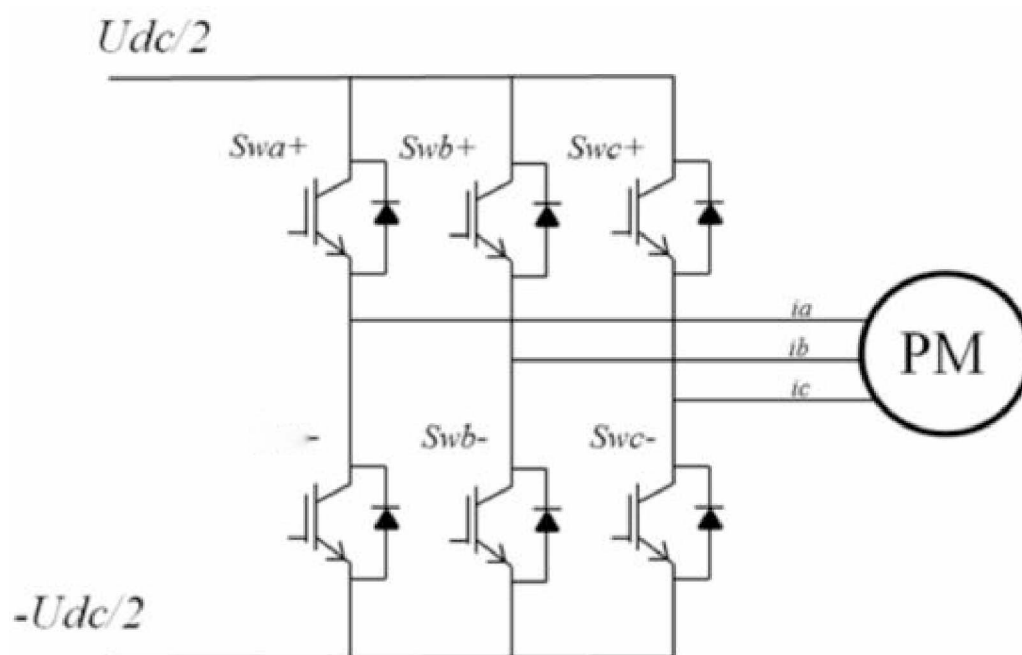


Рисунок 6. Схема інверторного каскаду частотно-регульованого перетворювача з 3-вітковими двошаровими IGBT транзисторами.

На рис. 6 показано компоненти інверторного каскаду та їх підключення до ланки постійного струму та двигуна.

Керуючи затворами ключів у випадку IGBT, можна досягти змінної синусоїдальної трифазної напруги живлення двигуна.

3.2. Основи цифрового керування двигуном

Асинхронні двигуни з прямим онлайн-керуванням або скалярно-керовані асинхронні двигуни домінували в промисловому русі до останніх років.

Однак асинхронні машини з прямим онлайн-керуванням та скалярно-керованим керуванням мають низькі динамічні характеристики.

Зниження ціни та підвищення ефективності силової електроніки дозволяють частіше використовувати частотно-регульований перетворювач (ЧРП) у промислових приводах.

Поряд із цифровою обробкою в реальному часі, можна отримати надійне та динамічно високопродуктивне рішення для приводу, і ця конфігурація стає стандартом для багатьох промислових застосувань [7].

Цифрові процесори, аналого-цифрові перетворювачі та мікросхеми пам'яті є відносно дешевими, надійними та малими.

Розвиток напівпровідників дозволив створити дешеві, малі та надійні системні рішення для цифрового керування та комп'ютерної інженерії [8]. DSP у реалізації керування двигуном виконує кілька завдань: збір даних, обчислення вхідних сигналів керування та керування вихідними сигналами [8]. В керуванні двигуном змінного струму всі ці завдання є обчислювально важкими, вимагають швидких циклів тактування та достатньо великого обсягу пам'яті.

Частотні перетворювачі для PMSM часто керуються FOC або DTC (пряме керування крутним моментом), які є системами керування замкненим контуром, і часто каскадують струм, крутний момент і швидкість.

Отже, система керування вимагає швидкого та точного одночасного аналого-цифрового перетворення та вибірки фазних струмів, що вимірюються [9].

