

Національний університет «Полтавська політехніка імені
Юрія Кондратюка»
(повне найменування закладу вищої освіти)
Навчально-науковий інститут інформаційних технологій і робототехніки
(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))
Кафедра автоматики, електроніки та телекомунікацій
(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

Пояснювальна записка


до кваліфікаційної роботи


магістр.
(ступінь вищої освіти)

на тему

Розроблення та дослідження системи керування електроприводу з покращеними динамічними характеристиками на базі синхронного двигуна

Виконав: студент 2 курсу, групи 601МЕ
спеціальності 141 «Електроенергетика,
електротехніка та електромеханіка»
(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Остапенко А.І. 
(прізвище та ініціали)

Керівник Кожушко Г.М. 
(прізвище та ініціали)


Рецензент Кислиця С.Г.
(прізвище та ініціали)

Полтава - 2025 рік

Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка»
 Інститут Навчально-науковий інститут інформаційних технологій та
 робототехніки
 Кафедра Автоматики, електроніки та телекомунікацій
 Ступінь вищої освіти Магістр
 Спеціальність 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри автоматки,
 електроніки та телекомунікацій


 О.В. Шефер
 « 02 » 09 2024 р.

З А В Д А Н Н Я НА МАГІСТЕРСЬКУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Остапенку Андрію Івановичу

1. Тема проекту (роботи) «Розроблення та дослідження системи керування електроприводу з покращеними динамічними характеристиками на базі синхронного двигуна»
 керівник проекту (роботи) Кожушко Григорій Мефодійович, д.т.н., проф.
 затверджена наказом вищого навчального закладу від «09»08.2024 року № 818-ф.а
2. Строк подання студентом проекту (роботи) 19.12.2024 р.
3. Вихідні дані до проекту (роботи) синхронний двигун з постійними магнітами
4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Вступ. Аналіз стану теоретичних досліджень і практичних розробок сучасних електроприводів на базі синхронних двигунів з постійними магнітами. Математичний опис синхронного електродвигуна з постійними магнітами. Розробка алгоритмів управління синхронним двигуном з постійними магнітами. Управління з використанням широтно-імпульсної модуляції. Дослідження алгоритмів управління синхронним двигуном з постійними магнітами. Дослідження алгоритму управління з урахуванням інвертора з безпосереднім управлінням ключами. Висновки.
5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)
 - 1) Схема заміщення двофазного синхронного двигуна з постійними магнітами
 - 2) Структурна схема СДІМ у нерухомій системі координат
 - 3) Структурна схема СДІМ у системі координат, що обертається

- 4) Структурна схема електроприводу при поліорієнтованому управлінні на базі СДПМ
- 5) Функціональна схема електроприводу на базі СДПМ при прямому керуванні моментом
- 6) Блок-схема електроприводу із СДПМ та ШІМ інвертором
- 7) Блок-схема імітаційної моделі електроприводу з СДПМ з керування формуючим стан ключів інвертора
- 8) Плакати дослідної частини;
- 9) Висновки по роботі.

6. Дата видачі завдання 02.09.2024 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

Пор. №	Назва етапів магістерської роботи	Термін та обсяг виконання етапів роботи			Примітки (плакати)
		Дата	Квартал	Відсоток	
1	Аналіз стану теоретичних досліджень і практичних розробок сучасних електроприводів на базі синхронних двигунів з постійними магнітами.	07.10.24		15%	Пл. 1
2	Математичний опис синхронного електродвигуна з постійними магнітами.	16.10.24	I	25%	Пл. 2
3	Розробка алгоритмів управління синхронним двигуном з постійними магнітами.	05.11.24		40%	Пл. 4
4	Управління з використанням широтно-імпульсної модуляції	12.11.24		50 %	Пл. 5
5	Дослідження алгоритмів управління синхронним двигуном з постійними магнітами	19.11.24	II	60%	Пл. 6
6	Дослідження алгоритму управління з урахуванням інвертора з безпосереднім управлінням ключами	26.11.24		70%	Пл. 7
7	Моделювання і дослідження динаміки системи автоматизованого управління	11.12.24		90%	Пл. 9
8	Оформлення пояснювальної записки	19.12.24	III	100%	Пл. 10

Магістрант Дані Остапенко А.І.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник роботи Г.М. Кожушко Г.М.
(підпис) (прізвище та ініціали)

ЗМІСТ

	стор.
ВСТУП	5
1. Аналіз стану теоретичних досліджень і практичних розробок сучасних електроприводів на базі синхронних двигунів з постійними магнітами.....	7
1.1. Особливості використання електроприводів на базі синхронних електродвигунів із постійними магнітами.....	7
1.2. Методи керування синхронними двигунами із постійними магнітами.....	13
2. Математичний опис синхронного електроприводу.....	20
2.1. Методи математичного опису.....	20
2.2. Математичний опис синхронного електродвигуна з постійними магнітами.....	24
2.3. Існуючі системи керування електроприводом на базі синхронного двигуна з постійними магнітами.....	31
3. Розробка алгоритмів управління синхронним двигуном з постійними магнітами.....	39
3.1. Постановка задачі.....	39
3.2. Управління з використанням широтно-імпульсної модуляції	45
3.3. Управління з безпосереднім керуванням станом ключів	51
4. Дослідження алгоритмів управління синхронним двигуном з постійними магнітами.....	55
4.1. Дослідження алгоритмів управління з урахуванням ШІМ інвертора.....	55
4.2. Дослідження алгоритму управління з урахуванням інвертора з безпосереднім управлінням ключами.....	68
4.3. Порівняльний аналіз різних способів управління.....	75
Висновки.....	82
Література.....	83
Додатки.....	86

ВСТУП

Актуальність теми. Використання синхронних двигунів із постійними магнітами (СДПМ) є одним із перспективних напрямків розвитку електроприводу. Дані двигуни вже зараз випускаються у дуже великому діапазоні потужностей, від одиниць ват до десятків мегават. Перевагою цих двигунів перед іншими типами двигунів є: малі габарити, можливість працювати з високою кутовою швидкістю, малий момент інерції ротора, малі електромеханічні та електромагнітні постійні часу, що дозволяє реалізувати на їх базі високодинамічні регульовані електроприводи. Перераховані переваги синхронних двигунів з постійними магнітами роблять їх застосування привабливими в різних областях, у тому числі і в робототехніці, де потрібне поєднання таких якостей, як високий момент, малі маси та габарити, висока швидкодія.

Якщо масогабаритні показники синхронних двигунів з постійними магнітами формуються на стадії проектування двигуна, динамічні характеристики визначаються великою мірою системою управління.

Як показує аналіз наявних робіт, при розробці систем управління СДПМ виникає суперечність між швидкодією електроприводу та рівнем пульсацій електромагнітного моменту.

Великий обсяг наукових праць у цьому напрямі і той факт, що інтенсивність публікацій до цього часу не знижується, говорить про те, що питання розробки алгоритмів керування синхронним двигуном із постійними магнітами досі остаточно не вирішене і актуальне.

Об'єктом дослідження процеси автоматизованого керування електроприводу синхронного двигуна з постійними магнітами для високодинамічного технологічного устаткування.

Предметом дослідження є алгоритми керування електроприводом із СДПМ та його динамічні характеристики.

Метою магістерської роботи є покращення динамічних характеристик контуру регулювання моменту електроприводу на базі синхронного двигуна з постійними магнітами для підвищення швидкодії електроприводу.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити такі завдання:

1. Розробити алгоритми керування електроприводом із СДПМ, що забезпечують високу швидкодію та низький рівень пульсацій електромагнітного моменту.
2. Створити імітаційну модель регульованого електроприводу на базі синхронного двигуна з постійними магнітами для дослідження електроприводу в динамічних режимах з розробленими алгоритмами управління.
3. Провести аналіз впливу часу дискретизації системи керування електроприводом на величину пульсацій електромагнітного моменту.

1. АНАЛІЗ СТАНУ ТЕОРЕТИЧНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ І ПРАКТИЧНИХ РОЗРОБОК СУЧАСНИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ НА БАЗІ СИНХРОННИХ ДВИГУНІВ З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ

1.1. Особливості використання електроприводів на базі синхронних електродвигунів із постійними магнітами

Регульований електропривод знаходить все більше застосування в промисловості та різних технологічних машинах. Його використання дозволить забезпечити автоматизацію багатьох технологічних процесів, отримати складний рух промислових машин, знизити енергоспоживання у різних галузях діяльності людського суспільства.

Ще наприкінці минулого століття домінуючим електроприводом у тих установках, де потрібно було в широкому діапазоні регулювати швидкість, був електропривод постійного струму. Головним недоліком електроприводів постійного струму завжди була наявність колекторно-щіткового апарату електричної машини, що потребує особливого обслуговування, при неправильній експлуатації знижує експлуатаційну надійність машини та обмежує динамічні характеристики електроприводу в цілому. Тому в 90-х роках минулого століття, з розвитком мікропроцесорної та силової напівпровідникової техніки, регульовані електроприводи постійного струму стали витіснятися безколекторними регульованими електроприводами змінного струму на базі автономного інвертора напруги. Насамперед це система (перетворювач частоти-асинхронний двигун), що забезпечує необхідні характеристики руху виконавчого органу більшість технологічних машин. У той же час є ряд механізмів, де певні характеристики такої системи незадовільні, і як альтернатива їм знаходять застосування регульовані електроприводи на базі синхронних електродвигунів із постійними магнітами (СДПМ).

Машини з постійними магнітами винайшли ще на початковому етапі розвитку електромеханіки. Однак широкого застосування вони отримали протягом останніх десятиліть у зв'язку з розробкою нових матеріалів для постійних магнітів з великою питомою магнітною енергією (наприклад, сплавів на основі самарію та кобальту). Синхронні машини з такими магнітами за своїми масогабаритними показниками та експлуатаційними характеристиками у певному діапазоні потужностей та частот обертання цілком можуть конкурувати з синхронними машинами, що мають електромагнітне збудження.

У СДПМ магнітне поле ротора формується за допомогою постійних магнітів. Завдяки відсутності обмотки збудження у СДПМ відсутні втрати на збудження та контактні кільця. Вони мають високий ККД, їх надійність значно вища, ніж у звичайних синхронних машин з обмоткою збудження. Крім того, вони практично не потребують обслуговування протягом усього терміну служби [1-2].

Постійні магніти можуть замінювати обмотку збудження як у багатофазних синхронних машинах звичайного виконання, так і у всіх спеціальних виконаннях. СДПМ відрізняються від аналогів з електромагнітним збудженням конструкцією індукторних магнітних систем. Аналогом ротора звичайної синхронної неявнополусної машини є циліндричний кільцеподібний магніт, що намагнічується в радіальному напрямі (рис. 1.1, а).

Для опису електромагнітних процесів у синхронних машинах із постійними магнітами цілком придатна теорія синхронних машин із електромагнітним збудженням. Однак, для того, щоб скористатися цією теорією і застосувати її для розрахунку характеристик синхронної машини з постійними магнітами в генераторному або руховому режимі, потрібно заздалегідь визначити по кривій розмагнічування постійного магніту ЕРС холостого ходу E_f або коефіцієнт збудженості $\varepsilon = E_f / U$ і розрахувати

індуктивні опори X_{ad} та X_{aq} з урахуванням впливу магнітного опору магніту, яке може бути настільки суттєвим, що $X_{ad} < X_{aq}$.

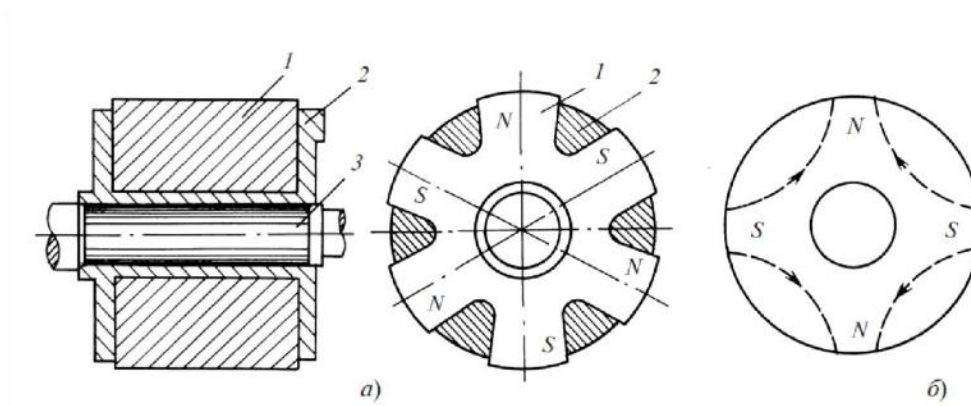


Рисунок 1.1. Індукторні магнітні системи з циліндричним та зіркоподібними магнітами: *а* - зіркоподібний магніт; *б* - чотириполюсний циліндричний магніт.

Основними перевагами електроприводу на базі СДПМ є [6]:

1. Безконтактність та відсутність вузлів, які потребують обслуговування. Відсутність у СДПМ ковзних електричних контактів істотно підвищує їх ресурс та надійність порівняно з електричними двигунами постійного струму або асинхронними двигунами з явно вираженою обмоткою на роторі.
2. Велика перевантажувальна здатність по моменту (короткочасна кратність максимального моменту дорівнює 5 і більше).
3. Висока швидкодія, обумовлена відносно малою величиною електромагнітної та механічної інерційності.
4. Високі енергетичні показники (ККД та $\cos \varphi$). Показники ККД вентильних двигунів перевищують 90% і дуже мало змінюються при зміні навантаження двигуна за потужністю і при коливаннях напруги мережі живлення, у той час як у асинхронних електродвигунів максимальний ККД становить не більше 86% і залежить від змін навантаження.

5. Мінімальне значення струмів холостого ходу та робочих струмів, що дозволяє досить точно вимірювати навантаження двигуна та оптимізувати режим роботи.
6. Практично необмежений діапазон регулювання частоти обертання (1:10000 і більше) та можливість регулювання частоти обертання за різними законами.
7. Низький перегрів СДПМ збільшує термін служби електроприводу, оскільки збільшується ресурс ізоляційних матеріалів, що працюють за нижчих температур. Цей фактор дозволяє електроприводу працювати в нестандартних режимах з можливими перевантаженнями.
8. Мінімальні масогабаритні показники за інших рівних умов.
9. Значний термін служби (напрацювання на відмову становить 10 000 год і більше), надійність. Ресурс електродвигуна та всього агрегату збільшується також за рахунок можливості оптимізації режимів роботи зі швидкістю та навантаженням.
10. Можливість високошвидкісного виконання.

Наведені вище переваги електроприводів на базі СДПМ роблять його перспективним у таких галузях як [19, 28]:

- сервоприводи роботів та маніпуляторів;
- приводи подачі та головного руху металорізальних верстатів та координатних пристроїв;
- автоматичні лінії з обробки різних матеріалів або збирання виробів;
- пакувальні машини;
- друкарські машини, принтери та плотери;
- намотувальні та стрічкопротяжні механізми;
- прецизійні системи стеження та наведення;
- авіаційна техніка;
- медична техніка;
- тяговий електропривід електричного транспорту;

- приводи кермового управління літальних та підводних апаратів, автомобілів;
- гірничі машини;
- турбомеханізми;
- побутова техніка та ін.

Електроприводи на базі СДПМ малої та середньої потужності є особливо привабливими для їх використання у складі сервоприводів. При цьому СДПМ забезпечує відносно малі габарити, хороші енергетичні показники та малу інерційність. У той же час, швидкий і точний рух виконавчого органу сервоприводу неможливий без якісної системи управління. На рис. 1.2. наведено спрощену структуру сервоприводу на базі СДПМ.

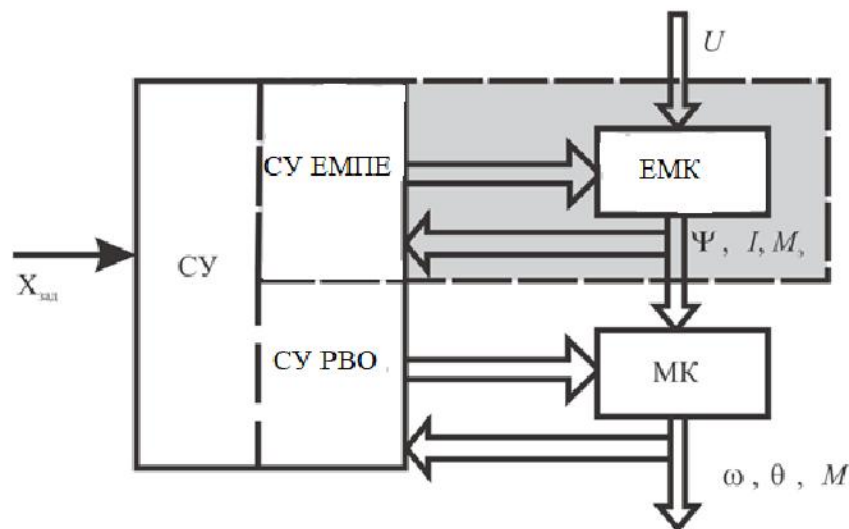


Рисунок 1.2. Структура сервоприводу з урахуванням СДПМ:

СУ – система управління; СУ ЕМПЕ - система управління електромеханічного перетворення енергії; СУ РВО – система управління рухом виконавчого органу; ЕМК – електромагнітні координати; МК – механічні координати; U – вектор напруги на статорній обмотці; I - Вектор струму статора; Ψ – вектор потоку; M_e – електромагнітний момент; ω – кутова швидкість на валу; θ – кут положення ротора; M – момент на валу.

У цій структурі поділено процес, який протікає всередині електродвигуна і, відповідно, частина системи управління електромеханічним перетворенням енергії, тобто процес формування механічних координат. Цей поділ зроблено з тих міркувань, що процес електромеханічного перетворення енергії визначається, насамперед, типом електродвигуна і не залежить від механізму, що приводиться в рух. Формування ж механічних координат великою мірою визначається типом механізму, конфігурація якого може бути різноманітною. При цьому рух виконавчого органу електроприводу з одного боку визначається конфігурацією механізму, а з іншого – керуючим впливом, яким для механічної підсистеми електроприводу є електромагнітний момент.

В результаті систему управління можна розділити на систему управління процесом електромеханічного перетворення енергії, що формує електромагнітний момент, і систему управління механічними координатами, що забезпечує рух виконавчого органу по заданій траєкторії. Швидке та точне відпрацювання моменту при цьому забезпечуватиме якісніше відстеження сервоприводом необхідної траєкторії руху. Якщо частотний склад змінного навантаження, статичного і динамічного, що діє на електропривод буде меншим за смугу пропускання електромагнітного моменту, то контур регулювання електромагнітного моменту можна розглядати як безінерційне джерело моменту [14], що дозволить суттєво спростити синтез алгоритмів управління механічними координатами сервоприводу зі складними кінематичними схемами.

Таким чином, окремим завданням удосконалення електроприводів на базі СДПМ можна розглядати розробку алгоритмів управління електромагнітним моментом СДПМ, що забезпечують високу точність та швидкодію регулювання.

1.2. Методи керування синхронними двигунами із постійними магнітами

Інтерес до питання регулювання координат синхронного двигуна простежується протягом останніх десяти років, протягом яких багато авторів проводили розробку та дослідження різних типів синхронних двигунів із постійними магнітами.

У [12] показано, що використання постійних магнітів у синхронних двигунах з явно вираженими полюсами для регульованих електроприводів покращують їх характеристики стосовно інших класів машин змінного струму. Вони надійніші, здатні забезпечити більшу потужність при відносно малих габаритах, можуть працювати на високих швидкостях у руховому та генераторному режимах, енергетично ефективні у широкому діапазоні швидкостей.

У [10] були розглянуті перспективи розвитку електроприводів на базі СДПМ та подано еквівалентні моделі електричних схем для таких двигунів, а також методи визначення їх параметрів. Порівняння результатів моделювання з проведеними експериментами підтвердило адекватність їхньої моделі.

У [11-12] класифіковано синхронні двигуни на два типи: синхронні двигуни з постійними магнітами (СДПМ) та безщіткові двигуни постійного струму (БДПС). СДПМ має синусоїдальну проти-ЕРС і для нього потрібно формувати синусоїдальний струм статора для отримання постійного моменту, що крутить, а БДПС має трапецеїдальну проти-ЕРС і працює з прямокутними струмами статора для отримання постійного крутного моменту.

СДПМ дуже схожий на синхронний двигун з неявно вираженими полюсами, у якого замість обмотки збудження використовується постійний магніт.

Модель СДПМ може бути отримана з відомої моделі синхронної машини. Рівняння СДПМ виводяться в dq системі координат жорстко пов'язаної з ротором. Обмотка збудження з моделі виключається через її відсутність, а потік ротора вважається незмінним, через особливості розташування системи координат.

Подання рівнянь СДПМ у системі координат dq є основним способом опису його роботи. Такий опис забезпечує наочність процесів, що протікають в обмотках статора. Дійсні струми та напруги статора у наведеній двофазній нерухомій системі координат пов'язані з роторними величинами однозначним перетворенням. Ці перетворення ґрунтуються на припущенні про симетричність електричних та магнітних ланцюгів усіх обмоток. Крім системи координат dq іноді застосовується система координат $\alpha\beta$ при цьому значення індуктивності обмоток статора пов'язане тригонометричними залежностями з кутовим положенням ротора.

Існує також просторова модель СДПМ, яка враховує втрати енергії [14, 17, 20]. На базі цієї моделі були запропоновані методи оцінки параметрів двигуна, що змінюються, в процесі роботи.

Моделі різних типів синхронних двигунів у порівнянні з асинхронними двигунами наведено в [19, 21], де отримано модель основних полюсів синхронного двигуна, а всі рівняння виведені в системі координат dq і представлені у вигляді матриці. Еквівалентна схема двигуна при цьому включала демпфуючу обмотку і була представлена як джерело постійного струму.

Розроблені у 80-х роках минулого століття математичні моделі СДПМ згодом були реалізовані у вигляді комп'ютерних програм, у тому числі у вигляді блоків середовища Matlab Simulink, ефективність та адекватність яких відзначається в багатьох роботах [15, 17].

Електропривод на базі СДПМ, як об'єкт управління, не має істотних відмінностей від електроприводу на базі синхронного двигуна з обмоткою

збудження розташованої на індукторі, тому методи керування синхронним двигуном прийнятні і для СДПМ.

Розвиток принципів управління електроприводу із СДПМ обумовлюється розвитком теорії та методів управління, а також удосконаленням апаратної бази електроприводу. Реалізація управління СДПМ з урахуванням параметрів самого двигуна, наявністю датчиків кутового положення ротора, типом перетворювача та обчислювальною потужністю контролера дозволяє судити про ефективність використовуваних алгоритмів [22].

Один із перших способів управління синхронними двигунами на базі напівпровідникового перетворювача отримав назву вентильного двигуна [6, 15], який також називають безколекторним двигуном постійного струму з збудженням від постійних магнітів. Враховуючи, що комутація ключів вентильного двигуна жорстко пов'язана зі становищем ротора, напруга, що прикладається до фаз двигуна при його роботі, має трапецоїдну форму. Цей спосіб управління досить простий у реалізації і має хорошу швидкодію, але йому притаманні великі пульсації моменту.

Для підвищення якості управління сучасні СДПМ, як правило, живляться від автономного інвертора напруги, що формує відповідно до поточного стану двигуна вектор напруги, необхідний досягнення мети управління.

При формуванні вектора напруги можна домогтися розподілу потоку статора близького до синусоїдальної форми, тому для СДПМ знайшли застосування ті ж методи управління, які використовуються для асинхронних двигунів [7, 10, 18, 21]. До таких методів насамперед відносяться полеорієнтоване управління та пряме управління моментом. В результаті проведених досліджень вони показали, що рівень пульсацій електромагнітного моменту при поліорієнтованому управлінні істотно менший, ніж при використанні алгоритмів керування вентильними двигунами з датчиками Холла.