Якщо для оцінки положення використовуються датчики, процесору потрібна додаткова обчислювальна потужність.

Однією з головних проблем під час реалізації цифрового керування є вирішення математичних задач інтегрування процесорів неперервного часу.

Одним із поширених методів інтегрування, який зазвичай використовується, є дискретизація Ейлера за допомогою методу «прямого Ейлера». «Прямий Ейлер» може бути використаний для апроксимації інтегратора неперервного часу функції, $y(t)$ як у рівнянні 15.

$$\frac{dy(t)}{dt} = u(t)$$

Використовуючи час дискретизації системи та попередні ітераційні значення $y(t)$ та $u(t)$.

Надалі дискретизований інтегратор знаходиться за рівнянням 16, де T_s — час дискретизації.

$$y_k = y_{k-1} + T_s u_{k-1}$$

Висновки

Для досягнення поставленої у роботі мети необхідно було виконати такі завдання:

Проаналізувати математичну модель СДПМ у декартовій обертовій системі координат (d, q) , жорстко зв'язаній з ротором двигуна.

Провести математичне моделювання електромагнітних та електромеханічних процесів у СДПМ у системі координат, що обертається синхронно з ротором.

Дослідити та спроектувати систему скалярного керування для низьковимогливих додатків та визначити межі її стійкості.

Розробити структурні та імітаційні моделі класичних і сучасних систем керування: векторного керування з орієнтацією по полю (Field-Oriented Control, FOC) та прямого керування моментом (Direct Torque Control, DTC).

Розробити структуру системи векторного керування (Field-Oriented Control — FOC) із контурами регулювання струмів, швидкості та положення, використовуючи перетворення Кларк і Парка.

Синтезувати контури регулювання струмів, швидкості та потокозчеплення з використанням лінійних ПІ-регуляторів та нелінійних релейних алгоритмів.

Дослідити алгоритм прямого керування моментом (Direct Torque Control — DTC) на базі гістерезисних регуляторів та таблиць перемикання інвертора.

Дослідити ефективність роботи систем у режимах послаблення поля (Flux Weakening) для досягнення швидкостей, вищих за номінальну.

					ЕТФ.КНУ.РБ.141.26.248-02	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		33

Оцінити можливості впровадження бездатчикових (Sensorless) методів визначення положення ротора за допомогою математичних спостерігачів стану.

Здійснити багатокритеріальне оцінювання розроблених варіантів за показниками швидкодії, перерегулювання, величини пульсацій електромагнітного моменту та загального коефіцієнта корисної дії приводу.

Виконати порівняльне оцінювання розроблених варіантів за критеріями динамічної точності, пульсацій моменту, складності апаратної реалізації та вартості.

					ЕТФ.КНУ.РБ.141.26.248-02	Арк.
						34
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Список використаних джерел

1. Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives. CRC Press.
2. Bose, B. K. (2006). Power Electronics and Motor Drives: Advances and Trends. Academic Press.
3. Hughes, A., & Drury, B. (2013). Electric Motors and Drives: Fundamentals, Types and Applications (4th ed.). Newnes.
4. Nam, K. H. (2018). AC Motor Control and Electrical Vehicle Applications (2nd ed.). CRC Press.
5. Vas, P. (2001). Sensorless Vector and Direct Torque Control. Oxford University Press.
6. Casadei, D., Profumo, F., Serra, G., & Tani, A. (2002). FOC and DTC: Two viable schemes for voltage-fed inverter AC drives. IEEE Transactions on Power Electronics, 17(5), 779-787.
7. Vazquez, S., Leon, J. I., Franquelo, L. G., Rodriguez, J., Young, H. A., Marquez, A., & Zanchetta, P. (2014). Model predictive control: A review of its applications in power electronics. IEEE Industrial Electronics Magazine, 8(1), 16-31.
8. Zhu, Z. Q., & Howe, D. (2007). Electrical machines and drives for electric, hybrid, and fuel cell vehicles. Proceedings of the IEEE, 95(4), 746-765.
9. Holtz, J. (2002). Sensorless control of induction motor drives. Proceedings of the IEEE, 90(8), 1359-1394. (Note: Contains fundamental observer principles directly applied to AC drives including PMSM).
10. Morimoto, S., Sanada, M., & Takeda, Y. (2001). Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-

					ЕТФ.КНУ.РБ.141.26.248-02	Арк.
						35
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

performance current regulator. IEEE Transactions on Industry Applications, 37(1), 1084-1090.