Загальним недоліком всіх систем поліорієнтованого управління СДПМ, що розглядаються, є невисока швидкодія регулювання моменту в порівнянні з прямим управлінням моментом (ПУМ), що звужує область їх застосування у високоточних динамічних електроприводах.

В електроприводах, що вимагають високої швидкодії регулювання, набули поширення СДПМ з прямим керуванням моментом. Основним принципом прямого управління моментом є вибір відповідного вектора напруги в залежності від положення вектора магнітного потоку ротора, різниці між заданим і реальним моментом, [30].

Пряме управління моментом має такі переваги, як хороша швидкодія по моменту, високий електромагнітний момент при низьких швидкостях. Наприклад, у роботі [17] представлені таблиці перемикачів для прямого управління моментом, використання яких сприяє зниженню рівня пульсацій та моменту опору на валу двигуна.

Крім полеорієнтованого і прямого управління моментом, для систем керування електроприводів з СДПМ можуть використовуватися інші способи, засновані на застосуванні теорії автоматичного управління. Наприклад, у роботі [13] розглядається застосування методу швидкісного градієнта, а [32, 34] теорії синергетичного управління. Дані роботи мають як недолік невисоку швидкість. В [33] розглядається застосування ковзних режимів для управління СДПМ, відмінною особливістю яких є можливість втрати стійкості роботи, а також високі пульсації електромагнітного моменту.

З метою забезпечення підвищених швидкостей при роботі з малими навантаженнями [16] запропоновані алгоритми управління що дозволяють послаблювати головний магнітний потік. Дослідження, проведені авторами, показали робастність системи управління по відношенню до параметрів двигуна і стійку роботу при переходах від номінального потоку до ослабленого і назад, з високою швидкістю.

Ще однією роботою, що пропонує нестандартний регулятор швидкості, є методика, де застосовується модульний підхід до управління швидкістю СДПМ. На основі функціонування окремих регуляторів модульний підхід дозволив реалізувати інтелектуальний та надійний регулятор, який дозволяє легко замінити будь-який існуючий регулятор, що працює недостатньо якісно, зберігши інші регулятори, які ефективні. Вперше було проведено аналіз стійкості пропорційно-інтегрального (ПІ) регулятора швидкості у звичайній системі управління СДПМ. Потім було показано, що звичайні регулятори СДПМ не можуть виключити пульсації електромагнітного моменту, які були основною перешкодою використання СДПМ як високопродуктивного сервоприводу. У запропонованих регуляторах це було досягнуто шляхом запровадження модуля з ітераційним навчанням. Цей модуль здійснює циклічний запис моменту та поточних сигналів керування за один повний цикл, а потім використовує ці сигнали для оновлення поточного завдання наступного циклу. Як наслідок, пульсації моменту, що крутить, можуть бути значно знижені. Для того щоб оцінити пульсації моменту, також було запропоновано модуль оцінки, що використовує ковзні режими. Спостерігач отримав подальший розвиток з метою сприяння здійсненню регулювання моменту. Пропонована система управління була оцінена моделюванням у режимі реального часу та експериментальними результатами, що підтвердили її ефективність.

Достатньо потужним напрямом у розвитку електроприводів на базі СДПМ є побудова бездатчикових систем, що дозволяють відмовитися від застосування додаткових механічних пристроїв, що встановлюються на валу двигуна. Основними оцінюваними координатами таких електроприводів є швидкість і кутове положення ротора. Для побудови спостерігачів використовується велика різноманітність різних підходів.

Одним із таких підходів є застосування розширеного фільтра Калмана [14, 15], який дозволяє проводити оцінку параметрів та змінних величин двигуна в умовах випадкового характеру зовнішніх впливів. Так, у [17, 18]

наведено оцінку швидкості, положення ротора та моменту навантаження при прямому управлінні моментом СДПМ на основі розширеного фільтра Калмана. Розроблено модель СДПМ та фільтру Калмана в Matlab Simulink. Пропоновані спостерігачі швидкості виявилися нечутливими до змін параметрів двигуна. Результати моделювання продемонстрували хорошу продуктивність та надійність. Недоліком таких систем є необхідність використання істотних обчислювальних ресурсів контролера.

Ще одним варіантом побудови бездатчикових електроприводів на базі СДПМ є адаптивні системи [17]. Наприклад, широко поширене застосування адаптивної системи з моделлю, що налаштовується, проте для цих систем так само істотним недоліком є велике обчислювальне навантаження на контролер.

Висновки по розділу 1

Результати проведеного аналізу стану теоретичних досліджень та практичних робіт показали, що:

1. Завдяки вельми сприятливим властивостям на вигляд механічних і регулювальних характеристик, відсутності ковзаючих електричних контактів, відсутності втрат на збудження та можливостям ефективного охолодження, СДПМ є одним з перспективних виконавчих елементів сучасного електроприводу.

2. Застосування сучасних магнітотвердих матеріалів дозволило створювати СДПМ, здатні конкурувати за масогабаритними та енергетичними показниками з машинами з електромагнітним збудженням у широкому діапазоні потужностей та частот обертання, а за питомим показником як величина електромагнітного моменту на одиницю маси СДПМ практично немає рівних серед різноманітних типів.
3. Найбільш поширеними для побудови систем керування електроприводів на базі СДПМ є полеорієнтоване керування та пряме керування моментом.
- 4.

Найбільшою швидкодією цих двох способів володіє пряме управління моментом, що дозволяє використовувати його у високоточних і динамічних електроприводах, в яких потрібна висока швидкодія.

5. Найбільш істотним недоліком систем з прямим управлінням моментом є високі пульсації електромагнітного моменту, що знижують показники регулювання електроприводу.

Виходячи з цього, можна сформулювати наступні основні завдання, які вирішуються у роботі:

1. На базі розробленої імітаційної моделі електроприводу з СДПМ проаналізувати швидкодію контуру регулювання моменту і рівень пульсацій моменту СДПМ в системах, що зарекомендували себе з полеорієнтованим управлінням і прямим управлінням моментом.

2. Проаналізувати вплив часу дискретизації системи керування електроприводом та параметрів СДПМ на величину пульсацій електромагнітного моменту.

3. Розробити алгоритми управління електроприводом з СДПМ, що забезпечують швидкодію порівнянну із системами прямого управління моментом при рівні пульсацій, характерному поліорієнтованому управлінню.

4. Оцінити адекватність математичної моделі, що використовується при синтезі та аналізі системи управління шляхом експериментальних досліджень з урахуванням особливостей технічної реалізації системи управління електроприводом з СДПМ.

2. МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС СИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

2.1. Методи математичного опису

Для синхронних машин з постійними магнітами характерні значний повітряний проміжок і низький ступінь насичення. Тому при розгляді часто використовуються моделі без урахування нелінійності магнітного ланцюга.

У модель синхронного електромеханічного перетворювача без урахування насичення вводиться ряд припущень, що дозволяють застосувати принцип суперпозиції до опису магнітних полів від різних джерел та забезпечити розуміння основних закономірностей перетворення енергії в цій машині:

1. Магнітно-м'який матеріал магнітопроводу має нескінченну магнітну проникність;
2. Відсутність насичення робить усі зосереджені електричні параметри незалежними від електричних змінних;
3. Реальні обмотки та постійні магніти замінюються еквівалентними струмовими шарами, що створюють необхідне значення та форму напруженості або магніторушійних сил магнітного поля в рівномірному повітряному зазорі машини;
4. Запасена магнітна енергія, що використовується для опису електричної машини, розглядається лише як статична енергія магнітного поля;
5. Енергія електростатичного поля вважається дуже малою;
6. Електричні поля, що виникають при зміні часу магнітних полів або відносному русі в магнітному полі, не враховуються при обчисленні запасеної магнітної енергії; вони виникають під час виведення диференціальних рівнянь руху машини;
7. Крайові ефекти на межах зубцевих зон (явно виражених полюсів) відсутні;

8. Постійний магніт є ідеальним джерелом напруженості магнітного поля і є нескінченно тонкою пластиною;
9. Втрати сталі відсутні;
10. Магнітна проникність повітряного зазору представляється у вигляді добутку магнітної проникності статора та ротора [12].

У цьому випадку передбачається, що зубчасті структури є на внутрішній стороні циліндричного статора і зовнішньої поверхні циліндричного ротора. Відносна магнітна проникність повітряного зазору між зубчастою структурою статора і поверхнею ротора μ_1 апроксимується в припущенні, що поверхня ротора гладка:

$$\mu_1 = \mu_{10} + \sum_{k=1}^{\infty} \mu_{1k} \cos k\theta_1, \quad (2.1)$$

Для зубчастої структури ротора відносна магнітна проникність повітряного зазору між зубчастою структурою ротора і поверхнею статора μ_2 визначається припущенні гладкої робочої поверхні статора:

$$\mu_2 = \mu_{20} + \sum_{l=1}^{\infty} \mu_{2l} \cos k\theta_2, \quad (2.2)$$

де $\theta_1 = z_{\text{п}} \theta_{1\text{мех}}$; $\theta_2 = z_{\text{п}} \theta_{2\text{міх}}$; $z_{\text{п}}$ - число пар полюсів;

$\theta_1, \theta_{1\text{мех}}, \theta_2, \theta_{2\text{мех}}$ - електричні та механічні кутові координати

статора та ротора;

$\theta = \theta_1 - \theta_2$ – електричний кут неузгодженості магнітних полів статора та ротора (або електрична координата ротора).

Для кожної зубчастої структури МДС магнітного поля постійного магніту та струмових шарів не залежить від структури повітряного зазору, тобто. реальний повітряний зазор замінюється рівномірним еквівалентним зазором. Зубчасті структури враховуються лише при обчисленні індукції у робочому зазорі:

$$B = \mu_0 \mu_2 \mu_1 H, \quad (2.3)$$

де B - магнітна індукція; H - напруженість магнітного поля;

μ_0 - магнітна проникність вакууму.

Таким чином, представляючи відносні магнітні проникності зубчастих структур МДС обмоток і постійних магнітів у вигляді рядів Фур'є, можна отримати наближену картину розподілу магнітного потоку (індукції) в повітряному зазорі. Ця картина дозволить надалі з'ясувати вплив джерел МДС та зубчастої структури статора та ротора на електромагнітний момент машини.

Для спрощення аналітичного трактування рівнянь синхронної машини також часто застосовується перетворення змінних, що пов'язані з рухомою системою координат. При цьому широко використовується проміжне перетворення ідеальної багатофазної машини до двофазної моделі, що відображає фундаментальні властивості синхронних електромеханічних перетворювачів [12, 16].

Відомі різні варіанти перетворення координат. Найчастіше використовується метод, інваріантний по амплітуді, так як він може застосовуватися безпосередньо при цифровій реалізації управління електромеханічним перетворювачем.

Перетворення струмів, напруг і потокозчеплень цим методом проводиться за таких припущень:

- насичення відсутнє;
- машина симетрична (відсутня напруга або струми нульової послідовності).

Перетворення змінних Z_{abc} із трифазної нерухомої системи координат abc в рухому $d - q$ зазвичай проводиться в два етапи. Спочатку трифазна система перетворюється за допомогою матриці перетворення T_{32} у нерухому двофазну систему координат $\alpha - \beta$, що зручно при подальшій реалізації цифрових алгоритмів управління:

$$Z_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} Z_\alpha \\ Z_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_a \\ Z_b \\ Z_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} T_{32} Z_{abc}, \quad (2.4)$$

де Z_{ABC} – вектори струмів, напруги та поточозчеплень.

Зворотнє перетворення

$$Z_{abc} = T_{23} Z_{\alpha\beta} = T_{32}^T Z_{\alpha\beta}. \quad (2.5)$$

Далі слідує перетворення з нерухою двофазною системою координат α - β в рухому систему координат dq :

$$z_{dq} = \begin{bmatrix} z_d \\ z_q \end{bmatrix} = T_\theta Z_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Зворотнє перетворення

$$z_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} = T_\theta^T z_{dq} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_d \\ z_q \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Іноді перетворення трифазної нерухої системи координат abc в рухому dq проводиться в один етап:

$$Z_{dq0} = \begin{bmatrix} Z_d \\ Z_q \\ Z_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} T_{dqph} Z_{abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_a \\ Z_b \\ Z_c \end{bmatrix}. \quad (2.8)$$

У цьому випадку матриця перетворення T_{dqph} називається матрицею Блонделя - Парку [26].

2.2. Математичний опис синхронного електродвигуна з постійними магнітами

Фізичну модель синхронного двигуна з постійними магнітами наведено на рис. 2.1 де статор такий же, як у трифазних машинах змінного струму, а на роторі розташовуються постійні магніти.

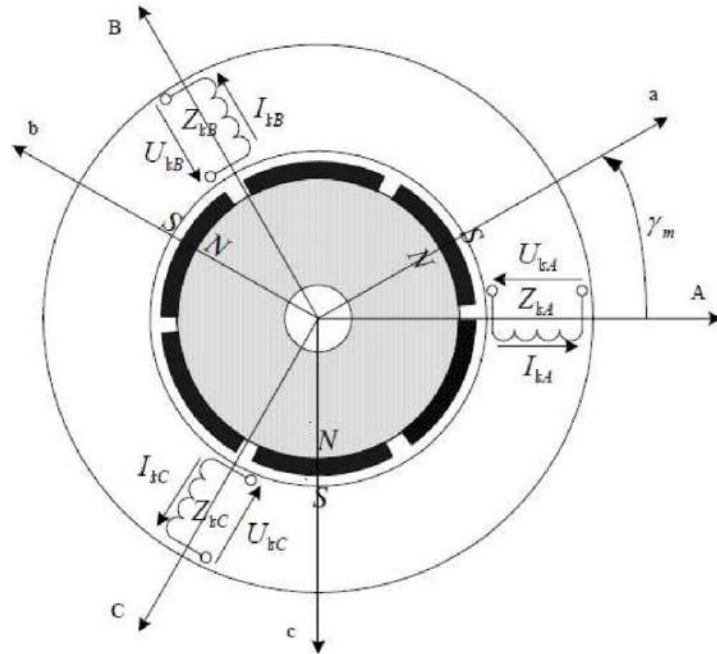


Рисунок 2.1. Фізична модель СДПМ

З урахуванням наведених вище припущень рівняння рівноваги ЕРС на обмотках статора в нерухомій системі координат, що базуються на другому законі Кірхгофа (ротор не має обмоток) запишуться у вигляді:

$$\vec{u}_1 = R_1 \vec{i}_1 + \frac{d\vec{\psi}_1}{dt}. \quad (2.9)$$

де u_1 - вектор фазної напруги статора; R_1 - фазний активний опір статора обмотки; i_1 - вектор фазного струму статора; ψ_1 – вектор фазного потокозчеплення статора.

Вектори напруги, струму та потокозчеплення можна записати в наступному вигляді:

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{u}_1 = \frac{2}{3} [u_{1a}(t) + \bar{a}u_{1b}(t) + \bar{a}^2u_{1c}(t)]; \\ \bar{i}_1 = \frac{2}{3} [i_{1a}(t) + \bar{a}i_{1b}(t) + \bar{a}^2i_{1c}(t)]; \\ \bar{\psi}_1 = \frac{2}{3} [\psi_{1a}(t) + \bar{a}\psi_{1b}(t) + \bar{a}^2\psi_{1c}(t)], \end{array} \right. \quad (2.10)$$

$$\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}, \quad \bar{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = e^{-j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}.$$

де

вектори, що враховують просторове зміщення обмоток ;

c – фазні потокозчеплення статора, які формуються наступним чином

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_{1a} = L_{aa}i_{1a} + L_{ab}i_{1b} + L_{ac}i_{1c} + \psi_{2a}; \\ \psi_{1b} = L_{ab}i_{1a} + L_{bb}i_{1b} + L_{bc}i_{1c} + \psi_{2b}; \\ \psi_{1c} = L_{ac}i_{1a} + L_{bc}i_{1b} + L_{cc}i_{1c} + \psi_{2c}, \end{array} \right. \quad (2.11)$$

де L_{aa}, L_{aa}, L_{cc} - власні індуктивності фаз обмотки статора;

L_{ab}, L_{bc}, L_{ca} – взаємні індуктивності між фазами статора обмотки;

$\psi_{2a}, \psi_{2b}, \psi_{2c}$ - потокозчеплення ротора щодо статора.

Потокозчеплення ротора можна сформуванати в нерухомій системі координат:

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_{2a} = \Psi_2 \cos\theta; \\ \psi_{2b} = \Psi_2 \cos(\theta-120^\circ); \\ \psi_{2c} = \Psi_2 \cos(\theta+120^\circ), \end{array} \right. \quad (2.12)$$

де Ψ_2 – потокозчеплення постійних магнітів ротора;

Можна відзначити, що в рівняннях потокозчеплення статора власна індуктивність L_{aa} і взаємні індуктивності $L_{ab} = L_{ba}$ є функціями кута положення потокозчеплення ротора і тоді можна їх записати наступним чином:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{aa} = L_{lc} + L_0 - L_{m1} \cos(2\theta); \\ L_{ab} = L_{ab} = -\frac{1}{2}L_0 - L_{m1} \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}), \end{array} \right. \quad (2.13)$$

де L_{lc} - індуктивність розсіювання статора обмотки; L_0 - середня індуктивність

У результаті отримаємо матрицю індуктивності статора наступному вигляді:

$$L_1 = \begin{bmatrix} L_{l1} + L_0 - L_{m1} \cos 2\theta & -\frac{1}{2} L_0 - L_{m1} \cos 2(\theta - \frac{\pi}{3}) & -\frac{1}{2} L_0 - L_{m1} \cos 2(\theta + \frac{\pi}{3}) \\ -\frac{1}{2} L_0 - L_{m1} \cos 2(\theta - \frac{\pi}{3}) & L_{lc} + L_0 - L_{m1} \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{1}{2} L_0 - L_{m1} \cos 2(\theta - \pi) \\ -\frac{1}{2} L_0 - L_{m1} \cos 2(\theta + \frac{\pi}{3}) & -\frac{1}{2} L_0 - L_{m1} \cos 2(\theta + \pi) & L_{l1} + L_0 - L_{m1} \cos 2(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Знаючи потокозчеплення, статорний струм та активний опір статора ми можемо записати рівняння (2.9) для синхронного двигуна в матричному вигляді:

$$[u_1] = [r_1][i_1] + \frac{d}{dt}[\psi_1], \quad (2.15)$$

де: $[u_1]$ - матриця напруги;

$[i_1]$ - матриця струмів ;

$[r_1]$ - матриця опору статора;

$[\Psi_1]$ - матриця потокозчеплення статора.

Потокозчеплення статора можна визначити через потокозчеплення ротора і струм статора:

$$[\psi_1] = L_1 [i_1] + [\psi_2],$$

Електромагнітний момент СДПМ визначається за наступної залежності

$$\vec{M}_\vartheta = L_1 (\vec{\Psi}_1 \Psi_2^*). \quad (2.16)$$

На шляху спрощення математичного опису синхронного двигуна з постійними магнітами і взагалі машин змінного струму ефективним методом є метод просторового вектора.

Суть методу у тому, що миттєві значення симетричних трифазних змінних стану (напруги, струми, потокозчеплення) можна математично

перетворити те щоб вони були представлені одним просторовим вектором. Трифазні рівняння синхронного двигуна найчастіше зводять до двофазної системи, яка має дві фази зрушені на 90 градусів, як показано на рис. 2.2.

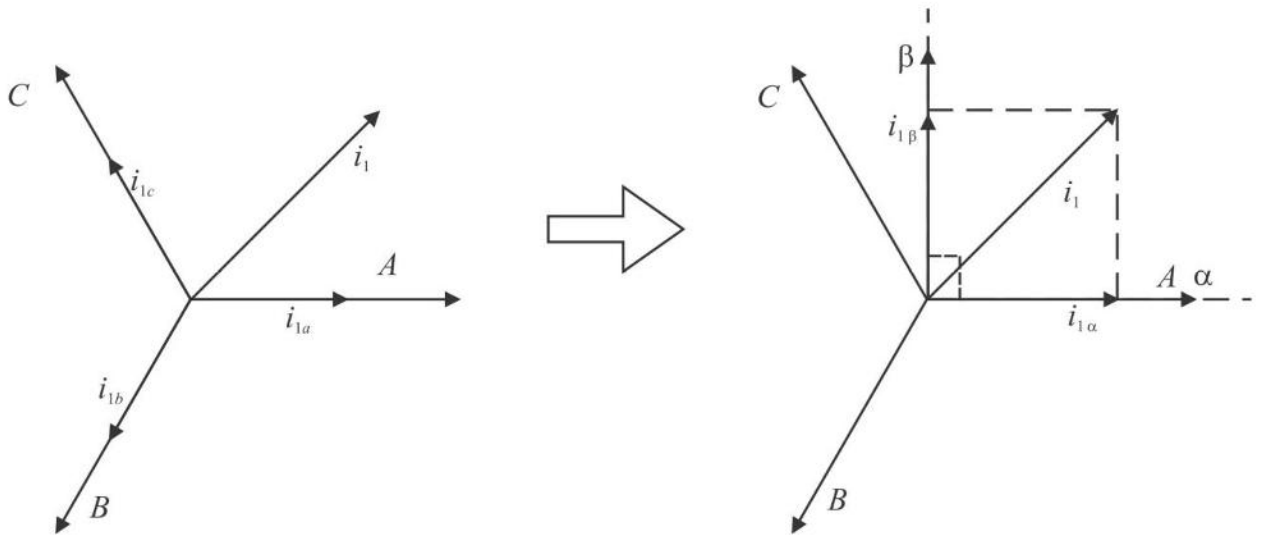


Рисунок 2.2 Перетворення координат Кларка

Використовуючи перетворення координат Кларка (2.4), складові вектора струму будуть визначатися такими залежностями:

$$\begin{cases} i_{1\alpha} = \frac{2}{3}i_{1a} - \frac{1}{3}(i_{1b} - i_{1c}); \\ i_{1\beta} = \frac{2}{\sqrt{3}}(i_{1b} - i_{1c}); \\ i_{10} = \frac{2}{3}(i_{1a} + i_{1b} + i_{1c}). \end{cases} \quad (2.17)$$

Тоді рівняння, що описують СДПМ в системі координат $\alpha\beta$, можуть бути представлені в наступному вигляді:

$$\begin{cases} U_{1\alpha} = R_1 \cdot i_{1\alpha} + L_1 \frac{di_{1\alpha}}{dt} - \omega_r \cdot \Psi_{2\beta}; \\ U_{1\beta} = R_1 \cdot i_{1\beta} + L_1 \frac{di_{1\beta}}{dt} + \omega_r \cdot \Psi_{2\alpha}; \\ M_s = \frac{3}{2} z_n \cdot (\Psi_{1\alpha} \cdot i_{1\beta} - \Psi_{1\beta} \cdot i_{1\alpha}); \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \cdot (M_s - M_c), \end{cases} \quad (2.18)$$

де: $\Psi_{2\alpha} = \Psi_2 \cos t$; $\Psi_{2\beta} = \Psi_2 \sin \omega t$; $\Psi_{1\alpha} = L i_{1\alpha} + \Psi_{2\alpha}$; $\Psi_{1\beta} = L i_{1\beta} + \Psi_{2\beta}$;

$U_{1\alpha}, U_{1\beta}, i_{1\alpha}, i_{1\beta}, r_1, L_1$ - опір та індуктивність статорної обмотки;
 J – момент інерції ротора; γ - кутова частота обертання ротора ; z_n - число пар полюсів двигуна; M_e і M_z - електромагнітний момент та момент статичного навантаження.

Відповідно до системи рівнянь (2.18) на рис. 2.3 наведено схему заміщення двофазного синхронного двигуна з постійними магнітами.