11. Lasca, C., Boldea, I., & Blaabjerg, F. (2004). Direct torque control of sensorless interior permanent magnet synchronous motor drives with a sliding-mode observer. IEEE Transactions on Industry Applications, 40(2), 582-590.

12. Foo, G., & Rahman, M. F. (2010). Sensorless direct torque and flux-predictive control of interior permanent-magnet synchronous motor drives at low speeds. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57(1), 275-286.

13. Zaky, M. S., Khater, M. M., Yasin, H., & Shokralla, S. S. (2009). Speed sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motor drives at very low and zero speeds. Simulation Modelling Practice and Theory, 17(10), 1640-1658.

14. Errouissi, R., Ouhrouche, M., Chen, W. H., & Trzynadlowski, A. M. (2012). Robust nonlinear predictive controller for a permanent magnet synchronous motor with an optimized cost function. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 59(7), 2849-2858.

15. Gieras, J. F., & Wing, M. (2002). Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications (2nd ed.). Marcel Dekker.

16. Krause, P. C., Wasynczuk, O., Sudhoff, S. D., & Pekarek, S. (2013). Analysis of Electric Machinery and Drive Systems (3rd ed.). Wiley-IEEE Press.

17. Bose, B. K. (2020). Power Electronics and Motor Drives: Advances and Trends (2nd ed.). Academic Press.

18. Vas, P. (1998). Sensorless Vector and Direct Torque Control. Oxford University Press.

19. Sul, S. K. (2011). Control of Electric Machine Drive Systems. Wiley-IEEE Press.

20. Standard IEEE 141-1993. IEEE Recommended Practice for Electric Power Distribution for Industrial Plants.

21. Standard IEC 60034-25:2014. Rotating electrical machines - Part 25: AC electrical machines fed from power converters.

22. Boldea, I., & Nasar, S. A. (2016). Electric Drives (3rd ed.). CRC Press.

23. Buja, G. S., & Kazmierkowski, M. P. (2004). Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors: a survey. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 51(4), 744-757.

24. Pyrhönen, J., Jokinen, T., & Hrabovcová, V. (2014). Design of Rotating Electrical Machines. Wiley.

25. Lipo, T. A. (2017). Analysis of Synchronous Machines (2nd ed.). CRC Press.

26. Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives. CRC Press.

27. Foo, G., & Rahman, M. F. (2010). Sensorless direct torque and flux control of a permanent magnet synchronous motor drive at standstill and low speed. IEEE Transactions on Power Electronics, 25(3), 584-591.

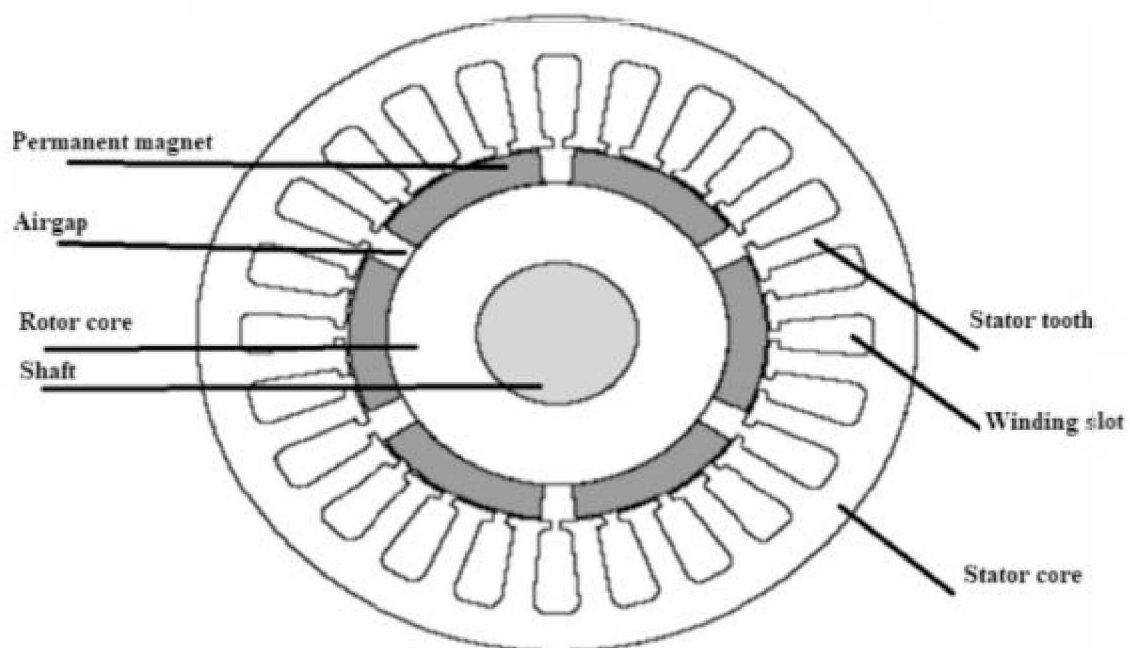
28. Utkin, V., Guldner, J., & Shi, J. (2009). Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems (2nd ed.). CRC Press.