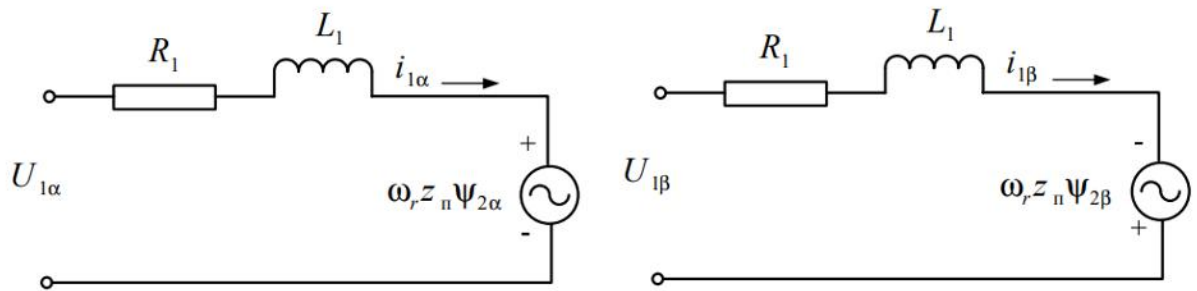


Рисунок 2.3 – Схема заміщення двофазного синхронного двигуна з постійними магнітами

Структурна схема, складена відповідно до рівнянь (2.18), представлена на рис. 2.4.

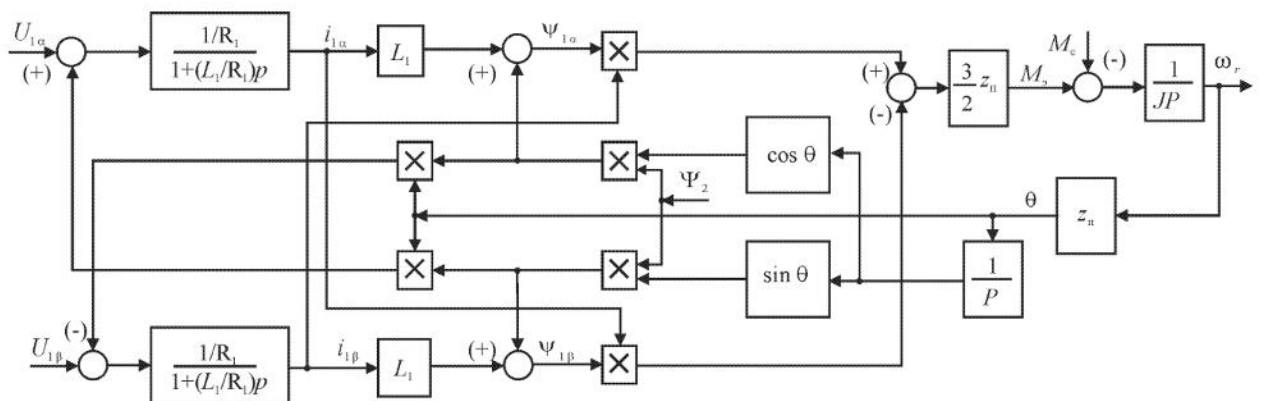


Рисунок 2.4 – Структурна схема СДПМ у нерухомій системі координат

Протягом останніх кілька десятиків років подання рівнянь СДПМ у системі координат, стало основним способом його опису. Рівняння машини в координатах, що обертаються, забезпечують велику наочність процесів, що протікають в обмотках статора. Дійсні струми та напруги статора у наведеній двофазній нерухомій системі координат пов'язані з роторними

величинами однозначним перетворенням. Ці перетворення ґрунтуються на припущенні про симетричність електричних та магнітних ланцюгів усіх обмоток. Для опису двигуна у системі координат використовується перетворення координат Парку (див.рис.2.5).

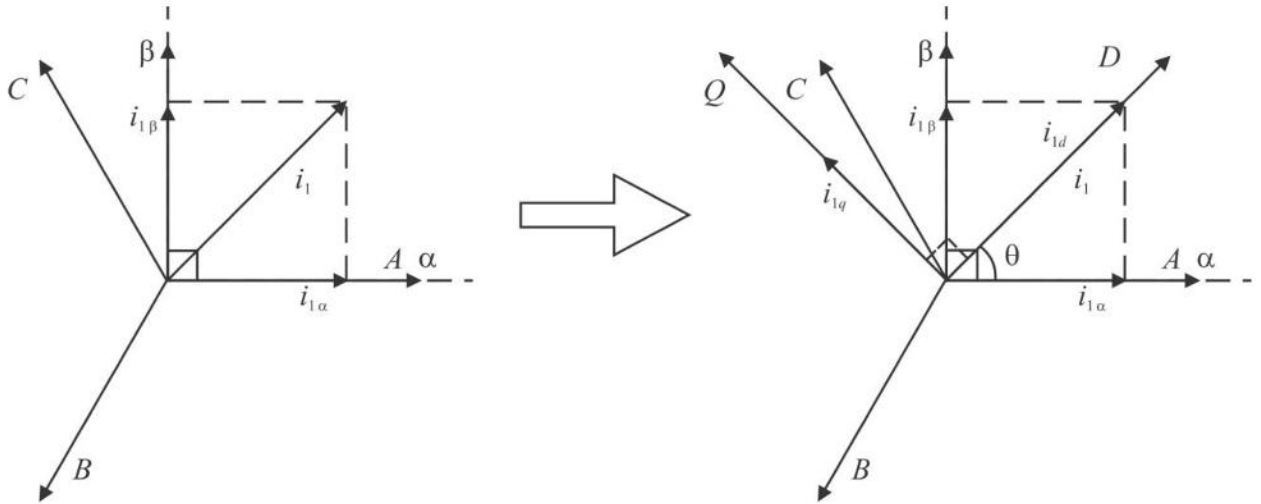


Рисунок 2.5 Перетворення координат Парку

Використовуючи перетворення координат Парку, систему рівнянь СДПМ, записану в нерухомій системі координат можна представити в ортогональній системі координат dq , що обертається в просторі в загальному випадку з довільною швидкістю. Струми статора у вищеназваних системах координат пов'язані наступним співвідношенням:

$$\begin{cases} i_{1d} = i_{1\alpha} \cos(\theta) + i_{1\beta} \sin(\theta); \\ i_{1q} = -i_{1\alpha} \sin(\theta) + i_{1\beta} \cos(\theta). \end{cases} \quad (2.19)$$

Рівняння електричної рівноваги напруги обмотки статора СДПМ у векторній формі:

$$\bar{U}_1 = \bar{I}_1 R_1 + \frac{d\bar{\Psi}_1}{dt} + \omega_r \bar{\Psi}_1^*. \quad (2.20)$$

Підставляючи в рівняння електричної рівноваги напруги обмотки статора (2.20) вирази для струмів СДПМ (2.19) отримаємо систему рівнянь, що описує СДПМ в системі координат, що обертається:

$$\begin{cases} U_{1d} = R_1 i_{1d} + p(L_{1d} i_{1d} + \Psi_2) - \omega_r z_n (L_{1q} i_{1q}); \\ U_{1q} = R_1 i_{1q} + pL_{1q} i_{1q} + \omega_r z_n (L_{1d} i_{1d} + \Psi_2); \\ M_s = \frac{3}{2} z_n (\Psi_{1d} i_{1q} - \Psi_{1q} i_{1d}); \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (M_s - M_c). \end{cases} \quad (2.21)$$

Структурна схема, складена відповідно до рівнянь (2.21), представлена на рис. 2.6.

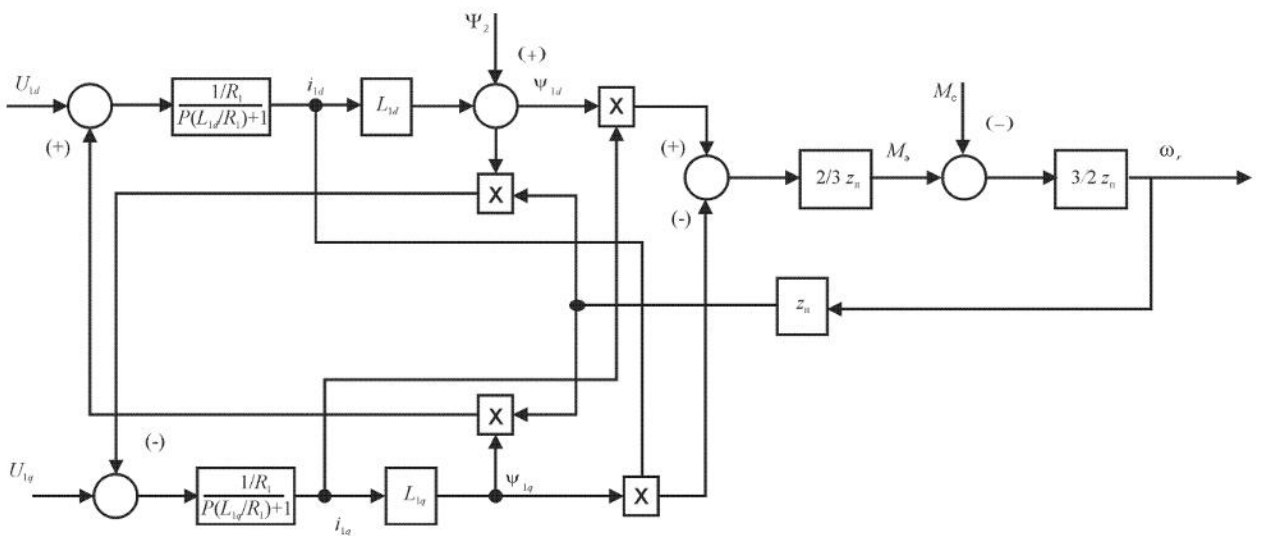


Рисунок 2.6. Структурна схема СДПМ у системі координат, що обертається

2.3. Існуючі системи керування електроприводом на базі синхронного двигуна з постійними магнітами

2.3.1. Полеорієнтоване керування електроприводом на базі синхронного двигуна з постійними магнітами

Основні засади полеорієнтованого управління розробили в 70-х роках дев'ятнадцятого століття. Сьогодні в результаті фундаментальних теоретичних досліджень та успіхів у галузі силової напівпровідникової електроніки та мікропроцесорних систем розроблено електроприводи з векторним керуванням, які серійно випускаються електротехнічними фірмами всього світу.

Якщо під скалярним регулюванням швидкості розуміється таке регулювання, у якому як змінних у системі використовуються ефективні значення напруг, струмів і потокозчеплень, а ці величини вважаються величинами скалярними, то основі поліорієнтованого управління лежить уявлення про ці величини, як про просторові вектори. Можна також відзначити, що скалярне керування базується на залежностях, що лежать в основі схеми заміщення двигуна, а векторне керування – на структурних схемах. [35].

Для пояснення сенсу використання векторного управління звернемося до математичного опису синхронного двигуна в просторових векторах при орієнтації осі системи координат dq , що обертається, по вектору Ψ_2 . такому опису відповідають формули (2.21) разом з виразом для електромагнітного моменту та основним рівнянням механіки. За цими формулами побудована (див. рис. 2.7), в якій всі змінні представлені сигналами постійного струму і I_q , а вихідними величинами електромагнітної частини схеми – потокозчеплення ротора Ψ_2 і електромагнітний момент M_e . частоту ω_r розраховується частота напруги обмотки статора $\omega_{ел}$. У структурі двигуна існують перехресні зв'язки між

каналом формування потокозчеплення ротора і каналом формування електромагнітного моменту.

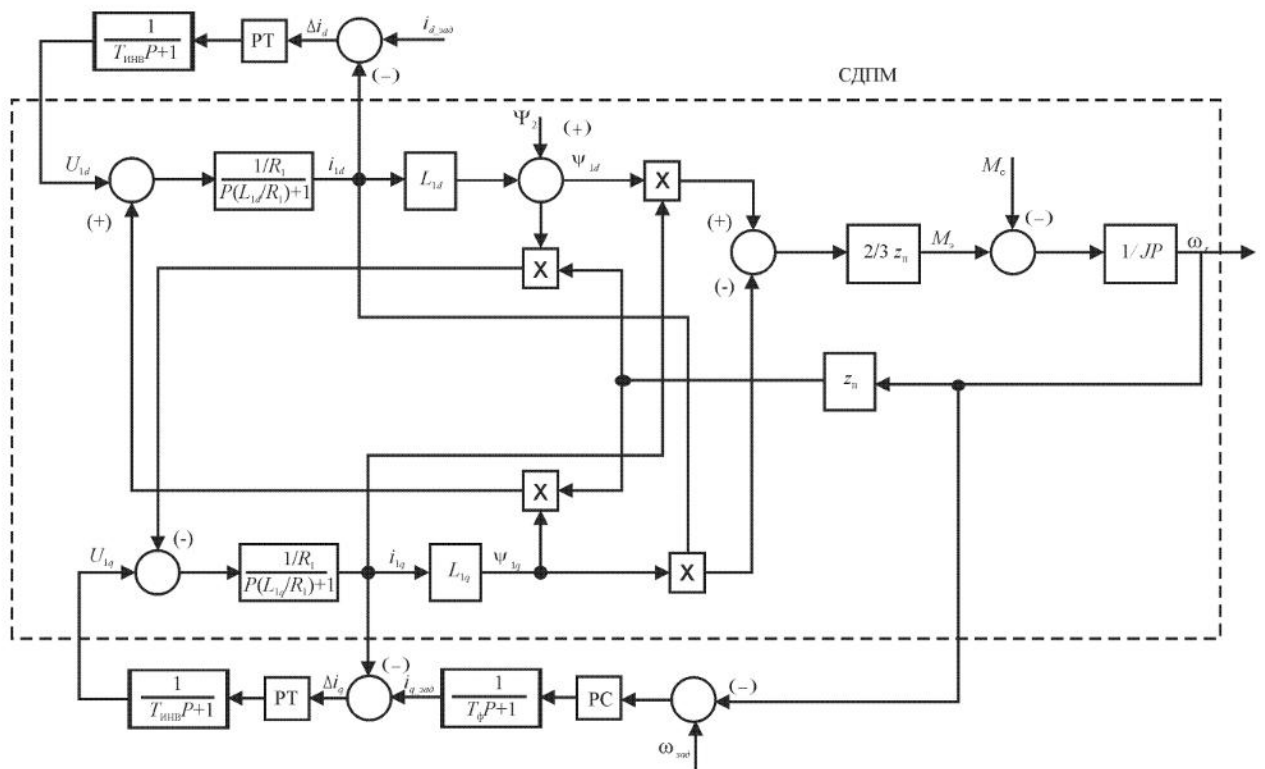


Рисунок 2.7. Структурна схема електроприводу при поліорієнтованому управлінні на базі СДПМ

Якщо тим чи іншим способом компенсувати вплив перехресних зв'язків, то виявиться, що сигналом по осі d незалежно задається потокозчеплення ротора, а сигналом по осі електромагнітний момент q при даному значенні потокозчеплення ротора Ψ_2

Таким чином, структура синхронного двигуна, отримана на основі розгляду просторових векторів, виявляється практично такою самою, як структура двигуна постійного струму незалежного збудження.

Аналогія з двигуном постійного струму стає ще очевиднішою, якщо в перетворювачі, від якого живиться двигун, за допомогою швидкодіючих струмових контурів формуються безпосередньо складові струму статора i_{1d} і i_{1q} . Поліпшення динамічних властивостей електроприводу з синхронним двигуном при векторному управлінні є результатом того, що

в перехідних процесах є можливість підтримувати сталість потокозчеплення ротора, на відміну від скалярного регулювання, де потокозчеплення ротора в перехідних процесах змінюється при зміні струмів статора та ротора, що призводить до зниження темпу зміни електромагнітного моменту.

У приводі з полеорієнтованим управлінням, де потокозчеплення ротора можна підтримувати постійним, електромагнітний момент змінюється так швидко, як швидко змінюється складова струму статора i_{1q} (аналогія зі зміною моменту при зміні струму якоря $i_{я}$ в машині постійного струму).

При першому трактуванні [31] до систем з прямою орієнтацією по полю відносять ті системи, у яких здійснюється безпосередній вимір потоку з допомогою тих чи інших датчиків потоку. Друге трактування [10, 17] відносить до систем з прямою орієнтацією і ті системи, в яких потік розраховується за моделлю двигуна, так як це дає можливість, так само як при безпосередньому вимірі потоку, побудувати замкнений контур його регулювання. До систем з непрямым виміром у разі відносять лише системи, у яких потік не вимірюється і розраховується, а формується шляхом завдання інших змінних.

Система з непрямою орієнтацією поля не містить вузлів вимірювання чи розрахунку потокозчеплення ротора. Необхідні сигнали завдання складових струму статора формуються на підставі заданих значень потокозчеплення Ψ^*_2 електромагнітного моменту.

Як зазначалося, структурна схема синхронного двигуна в системі координат, що обертається, містить в якості вхідних і вихідних величин проекції відповідних просторових векторів на осі системи координат, що обертається. Ці величини є величинами постійного струму, що дозволяє будувати систему керування електроприводом так само, як систему керування електроприводом постійного струму. Тим часом, у реальній системі з трифазним синхронним двигуном напруги та струми являють

собою трифазні системи синусоїдальних величин. Тому при побудові системи керування електроприводом на основі функціональної схеми рис.2.7 повинні бути введені перетворювачі координат, що здійснюють перетворення величин постійного струму в системі координат, що обертається, в трифазну систему величин в нерухомій системі координат і назад.

2.3.2. Пряме керування моментом електроприводом на базі синхронного двигуна з постійними магнітами

У досліджуваній системі прямого управління моментом СДПМ лежить метод управління моментом та потоком за допомогою граничних циклів шляхом подачі з виходу інвертора на вхід СДПМ оптимальної напруги.

Переваги методу:

- відмінні динамічні характеристики;
- просте виконання;
- немає необхідності використання прямого перетворювача координат, а використовується спрощений зворотний перетворювач координат;
- немає необхідності використання датчика швидкості;
- властивості синхронного електроприводу подібні до електроприводу постійного струму з двигуном незалежного збудження.

Недоліки методу:

- частота перемикання, що змінюється;
- точність регулювання визначається використовуваною моделлю двигуна;
- великі пульсації струмів та моменту;
- при малих швидкостях не забезпечується стабільний режим роботи.

Пряме управління моментом є продовженням та розвитком векторного підходу до побудови систем керування асинхронним двигуном. Завданням прямого управління моментом є забезпечення швидкої реакції електромагнітного моменту двигуна на керуючу дію. На відміну від полеорієнтованого управління, де зміна моменту здійснюється шляхом впливу на струм статора, який, таким чином, є керованою величиною, у системі з прямим керуванням моментом керованою величиною є потокозчеплення статора [1, 2]. Зміна потокозчеплення досягається шляхом оптимального перемикання ключів інвертора напруги від якого живиться синхронний двигун (див. рис. 2.8).

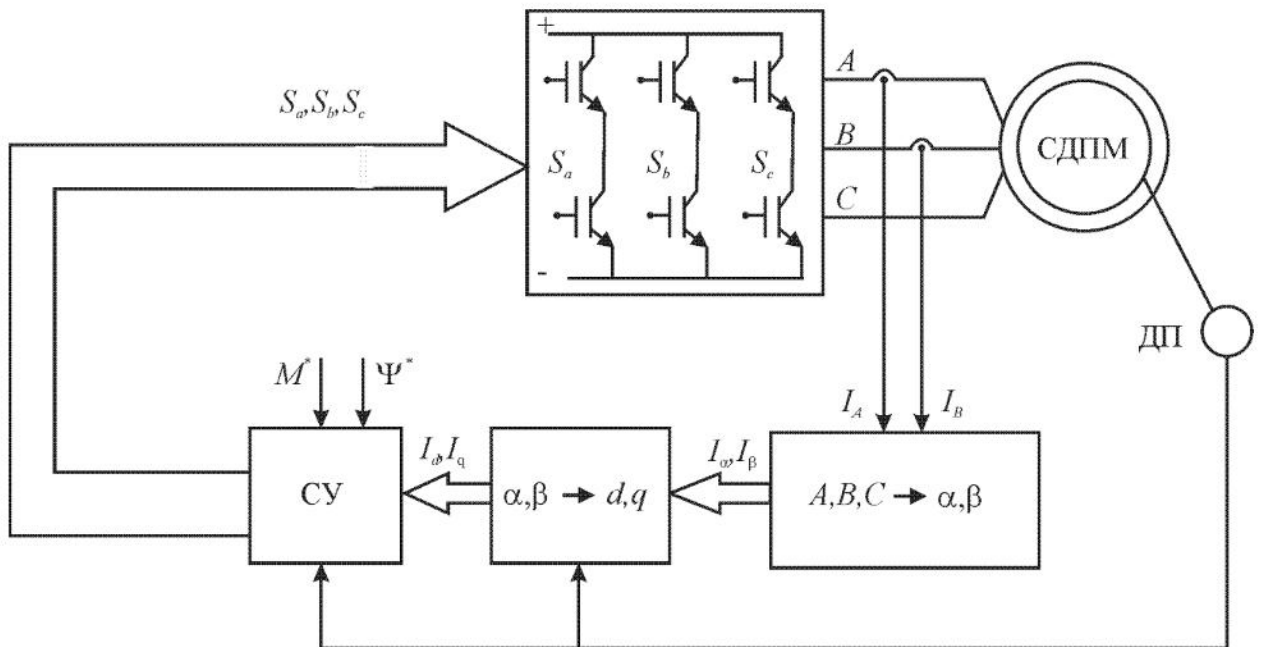


Рисунок 2.8. Функціональна схема електроприводу на базі СДПМ при прямому керуванні моментом

Для розгляду принципу прямого управління моментом [17] можуть бути використані два отримані раніше вирази: рівняння рівноваги напруги статорного ланцюга в нерухомій системі координат

$$\bar{U}_{1dq} = R_1 \bar{I}_{1dq} + \frac{d}{dt} \bar{\Psi}_{1dq}. \quad (2.22)$$

та вираз (2.16) для електромагнітного моменту двигуна. Цей вираз, в якому момент розраховується через поточозчеплення статора і ротора, записано в системі координат dq , що обертається, але оскільки значення моменту не залежить від вибору системи координат, в якій розглядаються вектори Ψ_1 і Ψ_2 , то воно може бути представлене в нерухомій системі координат dq у вигляді

$$M_{\text{э}} = \frac{3}{2} z_{\text{п}} L_1 (\Psi_{1q} \Psi_{2d} - \Psi_{1d} \Psi_{2q}),$$

$$M_{\text{э}} = \frac{3}{2} z_{\text{п}} L_1 |\bar{\Psi}_1| |\bar{\Psi}_2| \sin \theta. \quad (2.23)$$

На рис. 2.9 [3, 17] показана координатна площина, на якій відзначені осі нерухомої системи координат dq та розташування векторів напруги та поточозчеплення статора.

Площина поділена на шість секторів I - VI по 60 ел. град кожен.

Просторовий вектор напруги на виході інвертора, від якого живиться обмотка статора двигуна, може займати одне з шести фіксованих ненульових положень та два нульові положення. Ненульові вектори U_{-1} - U_{-6} і нульові, що позначаються, як U_{-7} і U_{-8} розглядаються як самостійні базові вектори. На рис. 2.9 показано миттєве положення вектора поточозчеплення статора, який в даний момент знаходиться в секторі I.