29. Bianchi, N. (2005). Electrical Machine Analysis Using Finite Elements. CRC Press.

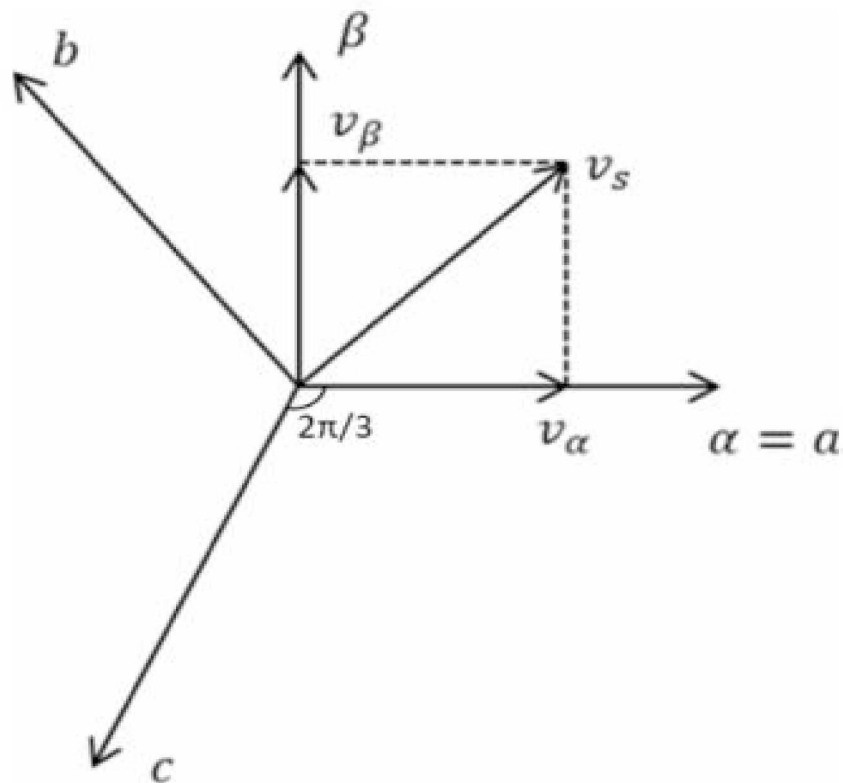
30. Morimoto, S., Sanada, M., & Takeda, Y. (2001). Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motor with high-performance current regulator. IEEE Transactions on Industry Applications, 37(4), 1120-1127.