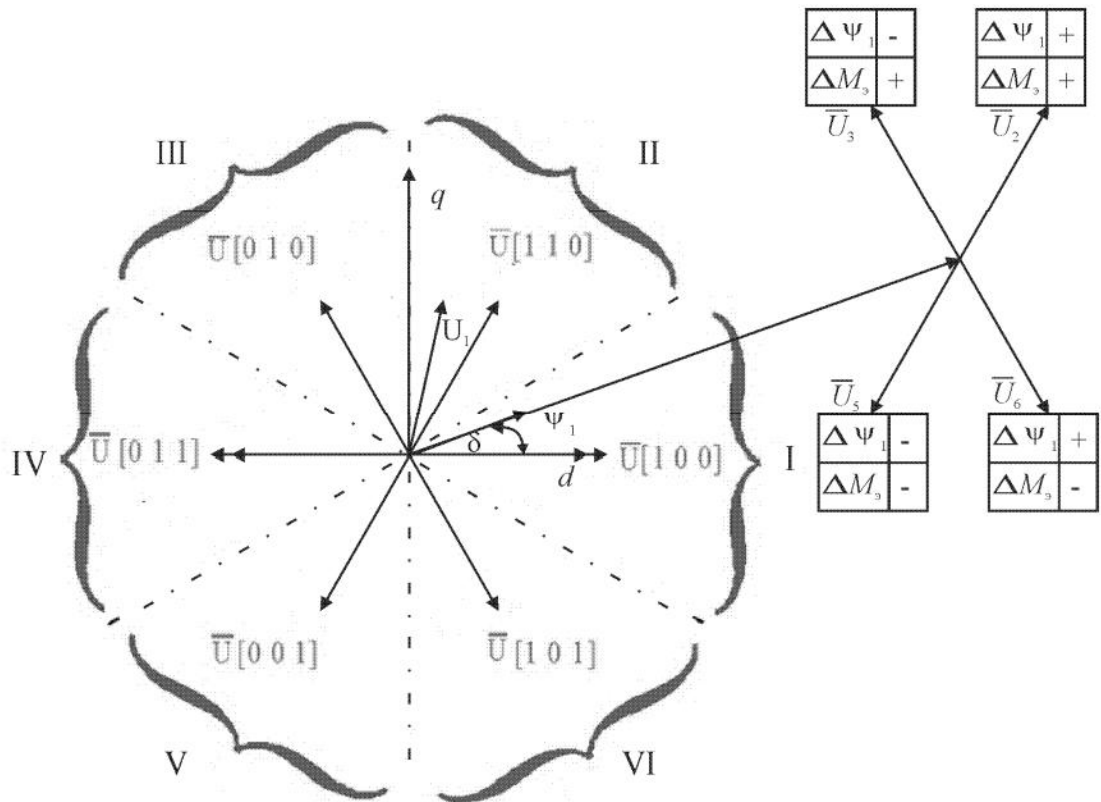


Рисунок 2.9. До визначення необхідного вектора напруги для СДПМ залежно від зміни потокозчеплення статора та електромагнітного моменту

Таким чином, для організації прямого керування моментом необхідно знати поточні значення потокозчеплення статора та моменту двигуна.

Для розрахунку значень потокозчеплення статора та електромагнітного моменту необхідно розташовувати проекціями векторів струму та напруги в системі координат dq . Тому в моделі виконується перетворення симетричної трифазної системи струмів та напруг у проекції відповідних векторів на осі нерухомої системи координат (див. рис. 2.9).

Порівняльний аналіз електроприводів на базі синхронного двигуна з постійними магнітами з системою поліорієнтованого управління та системою прямого управління моментом показав, що обидві системи управління застосовні в електроприводах за різних вимог до показників

регульованого електроприводу в різних режимах роботи з боку технологічного процесу [1].

Висновки по розділу 2

1. Для математичного опису системи управління електроприводу на базі СДПМ найбільш поширеною є двофазна модель СДПМ в системі координат, що обертається, що дозволяє отримати структурну схему подібну структурній схемі управління електроприводом постійного струму.
2. Система полеорієнтованого управління застосовна в електроприводах при малих змінах навантаження та більш стабільному управлінні і має менші втрати в двигуні за рахунок низького рівня гармонік струму, відмінних від першої і є потенційно енергоефективнішою.
3. Електропривод із системою прямого управління моментом краще при роботі в динамічних режимах, т. до. має високу швидкодію за рахунок використання релейного регулятора моменту, проте у статичних режимах роботи має великі пульсації моменту.

3. РОЗРОБКА АЛГОРИТМІВ УПРАВЛІННЯ СИНХРОННИМ ДВИГУНОМ З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ

3.1. Постановка задачі

Основними величинами, що характеризують стан синхронного двигуна з постійними магнітами є струми, потокозчеплення та ЕРС обмоток статора, електромагнітний момент, а також кутова швидкість обертання ротора.

Враховуючи, що струми та потокозчеплення обмоток двигуна є однозначно пов'язаними функціями [30], а ЕРС обмоток є похідними від потокозчеплень, достатньо як регульовані електромагнітні координати двигуна розглядати потокозчеплення обмотки статора. Втрати енергії в електротехнічній сталі статора синхронного двигуна залежить від модуля вектора потокозчеплення статора та кутової швидкості його обертання [16], де остання визначається більшою мірою технологічним процесом. У зв'язку з цим, при роботі двигуна з навантаженням, що змінюється, може виникнути необхідність регулювання модуля вектора потокозчеплення статора, для оптимізації енергетичних характеристик двигуна. Виходячи з цього, запишемо першу мету управління для синхронного двигуна з постійними магнітами в наступному вигляді:

$$|\Psi_{1ref}| - |\Psi_1| \rightarrow 0,$$

де Ψ_{1ref} - задане значення потокозчеплення статора.

Що ж до механічних координат, то кутова швидкість ротора формується внаслідок силового на механічну систему, частиною якого є електромагнітний момент двигуна. А електромагнітний момент формується в результаті взаємодії електромагнітного поля, що створюється обмоткою статора і постійним магнітним полем ротора, що дає можливість розглядати його як незалежний від стану механічної системи.

Виходячи з цього, як єдина істинна механічна координата, що формується в результаті електромеханічного перетворення енергії, вважатимемо електромагнітний момент. Таким чином, другу мету управління представимо

$$|M_{ref}| - |M| \rightarrow 0,$$

де M_{ref} - задане значення електромагнітного моменту.

Для синтезу алгоритму керування синхронним двигуном із постійними магнітами проведемо аналіз процесів, що протікають при управлінні його станом. При цьому виходитимемо з того, що знак похідної регульованої величини визначає, чи ми рухаємося до мети управління або від неї [14, 16]. Наприклад, якщо деякий момент часу електромагнітний момент більше заданого значення, то досягнення мети управління необхідно забезпечити негативний знак похідної.

Виходячи з цього, послідовно розглянемо умови формування знака похідних електромагнітного моменту та модуля вектора потокозчеплення статора, на базі математичної моделі синхронного двигуна в dq синхронної системи координат.

Продиференціюємо рівняння моменту (2.16) за часом. Враховуючи, що вектор потокозчеплення ротора в даній системі координат є константою, запишемо похідну електромагнітного моменту у вигляді залежності:

$$\dot{M} = L_1 (\dot{\Psi}_1 \Psi_2^*).$$

Підставимо на місце похідної вектора потокозчеплення статора праву частину рівняння (2.21), в результаті чого отримаємо вираз:

$$\dot{M} = L_1 ((U_1 - I_1 R_1 - \omega_k \Psi_1^*) \Psi_2^*). \quad (3.1)$$

Беручи до уваги, що постійна величина L_1 не впливає на похідний знак, запишемо достатні умови забезпечення заданого знака похідної моменту у вигляді:

$$\text{sign}(E_1 \Psi_2^*) = \text{sign} \dot{M}_{ref} \quad (3.2)$$

де E_1 - Вектор ЕРС обмотки статора; M_{ref} – необхідне значення похідної електромагнітного моменту;

$$E_1 = U_1 - I_1 R_1 - \omega_k \Psi_1^* \quad (3.3)$$

Цю умову можна інтерпретувати в такий спосіб. Для того, щоб похідна моменту була позитивною (негативною), достатньо щоб скалярний добуток векторів $E_1 \Psi_2^*$ був позитивний (негативний).

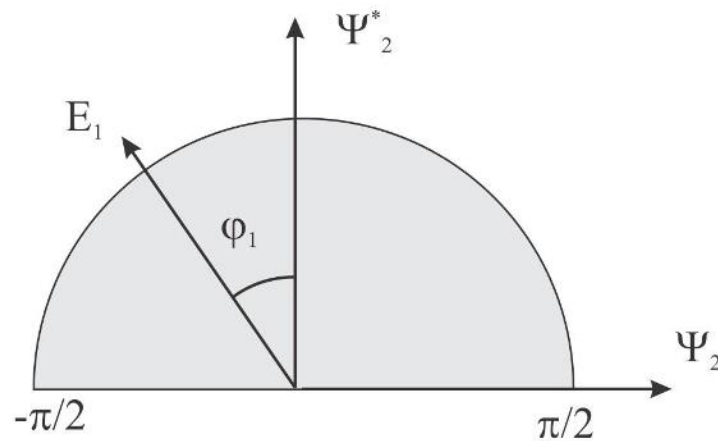


Рисунок 3.1. Взаємне положення ЕРС статора і потокозчеплення ротора, що забезпечує позитивну похідну моменту

Враховуючи, що скалярний добуток векторів визначається як добуток модулів векторів на косинус кута між ними, похідна моменту, відповідно до умови (3.2) буде позитивною в тому випадку, коли вектор E_1 буде розташований у секторі $\pi/2 > \phi_1 > -\pi/2$ щодо напрямку вектора Ψ_2^* , як це показано на рис. 3.1. Вочевидь, що з фіксованих значеннях модулів вектора потокозчеплення і ЕРС, максимальне значення похідної буде у разі, якщо напрями відповідних векторів збігатимуться.

Навпаки, щоб сформувати негативну похідну моменту, потрібно забезпечити розташування вектора E_1 в секторі $\pi/2 < \varphi_1 < 3\pi/2$ щодо вектора Ψ^*_2 .

Таким чином, виявлено, що знак похідної електромагнітного моменту залежить від розташування вектора ЕРС обмотки статора щодо вектора потокозчеплення ротора, який визначається положенням ротора.

Розглянемо умову формування похідної модуля потокозчеплення статора. Модуль даного вектора у системі координат $d - q$ визначається залежністю:

$$|\Psi_1| = \sqrt{\Psi_{1d}^2 + \Psi_{1q}^2}.$$

Продиференціювавши цей вираз за часом отримаємо

$$\left| \dot{\Psi}_1 \right| = \dot{\Psi}_{1d} \frac{\Psi_{1d}}{\sqrt{\Psi_{1d}^2 + \Psi_{1q}^2}} + \dot{\Psi}_{1q} \frac{\Psi_{1q}}{\sqrt{\Psi_{1d}^2 + \Psi_{1q}^2}} = e_{1d} \frac{\Psi_{1d}}{\sqrt{\Psi_{1d}^2 + \Psi_{1q}^2}} + e_{1q} \frac{\Psi_{1q}}{\sqrt{\Psi_{1d}^2 + \Psi_{1q}^2}}.$$

Враховуючи, що величина $\Psi_{1d}^2 + \Psi_{1q}^2$ завжди позитивна, запишемо достатню умову позитивності похідної модуля потокозчеплення статора у вигляді:

$$\text{sign}(E_1 \Psi_1) = \text{sign} \left| \dot{\Psi}_{1ref} \right|, \quad (3.4)$$

де Ψ_{1ref} – необхідне значення похідної модуля вектора потокозчеплення статора.

Фактично, вираз (3.4) показує, що похідна модуля потокозчеплення статора пропорційна скалярному добутку векторів Ψ_1 і E_1 . Таким чином, для того, щоб похідна модуля вектора потокозчеплення статора була позитивна, необхідно, щоб кут між векторами потокозчеплення статора і ЕРС обмотки статора знаходився в діапазоні $-\pi/2 > \varphi_2 > \pi/2$, як це показано на рис. 3.2.

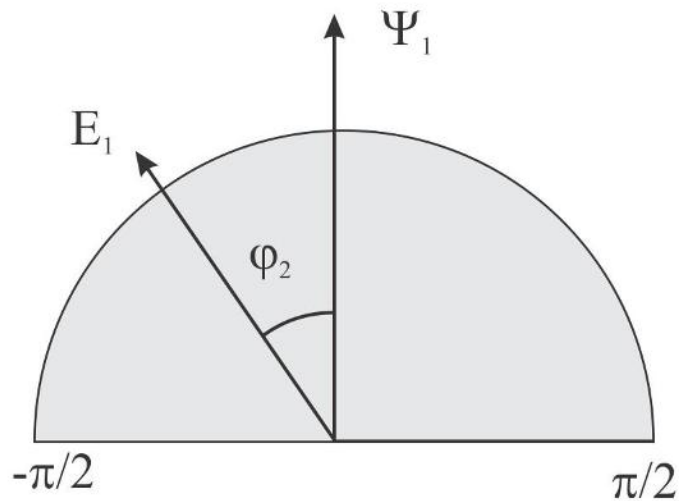


Рис.3.2. Співвідношення ЕРС та потокозчеплення статора

Якщо необхідно отримати негативну похідну модуля вектора потокозчеплення статора, необхідно забезпечити розташування вектора E_1 в секторі $\pi/2 < \varphi_2 < 3\pi/2$ по відношенню до вектора Ψ_1 .

Вище окремо були описані закономірності формування похідних моменту та модуля вектора потокозчеплення статора. У той же час нам необхідно одночасно керувати електромагнітним моментом та магнітним потоком статора, для формування яких використовується вектор напруги статора. У зв'язку з цим розглянемо можливість одночасного управління цими координатами.

Для цього необхідно на площині векторної діаграми узагальненої електричної машини знайти такі області, розташування векторів ЕРС обмоток статора і ротора в яких сприятиме досягненню мети керування. 3.3. При цьому знаходження вектора ЕРС статора в цій галузі сприятиме досягненню обох цілей управління.

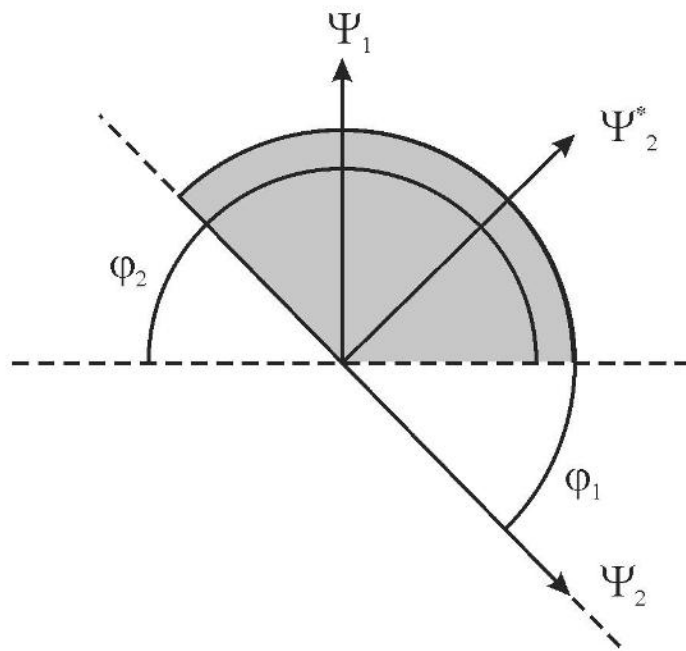


Рисунок 3.3. Области розташування векторів ЕРС статора та ротора

У таблиці 3.1. наведено діапазони взаємного розташування векторів, що забезпечують необхідні знаки похідних регульованих величин, де помилки регулювання визначаються залежностями:

$$\begin{cases} \Delta M \equiv M_{ref} - M ; \\ \Delta \Psi_1 = |\Psi_1|_{ref} - |\Psi_1|. \end{cases}$$

Таблиця 3.1 – Діапазони взаємного розташування векторів, що забезпечують необхідні знаки похідних

sign ΔM	sign $\Delta \Psi_1$	φ_1	φ_3
+1	+1	$-\pi/2 \dots \pi/2$	$-\pi/2 \dots \pi/2$
	-1	$-\pi/2 \dots \pi/2$	$\pi/2 \dots 3\pi/2$
-1	+1	$\pi/2 \dots 3\pi/2$	$-\pi/2 \dots \pi/2$
	-1	$\pi/2 \dots 3\pi/2$	$\pi/2 \dots 3\pi/2$

3.2. Управління з використанням широтно-імпульсної модуляції

Розглянемо можливість отримання заданих знаків похідних регульованих величин шляхом формування вектора напруги статора, ґрунтуючись на представленні процесів, що протікають у синхронному двигуні з постійними магнітами при керуванні станом, описаному вище. Для спрощення висновків визначимо спочатку умови формування похідних регульованих величин окремо.

Висновок алгоритму формування напруги статора, необхідного зниження помилки регулювання моменту здійснимо з урахуванням умови (3.2). При фіксованих значеннях модулів векторів Ψ^*_2 та E_1 максимальне значення їх скалярного твору забезпечуватиметься при співспрямованості цих векторів. Запишемо їхню умову у такому вигляді:

$$E_1 = k_1 \Psi^*_2 \text{sign}(\dot{M}_{ref}),$$

де k_1 - Коефіцієнт пропорційності.

Запишемо цю умову через складові векторів у системі координат dq :

$$\begin{cases} e_{1d} = -k_1 \Psi_{2q} \text{sign}(\dot{M}_{ref}); \\ e_{1q} = k_1 \Psi_{2d} \text{sign}(\dot{M}_{ref}). \end{cases} \quad (3.5)$$

Враховуючи, що у вибраній системі координат $\psi_{2q} = 0$, для формування знака похідної моменту необхідно забезпечити виконання лише другої рівності системи (3.5).

Виразимо знак похідної моменту через помилку регулювання:

$$\text{sign}(\dot{M}_{ref}) = \frac{M_{ref} - M}{|M_{ref} - M|}. \quad (3.6)$$

Підставивши у друге рівняння (3.5) праві частини (3.3) та (3.6) отримаємо залежність:

$$u_{1q} = k_1 \Psi_{2d} \frac{M_{ref} - M}{|M_{ref} - M|} + i_{1q} R_1 + \omega \Psi_{1d}. \quad (3.7)$$

Формування вектора напруги статора відповідно до отриманої залежності будуть гарантувати рух системи до заданого значення електромагнітного моменту, а перший член правої частини визначатиме швидкість цього руху.

Алгоритм формування напруги для регулювання модуля вектора потокозчеплення статора також визначимо виходячи з умови векторів E_1 і i_1 яке запишемо в наступному вигляді:

$$E_1 = k_2 \Psi_1 \text{sign}(|\dot{\Psi}_{1ref}|),$$

де k_2 - Коефіцієнт пропорційності.

Запишемо цю умову через складові векторів у системі координат dq :

$$\begin{cases} e_{1d} = k_2 \Psi_{1d} \text{sign}(|\dot{\Psi}_{1ref}|); \\ e_{1q} = k_2 \Psi_{1q} \text{sign}(|\dot{\Psi}_{1ref}|). \end{cases} \quad (3.8)$$

Виразимо знак похідної модуля вектора потокозчеплення статора через помилку регулювання:

$$\text{sign}(|\dot{\Psi}_{1ref}|) = \frac{|\Psi_{1ref}| - |\Psi_1|}{||\Psi_{1ref}| - |\Psi_1||}. \quad (3.9)$$

Підставивши (3.3) і (3.9) (3.8) і висловивши напруги отримаємо залежність:

$$\begin{cases} u_{1d} = k_2 \Psi_{1d} \frac{|\Psi_{1ref}| - |\Psi_1|}{||\Psi_{1ref}| - |\Psi_1||} + i_{1d} R_1 - \omega \Psi_{1q}; \\ u_{1q} = k_2 \Psi_{1q} \frac{|\Psi_{1ref}| - |\Psi_1|}{||\Psi_{1ref}| - |\Psi_1||} + i_{1q} R_1 + \omega \Psi_{1d}. \end{cases} \quad (3.10)$$

Ця залежність дозволяє побудувати алгоритм формування вектора напруги статора, необхідний регулювання модуля вектора потокозчеплення статора.

Враховуючи, що в синхронному двигуні з постійними магнітами вектор напруги статора повинен формувати як електромагнітний момент, так і потокозчеплення статора, об'єднаємо вирази (3.7) і (3.10), склавши їх по координатно, в результаті чого отримаємо залежність:

$$\begin{cases} u_{1d} = \frac{1}{2} \left(k_2 \Psi_{1d} \frac{|\Psi_{1ref}| - |\Psi_1|}{\left| \frac{|\Psi_{1ref}| - |\Psi_1|}{2} \right|} + i_{1d} R_1 - \omega \Psi_{1q} \right); \\ u_{1q} = \frac{1}{2} \left(k_1 \Psi_{2d} \frac{M_{ref} - M}{|M_{ref} - M|} + k_2 \Psi_{1q} \frac{|\Psi_{1ref}| - |\Psi_1|}{\left| \frac{|\Psi_{1ref}| - |\Psi_1|}{2} \right|} \right) + i_{1q} R_1 + \omega \Psi_{1d}. \end{cases} \quad (3.11)$$

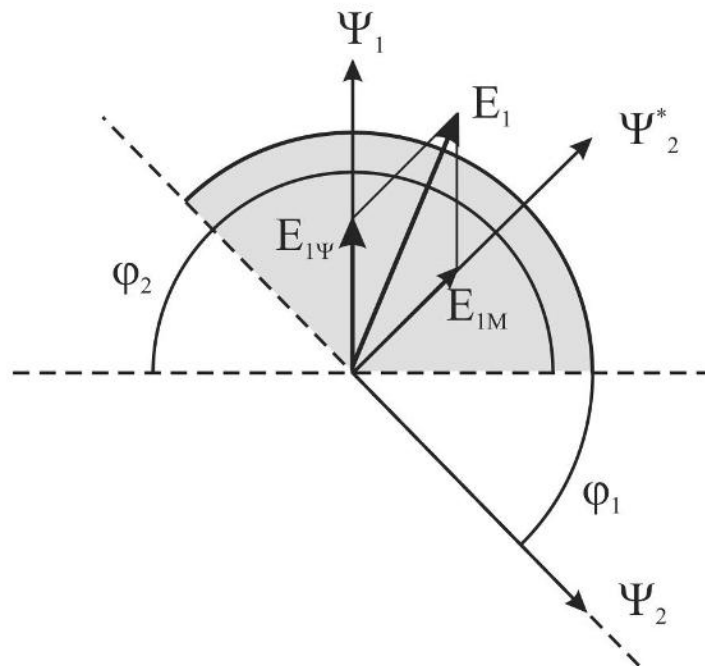


Рисунок 3.4. Формування вектора ЕРС статора як суму векторів спрямованих уздовж векторів Ψ_1 та Ψ_2^*

При реалізації цієї залежності ми формуємо вектор ЕРС статора як суму векторів спрямованих вздовж вектора Ψ_1 і вектора Ψ_2^* як це показано на рис. 3.4. Таким чином, ми потрапимо в область, що забезпечує

досягнення двох цілей управління - регулювання електромагнітного моменту і потокозчеплення статора.

Беручи до уваги те що, що алгоритм управління (3.11) отримано з урахуванням формування знака похідних регульованих величин, надалі називатимемо його диференціальним алгоритмом управління.

Розглянемо варіанти реалізації алгоритму (3.11) при формуванні вектора напруги за допомогою ШІМ. Варіант реалізації при цьому визначатиметься вибором коефіцієнтів

k_1 і k_2 які будуть визначати швидкість зміни електромагнітного моменту і потокозчеплення статора. У найпростішому випадку можна взяти ці коефіцієнти у вигляді констант, тоді швидкість зміни регульованих величин буде незалежна від величини помилки регулювання. Цей варіант реалізації матиме ряд недоліків:

1. Завдання малих значень коефіцієнтів сприятиме низькій швидкодії системи.
2. Завдання коефіцієнтів забезпечують хорошу швидкодію, за наявності затримки у формуванні вектора напруги визначається періодом ШІМ, сприяє виникненню великих пульсацій регульованих величин.
3. При роботі на великих швидкостях, коли ЕРС обертання близька до граничної напруги, обмеженої величиною напруги в ланцюзі постійного струму інвертора, можливе відхилення вектора напруги від необхідного напрямку, що може негативно вплинути на динаміку системи в цілому.