					ЕТФ.КНУ.РБ.141.26.248-02	Арк.
						37
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Концептуальний поперечний переріз поверхнево встановленого 3-полюсного спареного PMSM

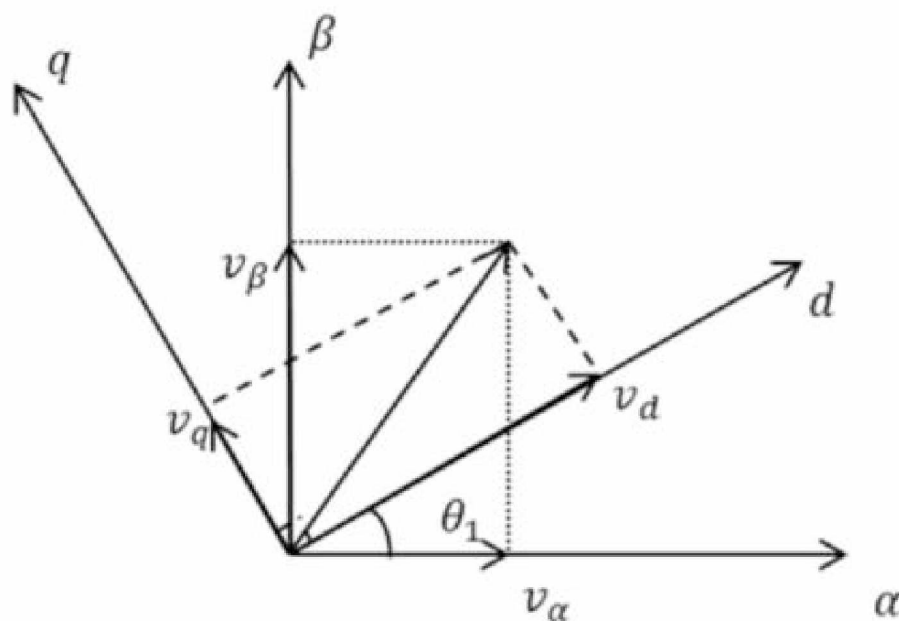


Векторна діаграма перетворення Кларка

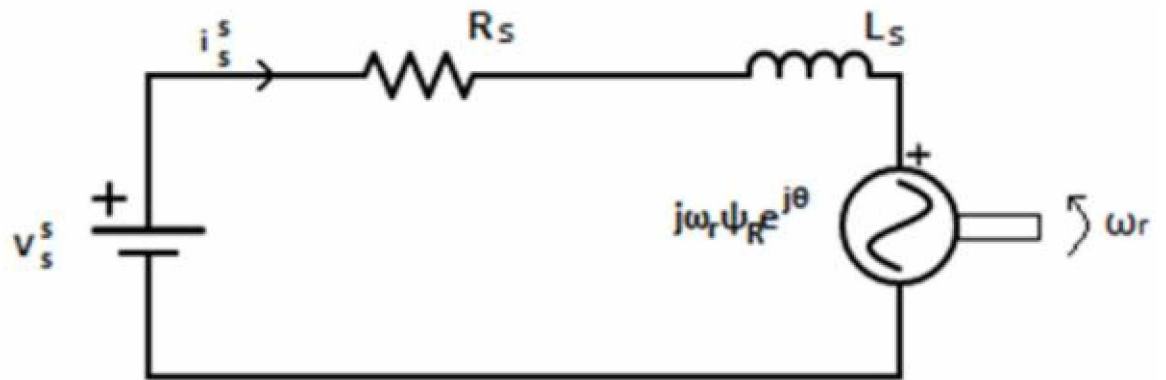


Векторна діаграма перетворення Парка

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_1 & -\sin\theta_1 \\ \sin\theta_1 & \cos\theta_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}$$



Динамічна еквівалентна модель круглороторного PMSM



Основна концепція електричної схеми системи приводу двигуна

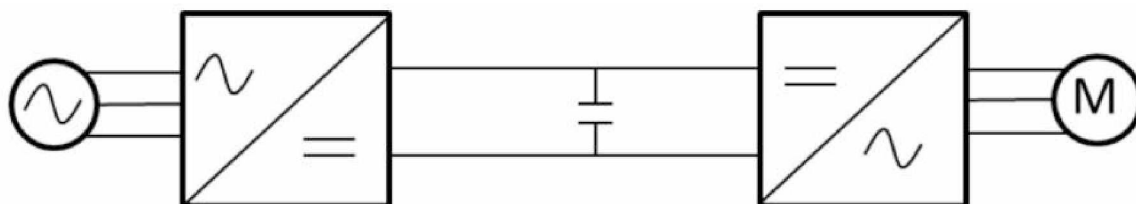


Схема інверторного каскаду частотно-регульованого перетворювача з 3-вітковими двошаровими IGBT транзисторами.