Виходячи з вищезгаданих недоліків, розглянемо два варіанти управління з використанням ШІМ, що дозволяють повністю або частково виключити перераховані недоліки.

1. Формування величини похідних моменту та потокозчеплення пропорційно до помилки регулювання.

Для того, щоб похідні регульованих величин були пропорційні помилкам регулювання визначимо коефіцієнти регуляторів у такому вигляді:

$$\begin{cases} k_1 = |M_{ref} - M| k_1'; \\ k_2 = \left| |\Psi_1|_{ref} - |\Psi_1| \right| k_2'. \end{cases} \quad (3.12)$$

Коефіцієнти k_1' і k_2' повинні вибиратися з тих міркувань, щоб помилки регулювання електромагнітного моменту і потокозчеплення статора вносили однакову вагу, і водночас бажано, щоб вектор напруги не вводили в область обмеження. Для виконання цих умов можна запропонувати їхній попередній розрахунок за формулами:

$$\begin{cases} k_1' = \frac{U_{1max}}{M_H \Psi_{2d}}; \\ k_2' = \frac{U_{1max}}{|\Psi_1|_H^2}, \end{cases}$$

де U_{1max} - максимальна напруга, яка може сформувати інвертор;

M_H – номінальний момент двигуна;

Ψ_{1H} - номінальне значення потокозчеплення статора двигуна.

2. Формування максимально можливих величин похідних моменту та потокозчеплення, з урахуванням обмежень за напругою.

Максимального значення похідної регульованої величини, а значить і максимальної швидкодії, можна домогтися, якщо до обмоток двигуна прикладати максимальну напругу, що визначається напругою в ланцюзі постійного струму інвертора. При цьому для досягнення необхідних похідних знаків потрібно формувати кутове положення вектора напруги таким чином, щоб сформувати вектор ЕРС статора в заданому секторі.

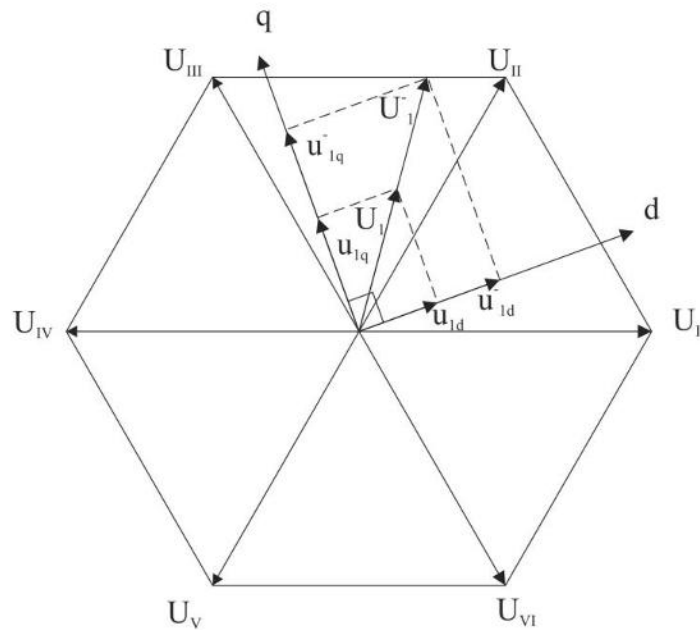


Рисунок 3.5. Формування вектора напруги статора з урахуванням обмежень максимальної величини

Напрямок вектора напруги статора можна виразити через складові на осі координат dq . Ці компоненти можна визначити з урахуванням ваги помилок регулювання залежно (3.11). Після цього необхідно перерахувати ці складові максимальної величини вектора U_1' , з урахуванням обмежень, як це показано на рис. 3.5.

Складові вектора U_1' визначимо за такими залежностями:

$$u'_{1d} = u_{1d} \frac{U_{1max}}{|U_1|}; \quad u'_{1q} = u_{1q} \frac{U_{1max}}{|U_1|}, \quad (3.13)$$

де U_{1max} - максимально можлива фазна напруга обмотки статора, що визначається за формулою:

$$U_{1max} = \frac{U_d}{2},$$

де U_d - Напруга ланцюга постійного струму інвертора.

Формування таким способом вектора напруги називатимемо граничним диференціальним управлінням.

3.3. Управління з безпосереднім керуванням станом ключів

Розглянемо випадок, коли система управління залежно від помилок регулювання безпосередньо формує стан ключів, як це робиться в системах із прямим управлінням моментом. При цьому виходитимемо з того, що формований при цьому вектор напруги сприятиме створенню необхідних досягнення цілей управління знаків похідних регульованих величин.

Оскільки стан ключів визначає вектор напруги в нерухомій щодо статора системі координат, розглянемо умови формування знака похідних регульованих величин у системі координат α - β , нерухомої щодо статора.

Розглянемо рівняння похідної електромагнітного моменту в системі координат α - β , яке матиме вигляд:

$$\dot{M} = L_1 (\dot{\Psi}_1 \Psi_2^* + \Psi_1 \dot{\Psi}_2^*).$$

Враховуючи, що похідна вектора потокозчеплення ротора визначатиметься лише швидкістю обертання ротора, яка залежить від вимог технологічного процесу, необхідною умовою для формування необхідного похідної знака буде виконання умови:

$$\text{sign}(\dot{\Psi}_1 \Psi_2^*) = \text{sign}(E_1 \Psi_2^*) = \text{sign}(\dot{M}_{ref}).$$

Реалізуємо як і раніше умову співспрямованості векторів E_1 і Ψ_2^* записавши його в системі координат α - β :

$$\begin{cases} e_{1\alpha} = -k_1 \Psi_{2\beta} \text{sign}(\dot{M}_{ref}); \\ e_{1\beta} = k_1 \Psi_{2\alpha} \text{sign}(\dot{M}_{ref}). \end{cases} \quad (3.14)$$

Підставивши рівняння (3.2) та (3.6) в (3.14) отримаємо залежність:

$$\begin{cases} u_{1\alpha} = -k_1 \Psi_{2\beta} \frac{M_{ref} - M}{|M_{ref} - M|} + i_{1\alpha} R_1; \\ u_{1\beta} = k_1 \Psi_{2\alpha} \frac{M_{ref} - M}{|M_{ref} - M|} + i_{1\beta} R_1. \end{cases} \quad (3.15)$$

Аналогічним чином можна отримати алгоритм формування напруги для забезпечення необхідного знака похідної модуля вектора потокозчеплення статора, який у системі координат α - β матиме вигляд:

$$\begin{cases} u_{1\alpha} = k_1 \Psi_{1\alpha} \frac{|\Psi_{1ref}| - |\Psi_1|}{\left| |\Psi_{1ref}| - |\Psi_1| \right|} + i_{1\alpha} R_1; \\ u_{1\beta} = k_1 \Psi_{1\beta} \frac{|\Psi_{1ref}| - |\Psi_1|}{\left| |\Psi_{1ref}| - |\Psi_1| \right|} + i_{1\beta} R_1. \end{cases} \quad (3.16)$$

Просумувавши (3.15) та (3.16) отримаємо загальний алгоритм формування вектора напруги в системі координат α - β :

$$\begin{aligned} u_{1\alpha} &= \frac{1}{2} \left(-k_1 \Psi_{2\beta} \frac{M_{ref} - M}{|M_{ref} - M|} + k_2 \Psi_{1\alpha} \frac{|\Psi_{1ref}| - |\Psi_1|}{\left| |\Psi_{1ref}| - |\Psi_1| \right|} \right) + i_{1\alpha} R_1; \\ u_{1\beta} &= \frac{1}{2} \left(k_1 \Psi_{2\alpha} \frac{M_{ref} - M}{|M_{ref} - M|} + k_2 \Psi_{1\beta} \frac{|\Psi_{1ref}| - |\Psi_1|}{\left| |\Psi_{1ref}| - |\Psi_1| \right|} \right) + i_{1\beta} R_1. \end{aligned} \quad (3.17)$$

З отриманих складових вектора напруги визначимо його кутове положення у системі координат α - β :

$$\gamma = \arctan \frac{u_{1\beta}}{u_{1\alpha}}.$$

Далі, визначивши в якомусь із секторів, наведених на рис. 3.6 знаходиться отриманий вектор напруги, формується стан ключів, що забезпечує реалізацію найбільш близького з шести можливих векторів.

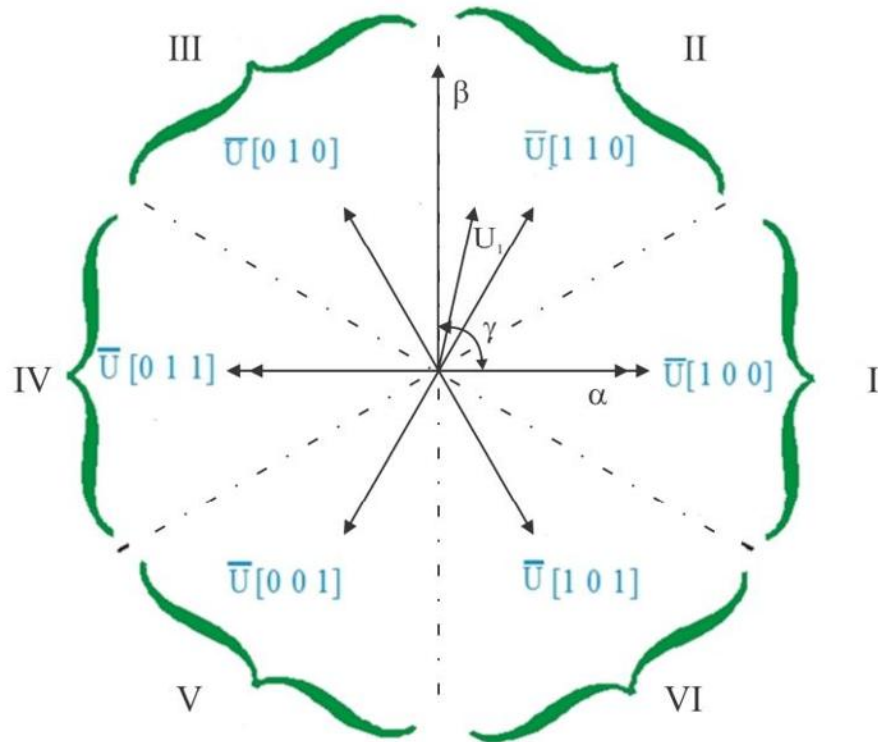


Рисунок 3.6. Розташування векторів напруги на координатній площині

Наприклад, якщо отриманий в результаті розв'язування рівняння (3.17) вектор напруги розташований у секторі II, як показано на рис. 3.6 то повинен реалізуватися вектор $\vec{U}[11]$. При цьому цифри, розташовані у квадратних дужках, визначають стан ключів інвертора. Так запис $\vec{U}[11]$ показує, що обмотки двигуна фаз A і підключені до плюса кола постійного струму, а фази до мінуса. Даний спосіб керування назовемо диференціальним керуванням з безпосереднім формуванням стану ключів інвертора.

Висновки по розділу 3

1. В результаті виявлених закономірностей процесів, що протікають у синхронних електродвигунах з постійними магнітами при керуванні їх станом, отримані області взаємного розташування векторів

потокосцеплень статора і ротора, що забезпечують необхідні знаки похідних регульованих величин.

2. Знак похідної електромагнітного моменту залежить від положення вектора стади ЕРС щодо положення ротора.
3. Знак похідної модуля вектора потокосцеплення статора залежить від положення вектора стада ЕРС щодо вектора потокосцеплення статора.
4. Максимального значення похідної регульованої величини, а значить і максимальної швидкодії, можна домогтися, якщо до обмоток двигуна прикладати максимальну напругу, що визначається напругою в ланцюзі постійного струму інвертора. При цьому для досягнення необхідних похідних знаків потрібно задати кутове положення вектора напруги таким чином, щоб сформувати вектор ЕРС статора в заданому секторі.
5. Розроблені алгоритми управління, побудовані з урахуванням формування знаків похідних регульованих величин, гарантують рух до заданим значенням.

4. ДОСЛІДЖЕННЯ АЛГОРИТМІВ УПРАВЛІННЯ СИНХРОННИМ ДВИГУНОМ З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ

Для дослідження розроблених алгоритмів керування синхронним двигуном з постійними магнітами, та порівняння їх з такими відомими способами як пряме керування моментом та векторне керування, були розроблені комп'ютерні моделі систем електроприводу, реалізовані в середовищі Matlab Simulink . У моделі двигуна були використані наступні параметри двигуна: $R_1 = 0.55$ Ом, $L_1 = 0.00625$ Гн, $\Psi_2 = 0.1727$ Вб, $z = 3$, $J = 0.00017428$ кг·м² . У моделі інвертора враховувався «мертвий час» $T_{м.в.} = 2$ мкс. Для наближення роботи моделі до реальних умов у ній вводилися тимчасові затримки, що відбивають час дискретизації притаманний реальних цифрових систем управління.

Всі системи управління, що розглядаються в цьому розділі можна розділити на два основні види з точки зору формування напруги: системи з ШІМ інвертором та системи з безпосереднім управлінням ключами інвертора.

4.1. Дослідження алгоритмів управління з урахуванням ШІМ інвертора

Математична модель регульованого електроприводу на базі синхронного двигуна з постійними магнітами при формуванні напруги за допомогою ШІМ інвертора, реалізована в середовищі Matlab Simulink представлена на рис. 4.1 як блок-схеми.

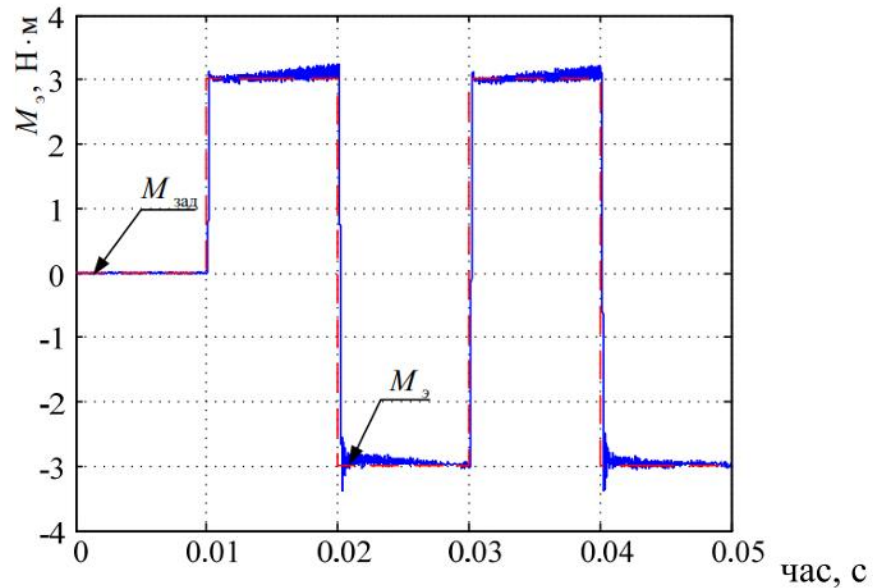


Рисунок 4.2. Реакція електроприводу на керуючий вплив на момент

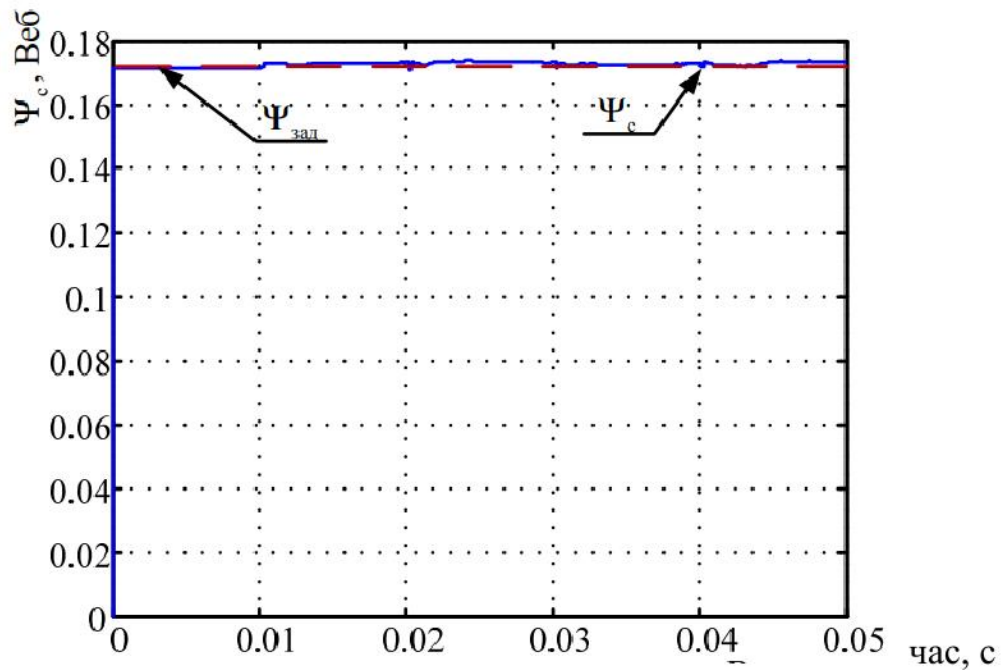


Рисунок 4.3 – Реакція електроприводу на керуючу дію потоку статора

На рис. 4.4 – рис. 4.7 наведено результати моделювання електроприводу під час роботи з регулятором швидкості без навантаження. Розглядався варіант розгону двигуна до номінальної швидкості та наступного реверсу. Аналіз графіків показує, що у перехідних процесах двигун тримає момент лише на рівні відповідному обмеження,

формованому системою управління. При цьому, за рахунок стабільної підтримки моменту швидкість змінюється лінійно, з постійним прискоренням.

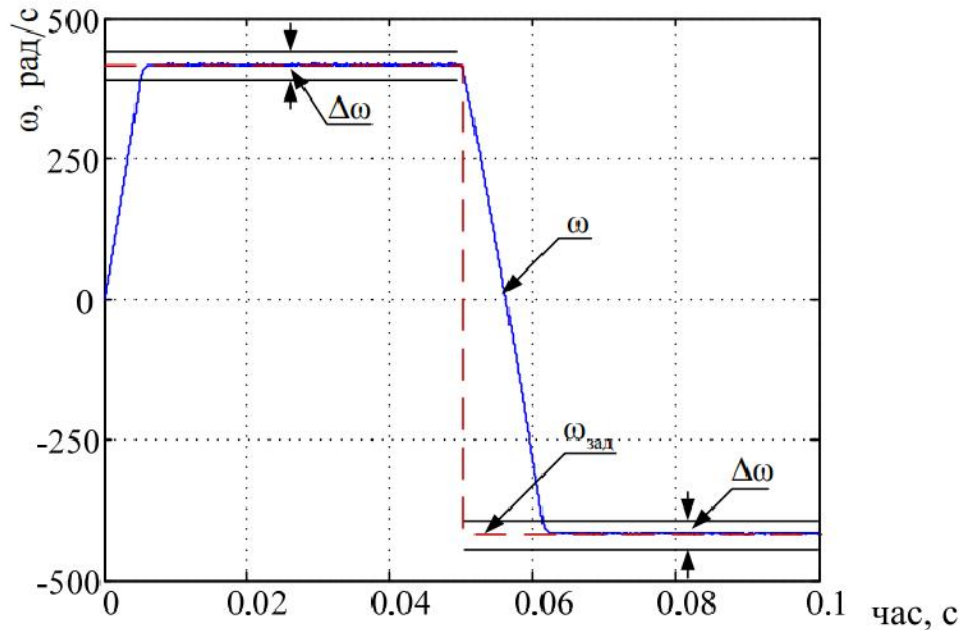


Рисунок 4.4 – Частота обертання ротора при пуску та реверсі без навантаження

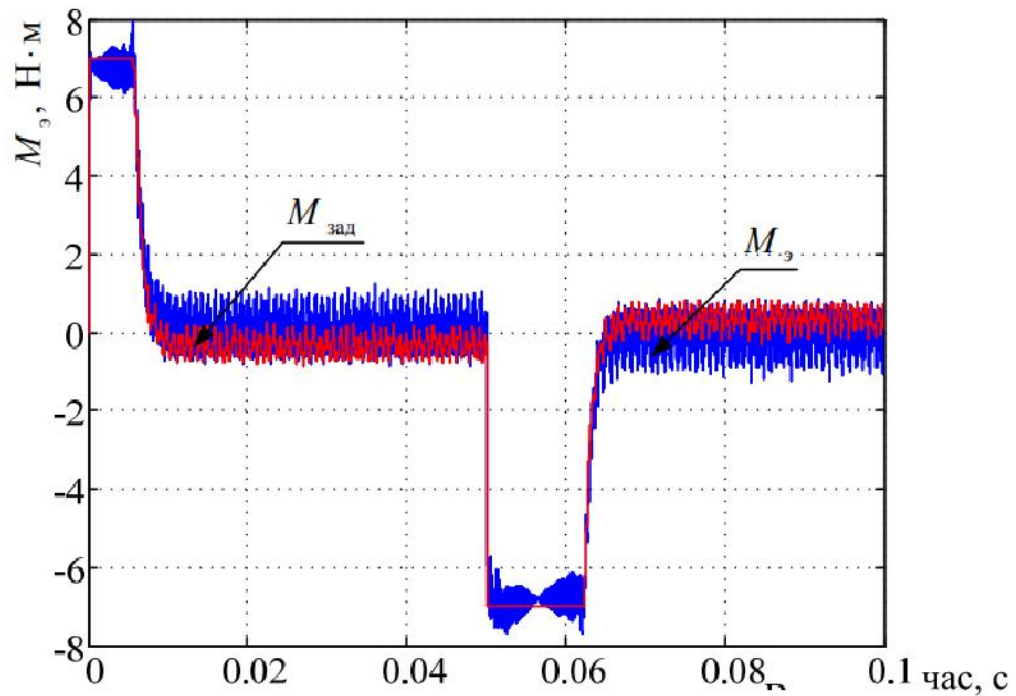


Рисунок 4.5 – Електромагнітний момент СДПМ при пуску та реверсі без навантаження

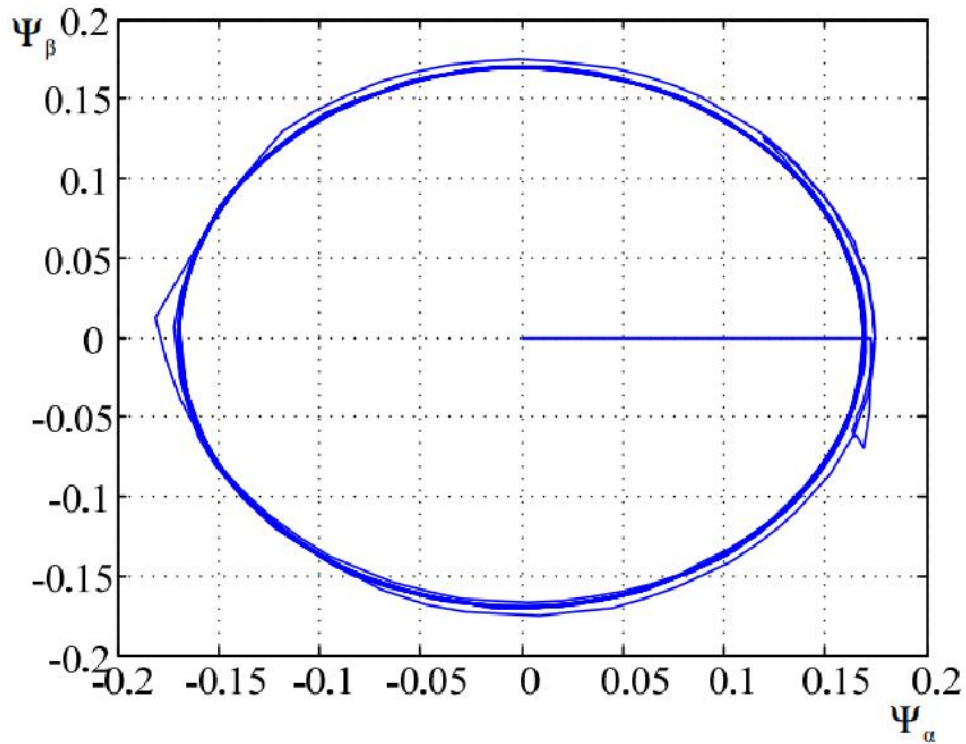


Рисунок 4.6 – Годограф потокозчеплення статора СДПМ при пуску та реверсі без навантаження

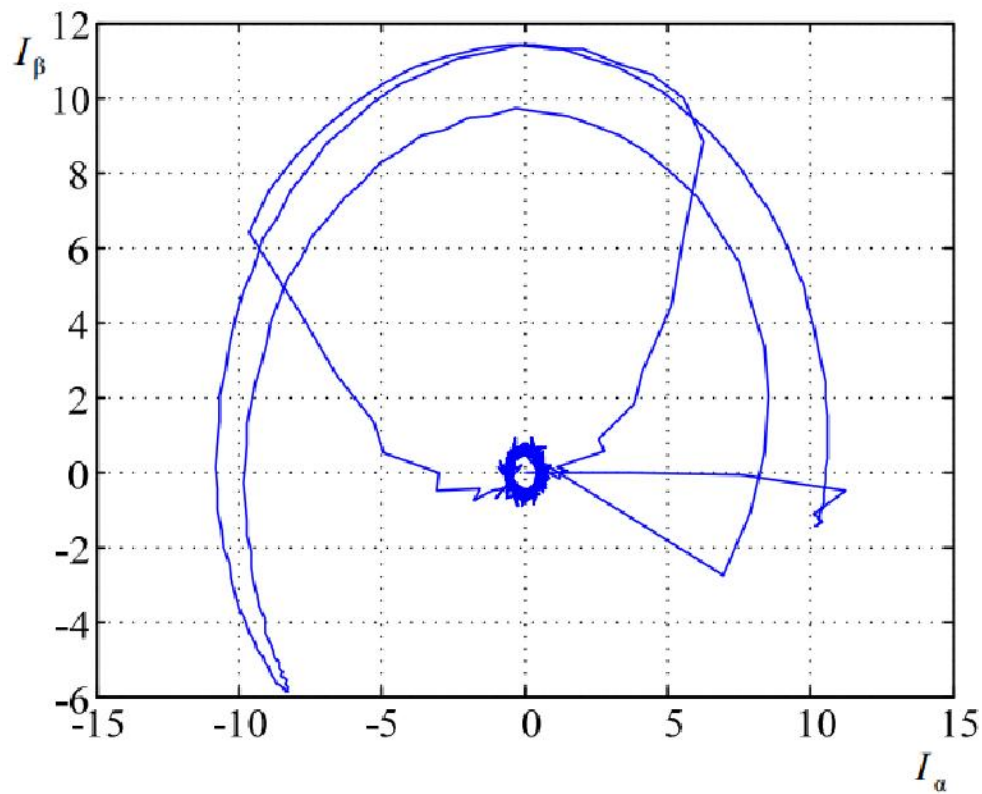


Рисунок 4.7 – Годограф струму статора СДПМ при пуску та реверсі без навантаження

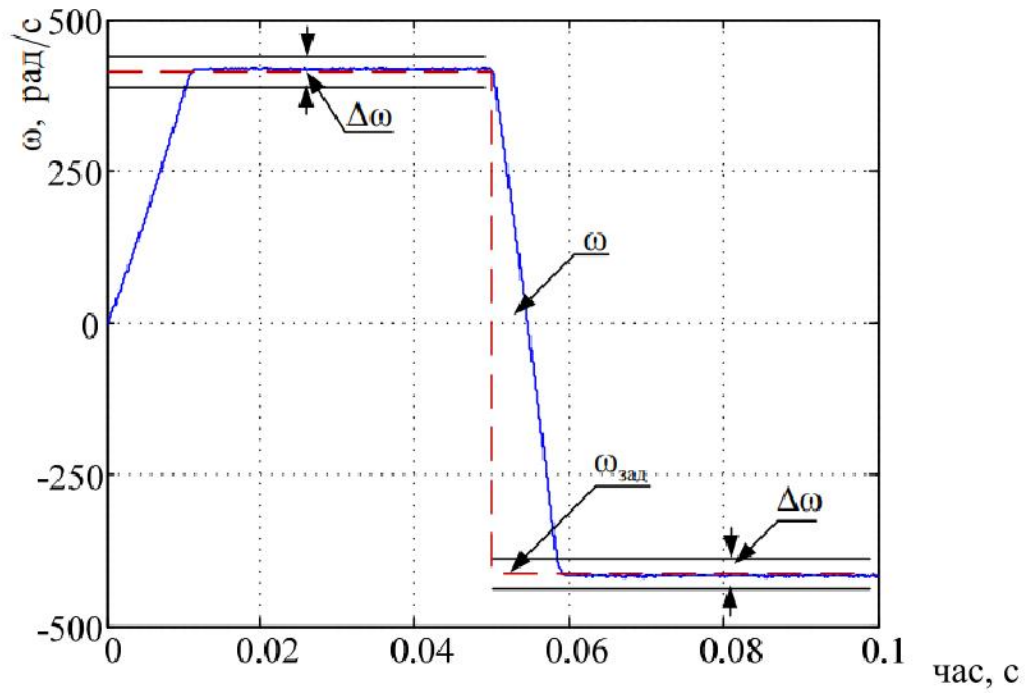


Рисунок 4.8 – Частота обертання ротора СДПМ при пуску та реверсі з навантаженням

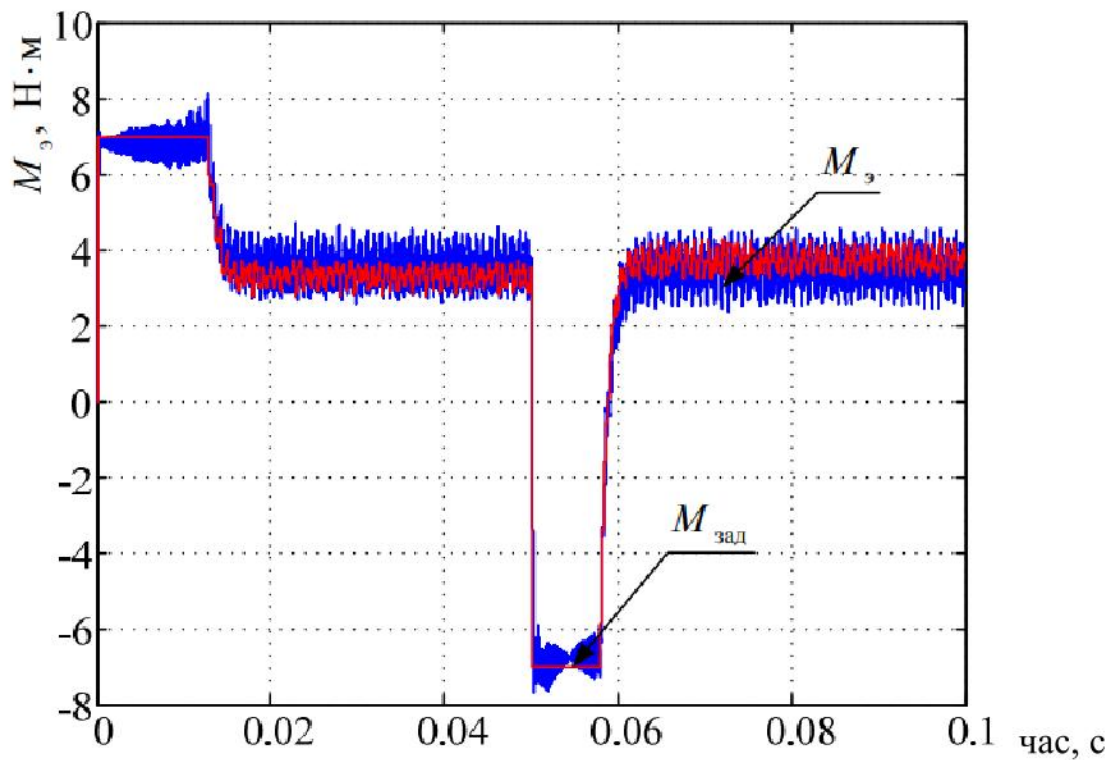


Рисунок 4.9 – Електромагнітний момент СДПМ при пуску та реверсі з навантаженням

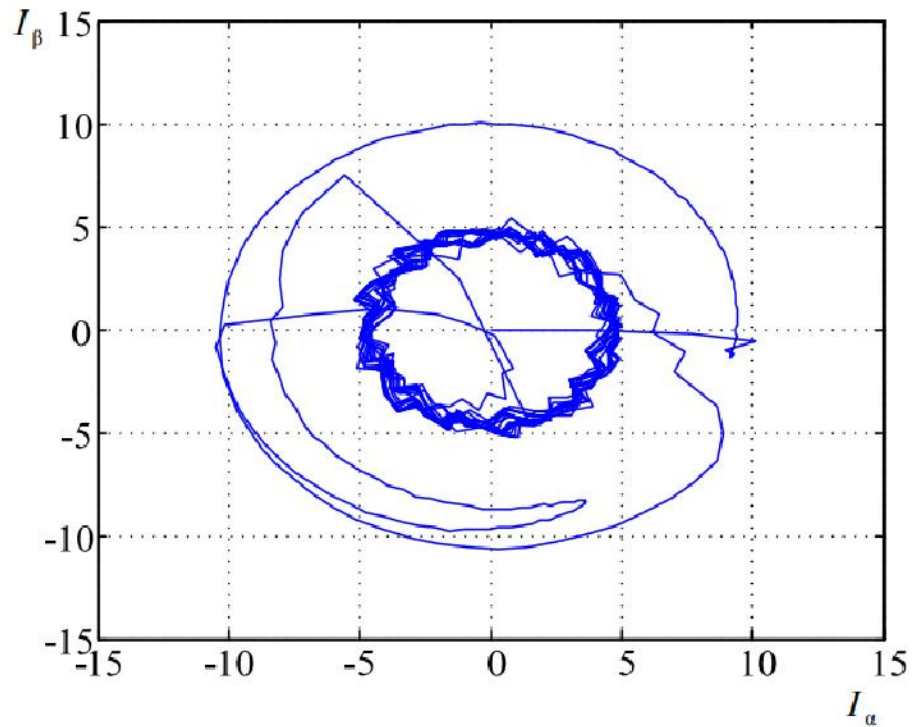


Рисунок 4.10 – Годограф поточозчеплення статора СДПМ при пуску та реверсі з навантаженням

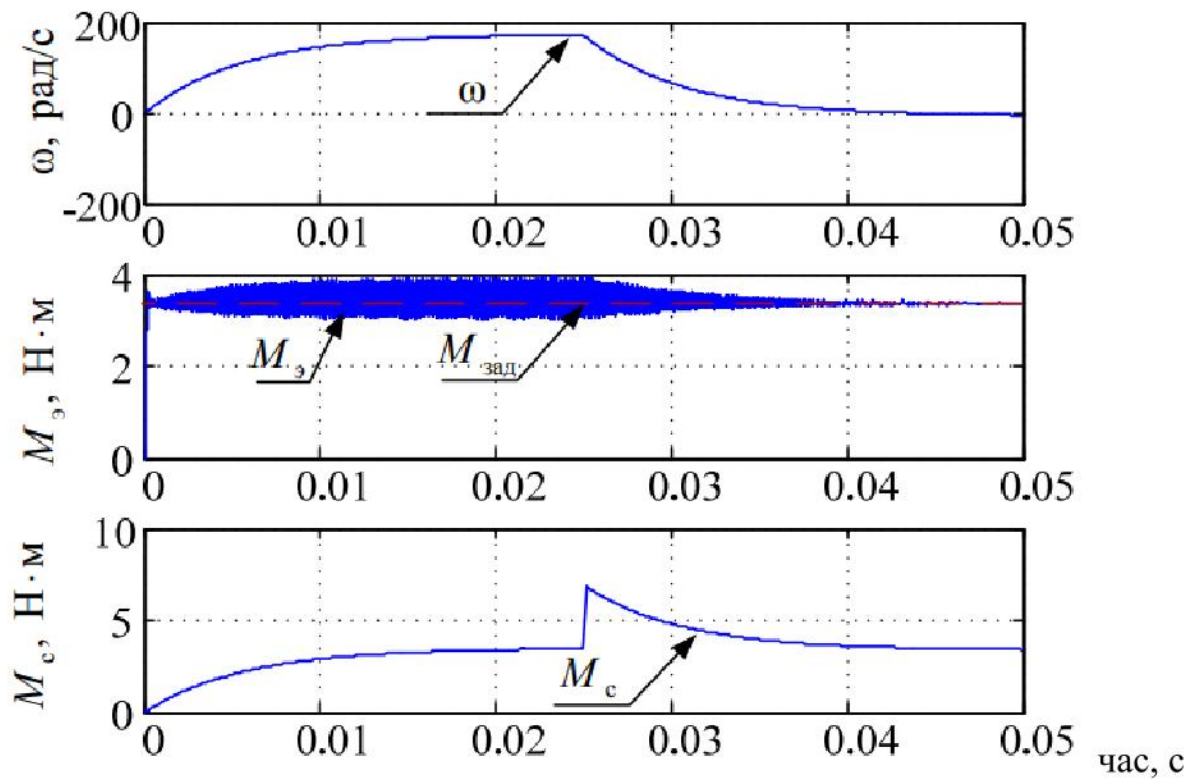


Рисунок 4.11 – Реакція електромагнітного моменту СДПМ на зміну моменту опору

Пульсації модулів векторів струму і потокозчеплення статора при роботі з максимальним моментом практично відсутні, проте при роботі з швидкістю пульсації, що встановилася, збільшуються. Це пов'язано з тим, що регулятор швидкості формує на регулятор моменту пульсуюче завдання, яке відпрацьовує регулятор моменту, і яке відбивається в пульсаціях статора.

На рис. 4.8 – рис. 4.10 наведено результати роботи електроприводу під навантаженням із системою керування, що має регулятор швидкості. Як впливає з малюнків, істотних відмінностей від роботи на холостому ходу не виявлено, за винятком збільшення середнього значення моменту і струму в режимі, що встановився, що обумовлено навантаженням.

Робота електроприводу при зміні ступеневого навантаження наведена на рис. 4.11. Як можна побачити електромагнітний момент двигуна практично не реагує на зміну навантаження. У той же час з графіків видно, що з зниження швидкості зменшуються пульсації моменту. Це, очевидно, обумовлено тим, що зі збільшенням швидкості збільшується величина ЕРС обертання. При позитивній помилці регулювання до обмотки статора прикладається відповідно до спрямованих ЕРС обертання та напруги джерела, що зумовлює більш інтенсивну зміну струму статора. При негативній помилці ЕРС обертання буде спрямована зустрічно по відношенню до напруги, що сприятиме меншій інтенсивності зміни струму. Цей факт обумовлює наявність статичної помилки регулювання моменту, яку можна побачити на рис. 4.11.

Розглянемо варіант управління електроприводом із СДПМ при формуванні управління з максимальною амплітудою вектора напруги, що відповідає виразу (3.13). Результати досліджень електроприводу з даним алгоритмом керування за частоти модуляції 10 кГц представлені на рис. 4.12 – рис. 4.20.

На рис. 4.12 рис. 4.13 наведено результати роботи електроприводу при зміні ступеневої завдання моменту. Аналіз результатів показав, що час перехідного процесу такий самий, як і в попередньому випадку. При цьому через те, що ми прикладаємо максимальну напругу, збільшуються пульсації струму, і як наслідок пульсації моменту і потокозчеплення, що сприятиме збільшенню втрат енергії.

Аналіз роботи електроприводу з регулятором швидкості на неодруженому ході (рис. 4.14 – рис. 4.17), а також під навантаженням (рис. 4.18 – рис. 4.20) показали хороші якісні показники регулювання швидкості, що говорить про те, що середнє значення моменту відповідає заданому значенню, але при цьому присутні суттєві пульсації струму і як наслідок моменту і потокозчеплення.

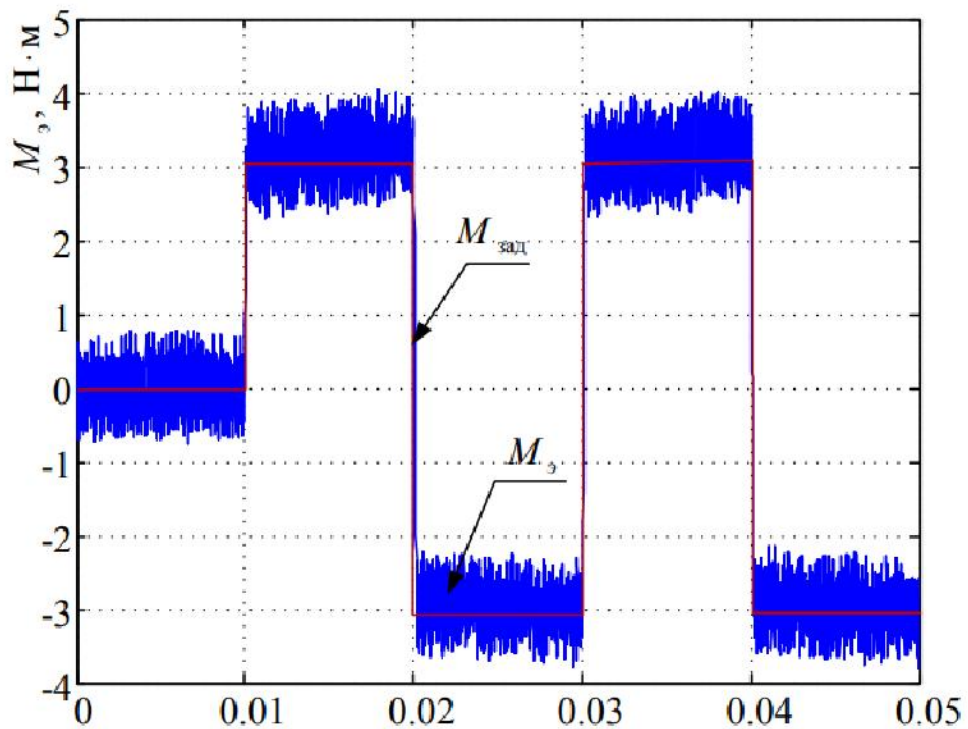


Рисунок 4.12 – Частота обертання ротора СДПМ при пуску та реверсі без навантаження

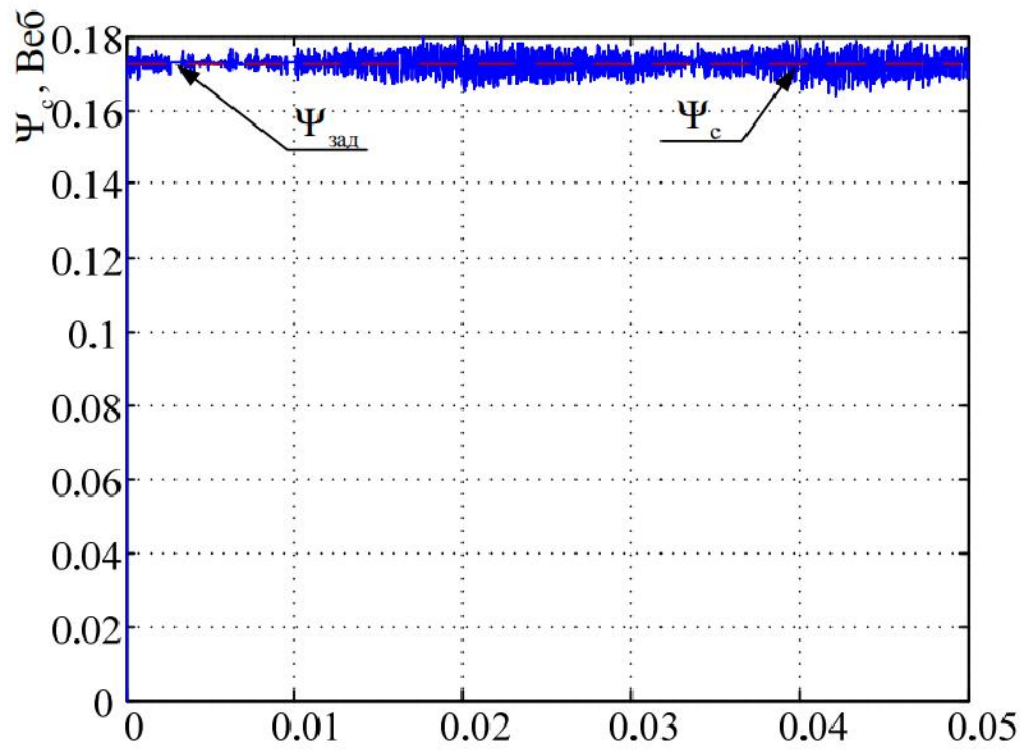


Рисунок 4.13 –

Рис 4.15

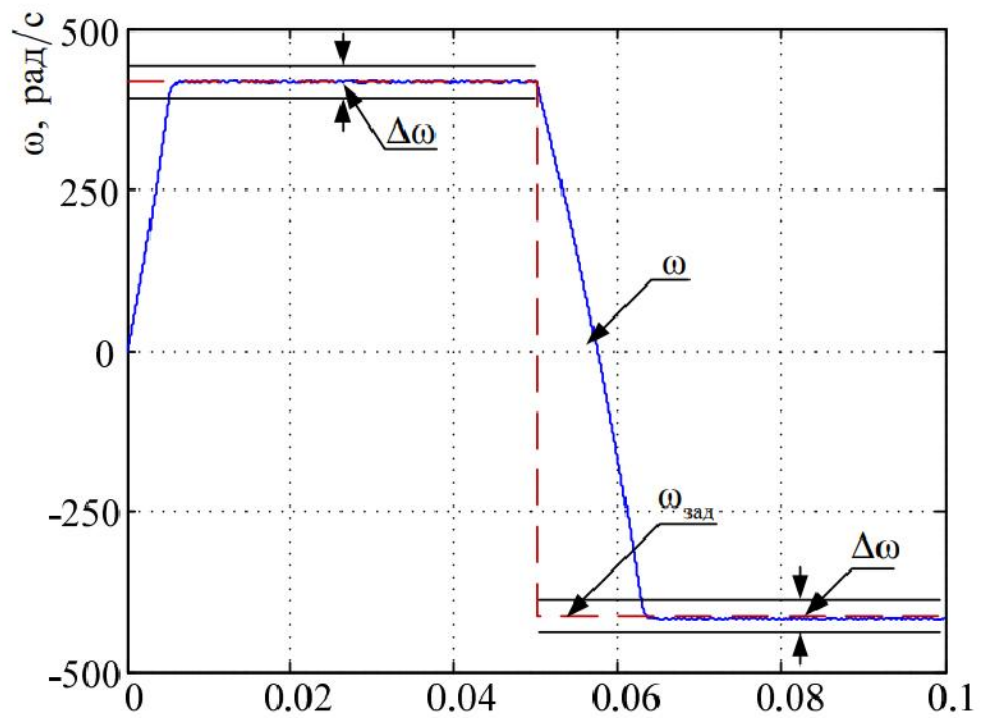


Рисунок 4.14 –

Рис 4.16

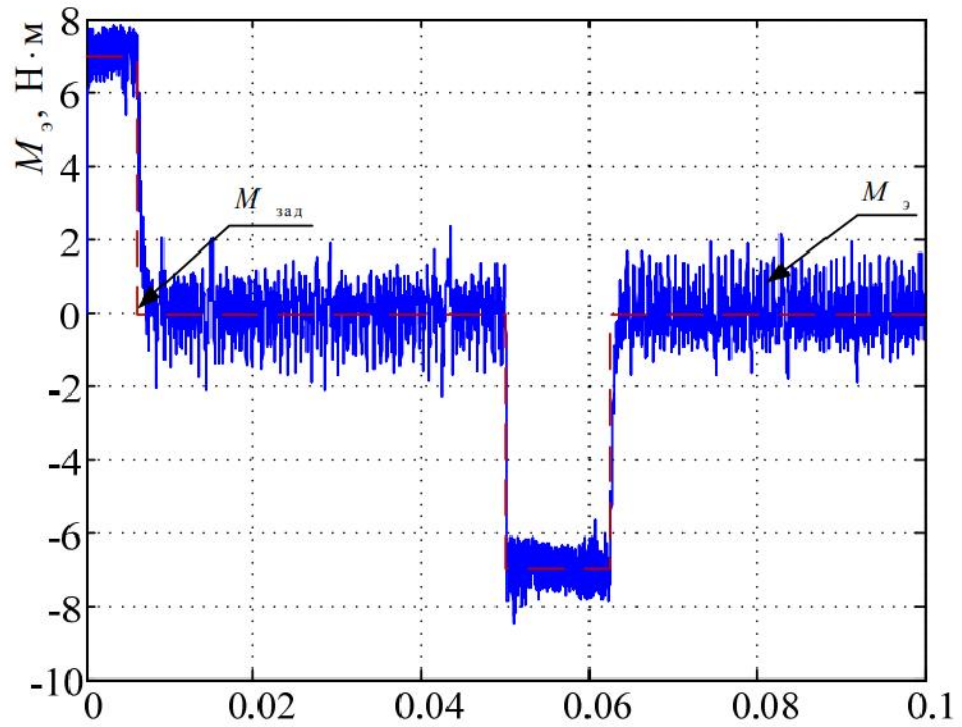


Рисунок 4.15 – Електромагнітний момент СДПМ при пуску та реверсі без навантаження

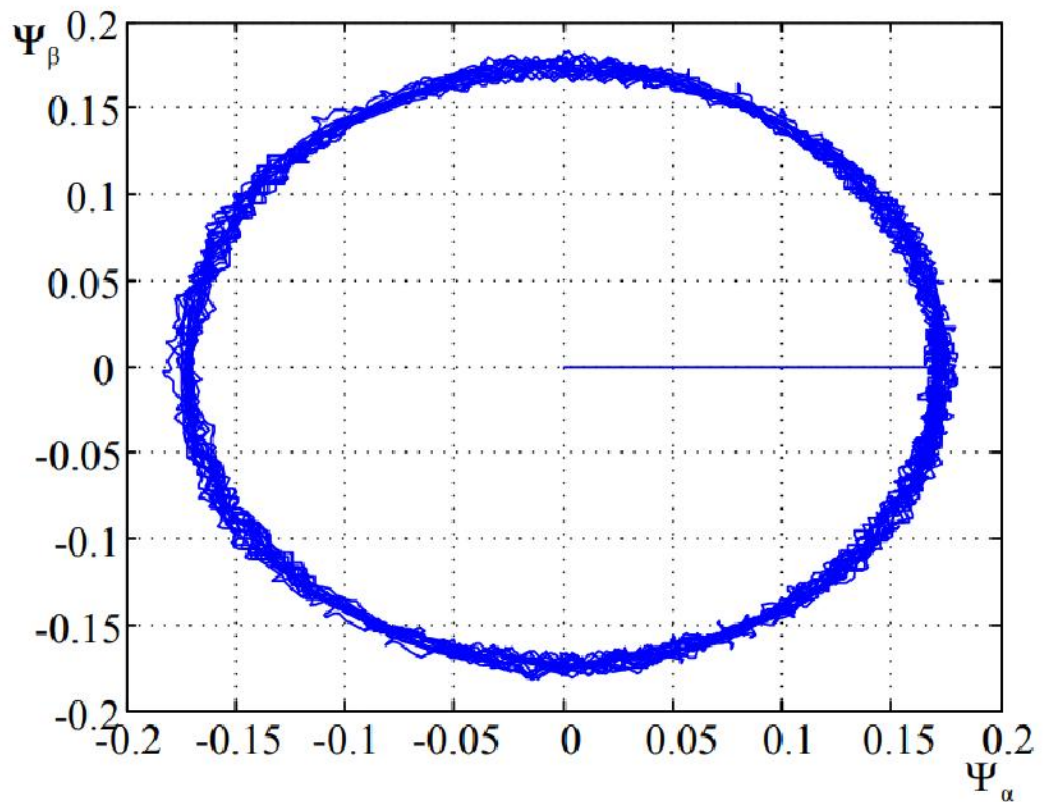


Рисунок 4.16 – Годограф потокозчеплення статора СДПМ при пуску та реверсі без навантаження

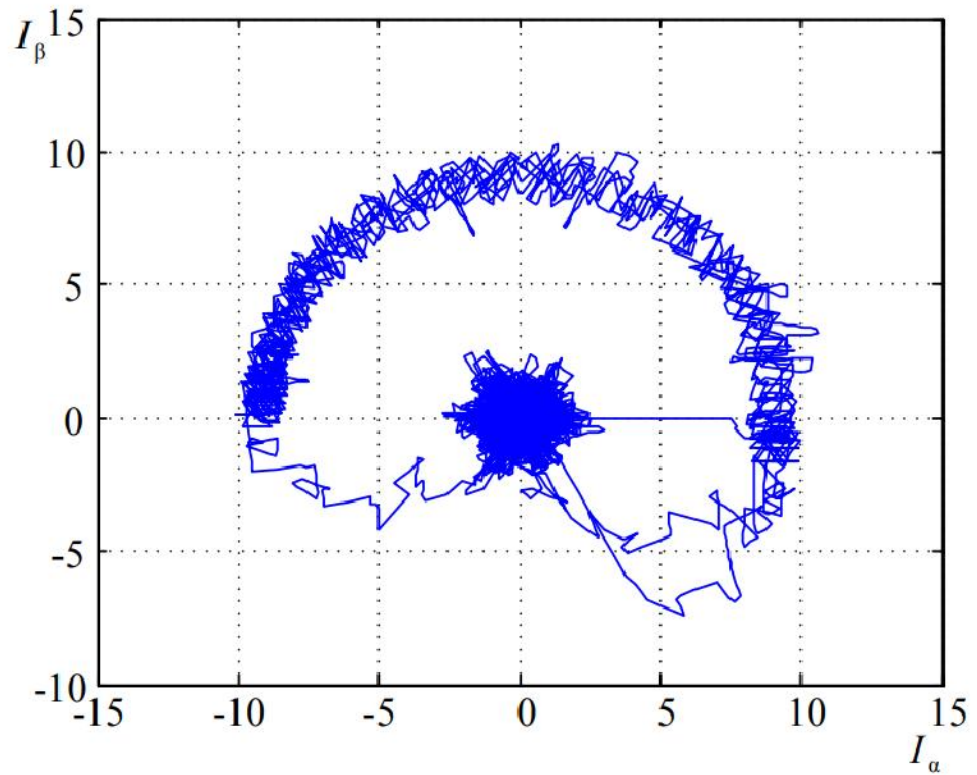


Рисунок 4.17 – Годограф струму статора СДПМ при пуску та реверсі без навантаження

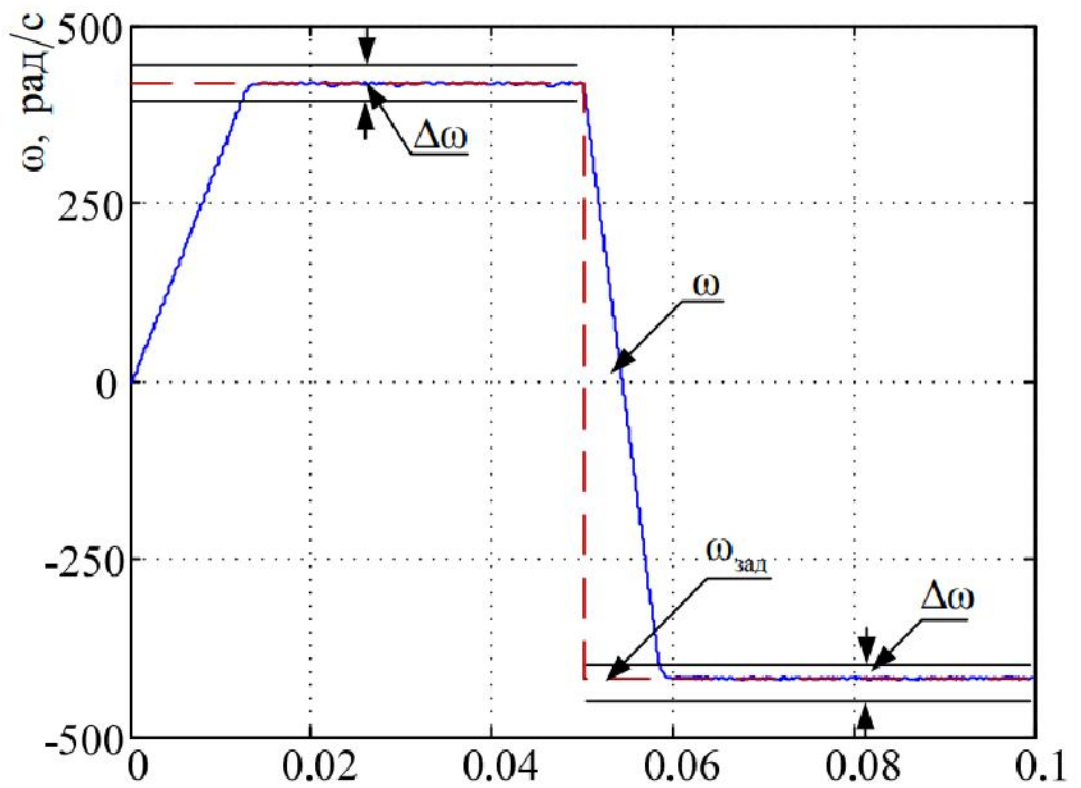


Рисунок 4.18 – Частота обертання ротора СДПМ при пуску та реверсі з навантаженням

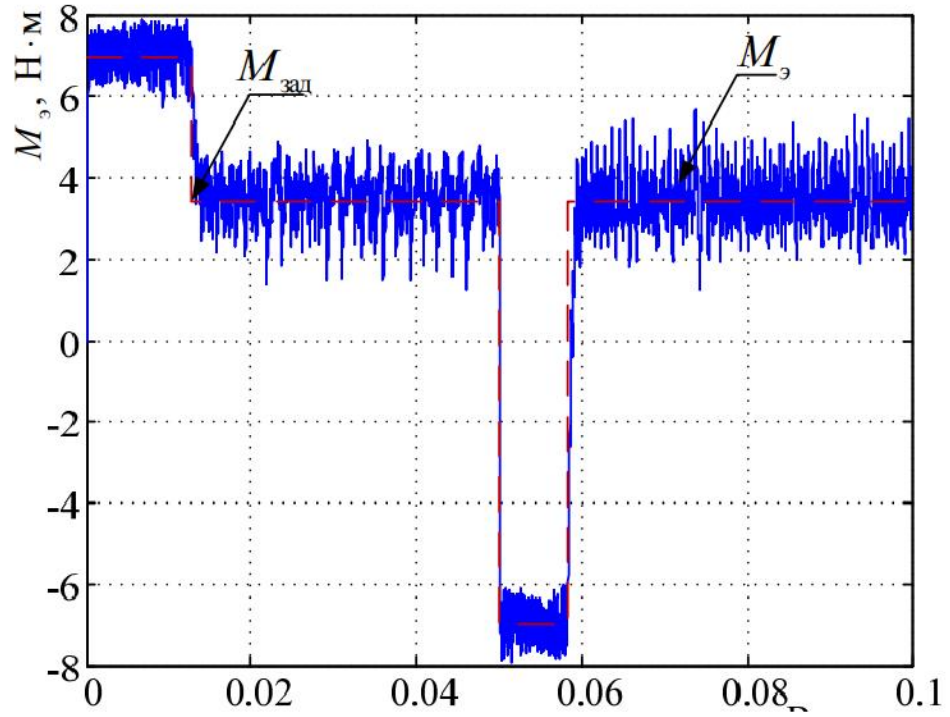


Рисунок 4.19 – Електромагнітний момент СДПМ при пуску та реверсі з навантаженням

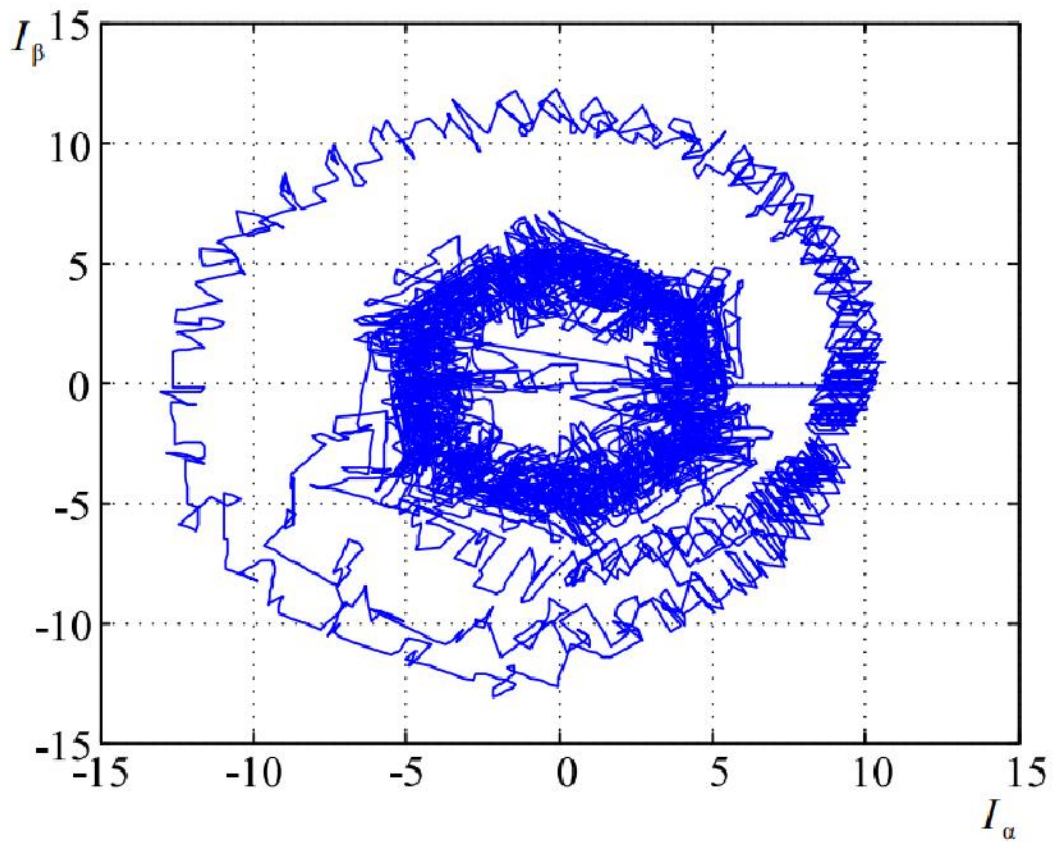


Рисунок 4.20 – Годограф струму статора СДПМ при пуску та реверсі з навантаженням

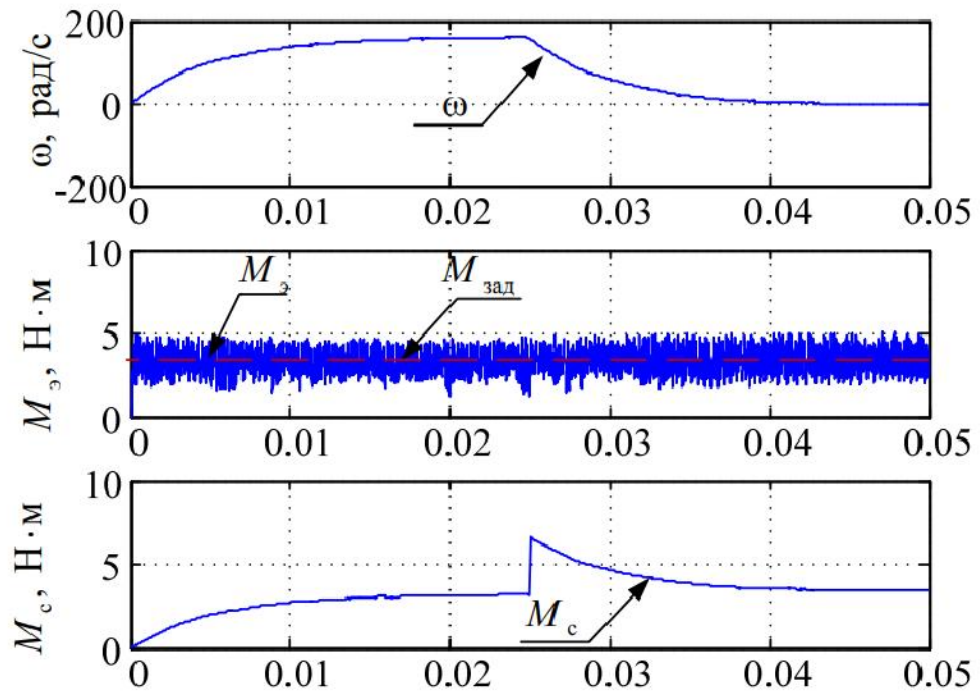


Рисунок 4.21 – Реакція електромагнітного моменту СДПМ на зміну моменту опору

Робота електроприводу при зміні ступеневої навантаження наведена на рис. 4.21. Як можна побачити електромагнітний момент СДПМ практично не реагує на зміну навантаження.

4.2. Дослідження алгоритму управління з урахуванням інвертора з безпосереднім управлінням ключами

Модель електроприводу з алгоритмом управління, що формує стан ключів інвертора, необхідне для отримання одного з шести можливих векторів напруги, була реалізована в середовищі Matlab Simulink. Блок-схема імітаційної моделі цього електроприводу наведено на рис. 4.22.

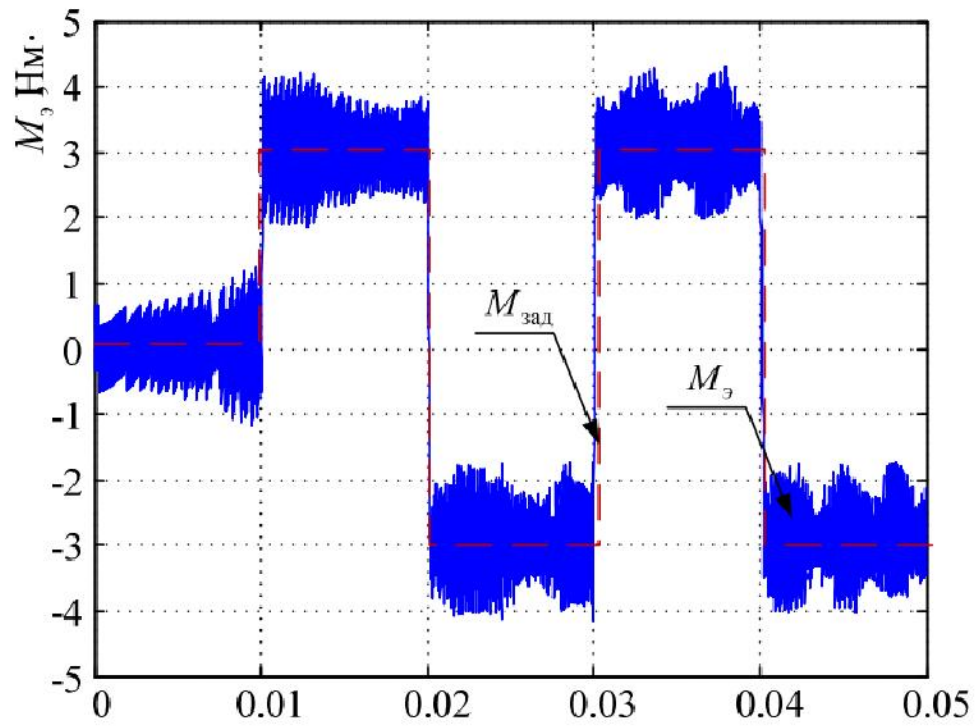


Рисунок 4.23 – Реакція електроприводу по моменту на управляючий вплив

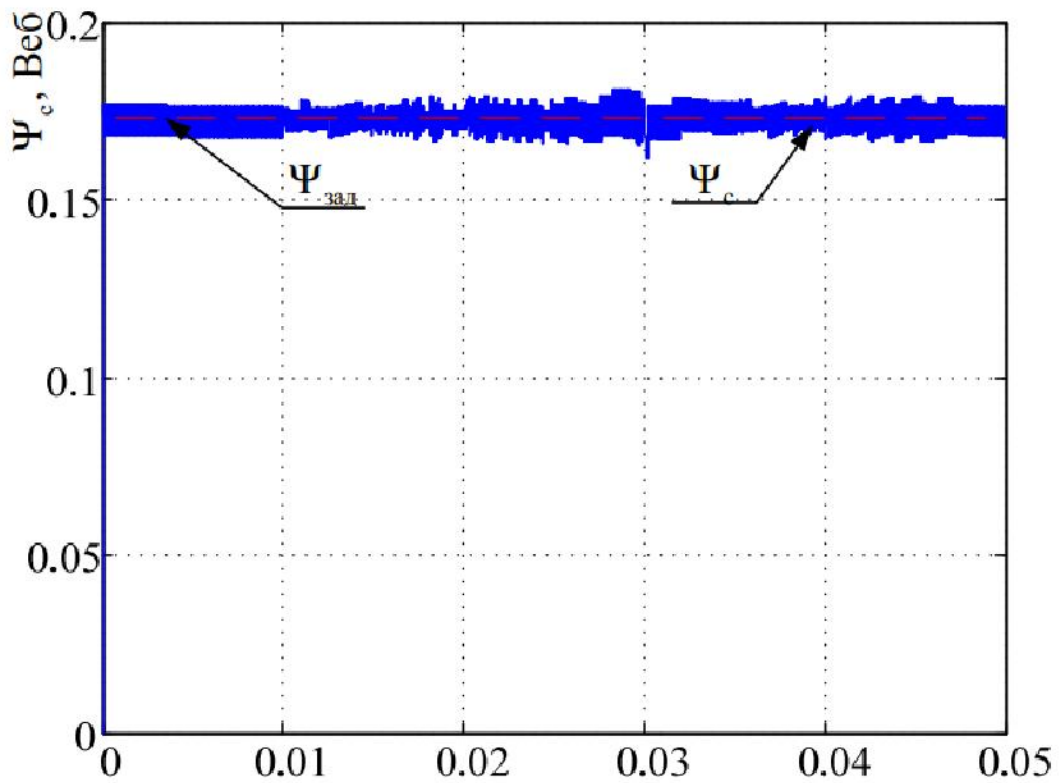


Рисунок 4.24. Реакція електроприводу по статорному потоку на керуючий вплив

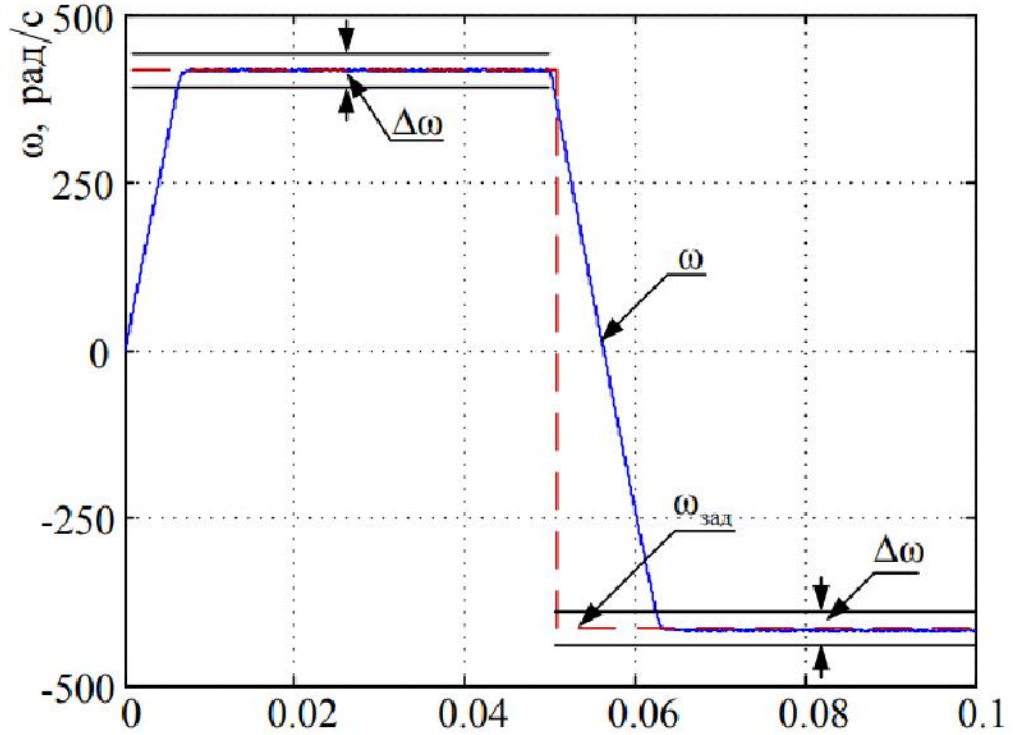


Рисунок 4.25 – Частота обертання ротора СДПМ при пуску та реверсі без навантаження

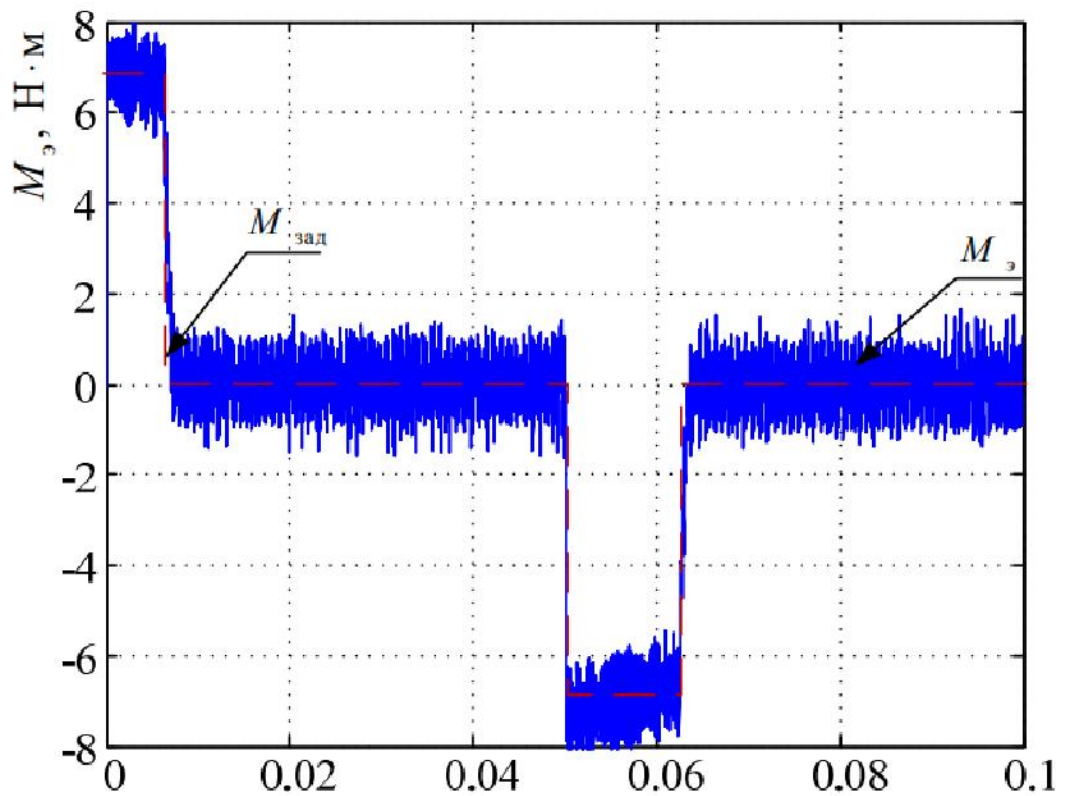


Рисунок 4.26 – Електромагнітний момент СДПМ при пуску та реверсі без навантаження

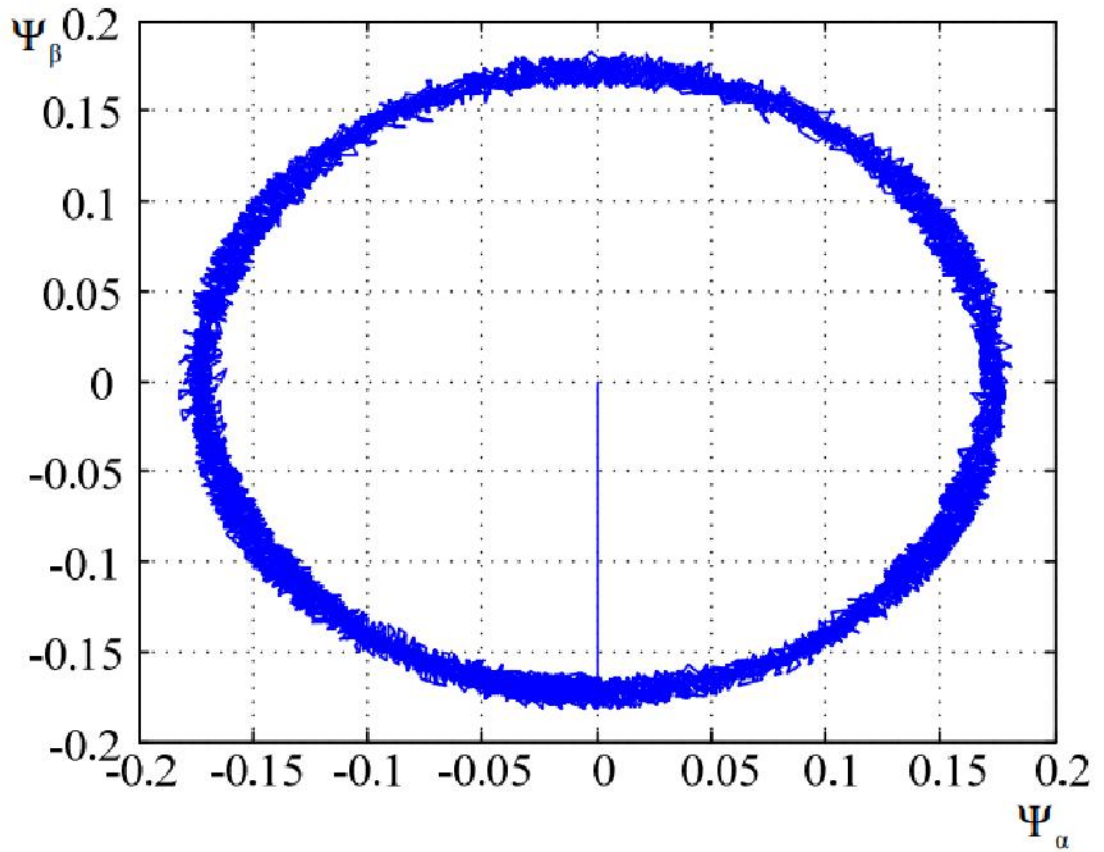


Рисунок 4.27. Годограф потокозчеплення статора СДПМ при пуску та реверсі без навантаження

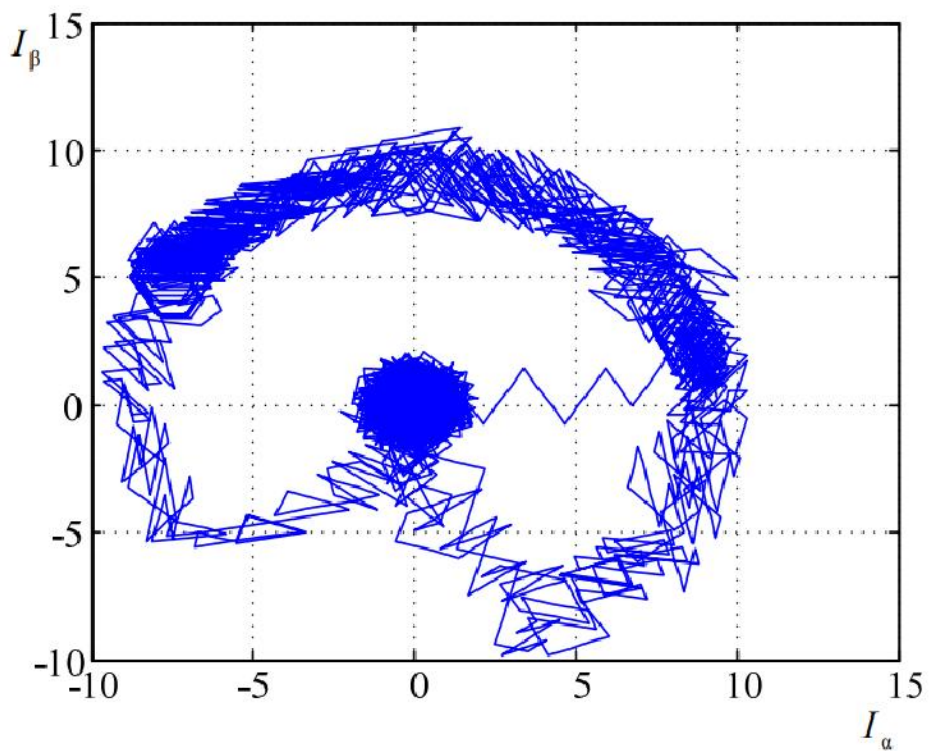


Рисунок 4.28. Годограф струму статора СДПМ при пуску та реверсі без навантаження

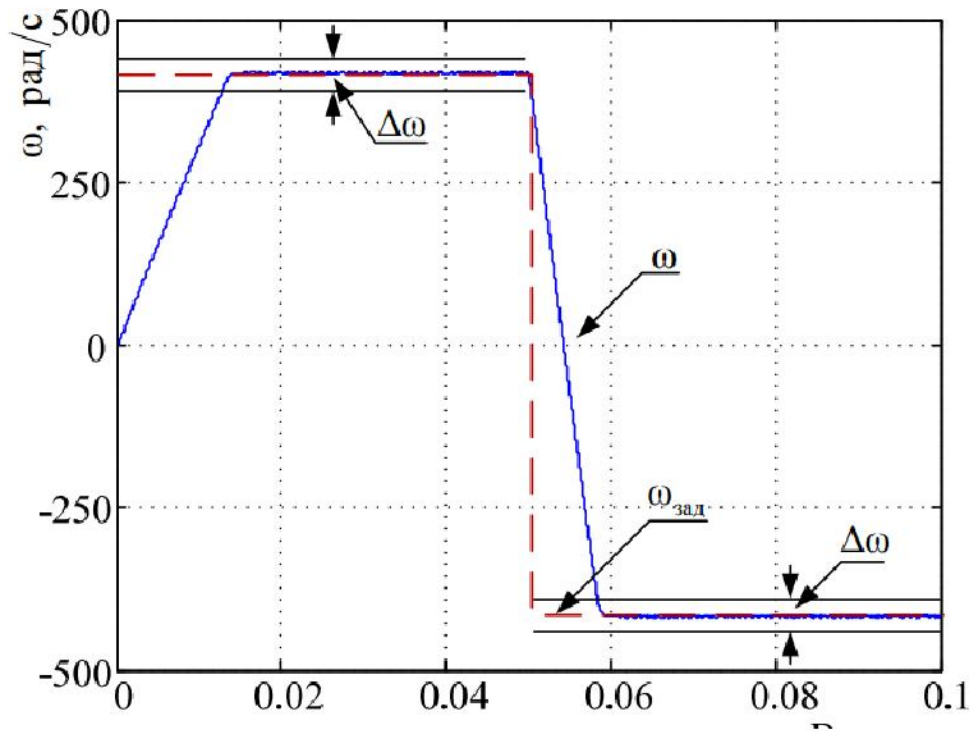


Рисунок 4.29. Частота обертання ротора СДПМ при пуску та реверсі з навантаженням

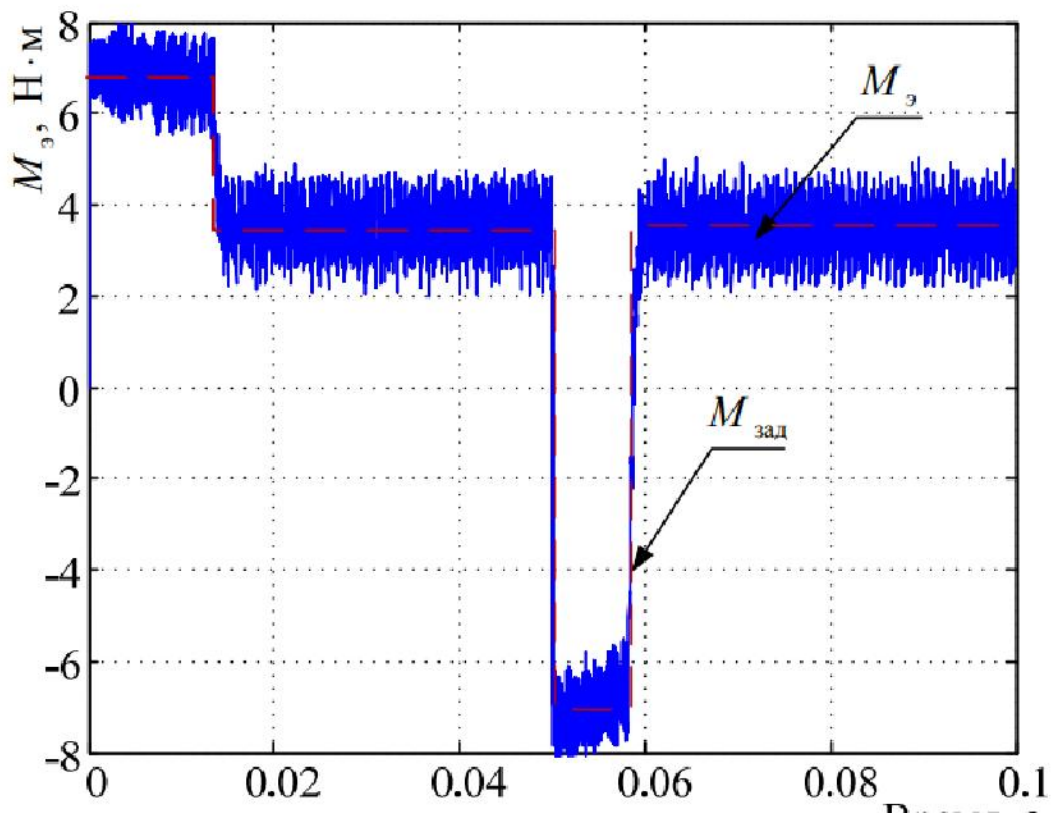


Рисунок 4.30. Електромагнітний момент СДПМ при пуску та реверсі з навантаженням

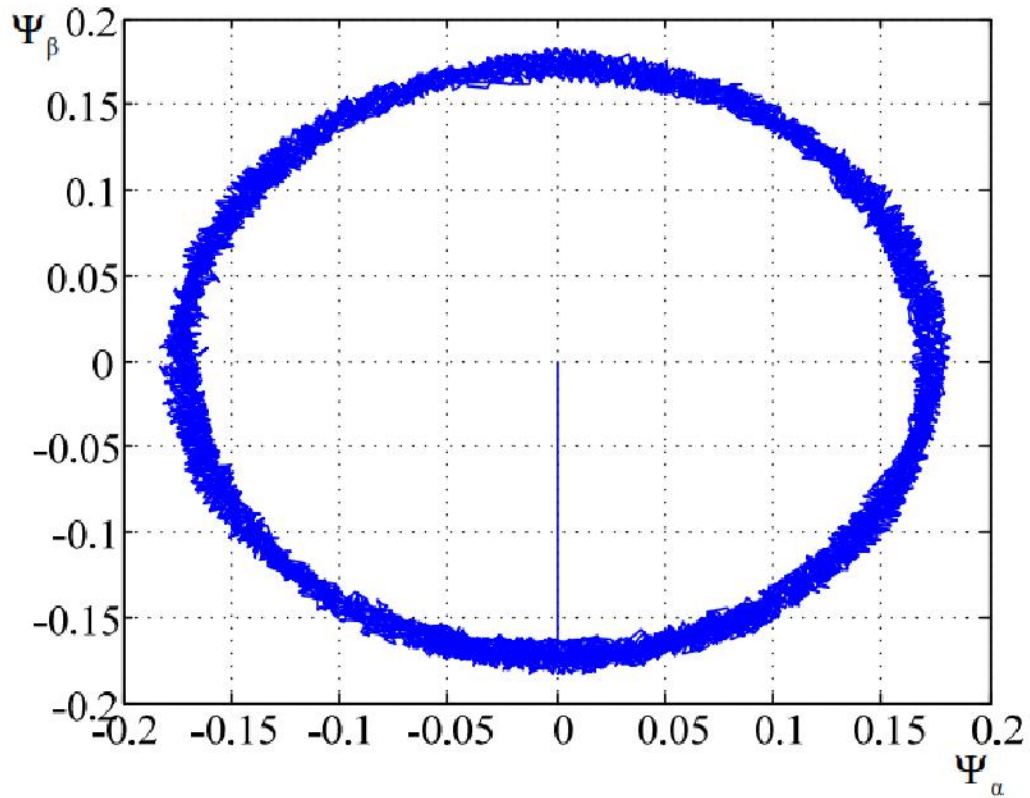


Рисунок 4.31. Годограф потокозчеплення статора СДПМ при пуску та реверсі з навантаженням

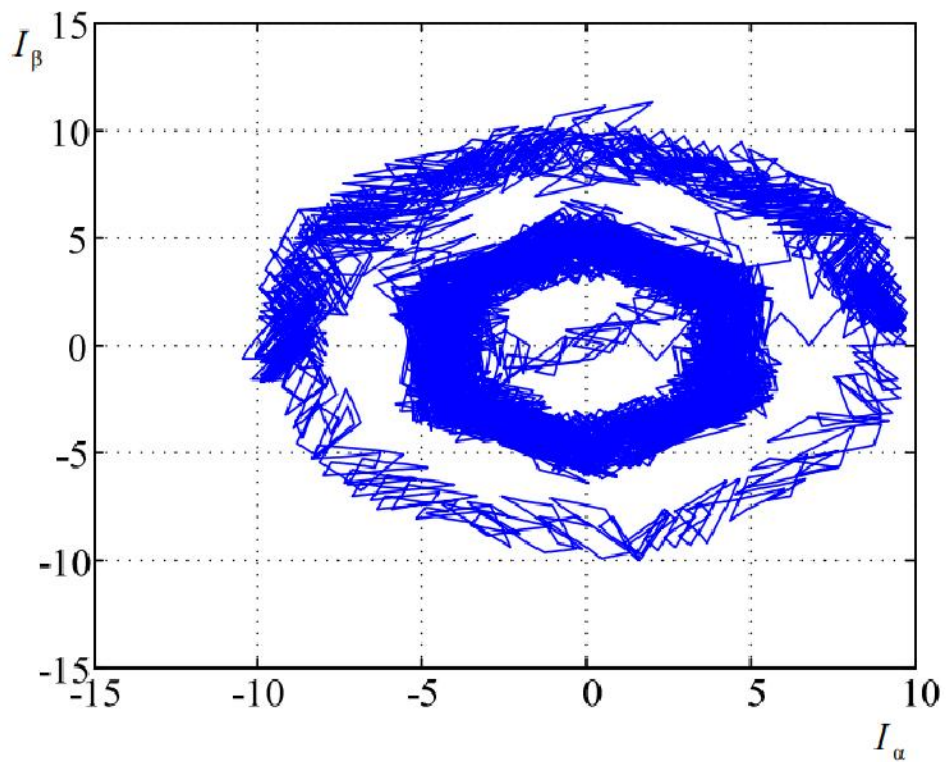


Рисунок 4.32. Годограф струму статора СДПМ при пуску та реверсі з навантаженням

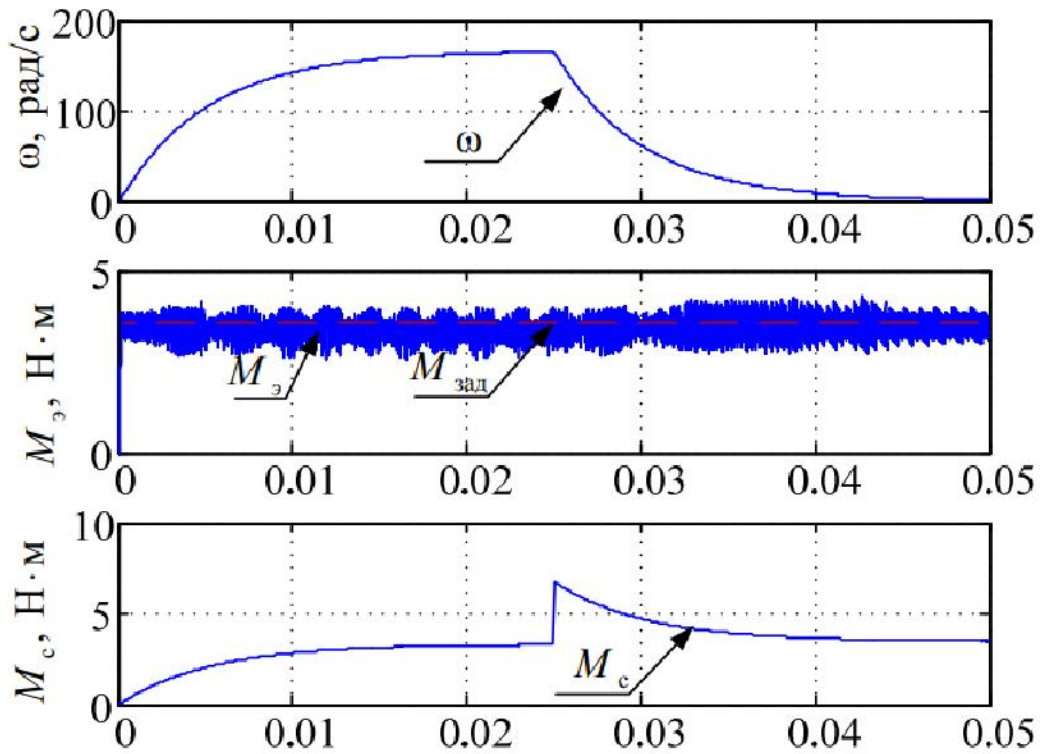


Рисунок 4.33. Реакція електромагнітного моменту СДПМ зміну моменту опору

Робота електроприводу при зміні ступеневої навантаження наведена на рис. 4.33. Як бачимо, електромагнітний момент двигуна мало реагує зміну навантаження. У той же час, в електроприводі присутні великі пульсації потокозчеплення (рис. 4.24, рис. 4.27) та великі пульсації струму.

4.3. Порівняльний аналіз різних способів управління

Для якісної оцінки розроблених алгоритмів управління електроприводом на базі СДПМ було зроблено порівняння статичних та динамічних характеристик синхронного двигуна з постійними магнітами керованого за допомогою розроблених алгоритмів управління з класичними алгоритмами управління – поліорієнтованого управління та прямого управління моментом. Наприклад, на рис. 4.34 наведено результати моделювання електроприводу з полеорієнтованим управлінням із частотою

ШІМ 10 кГц, а на рис. 4.35 з прямим керуванням моментом із частотою дискретизації 100 кГц.

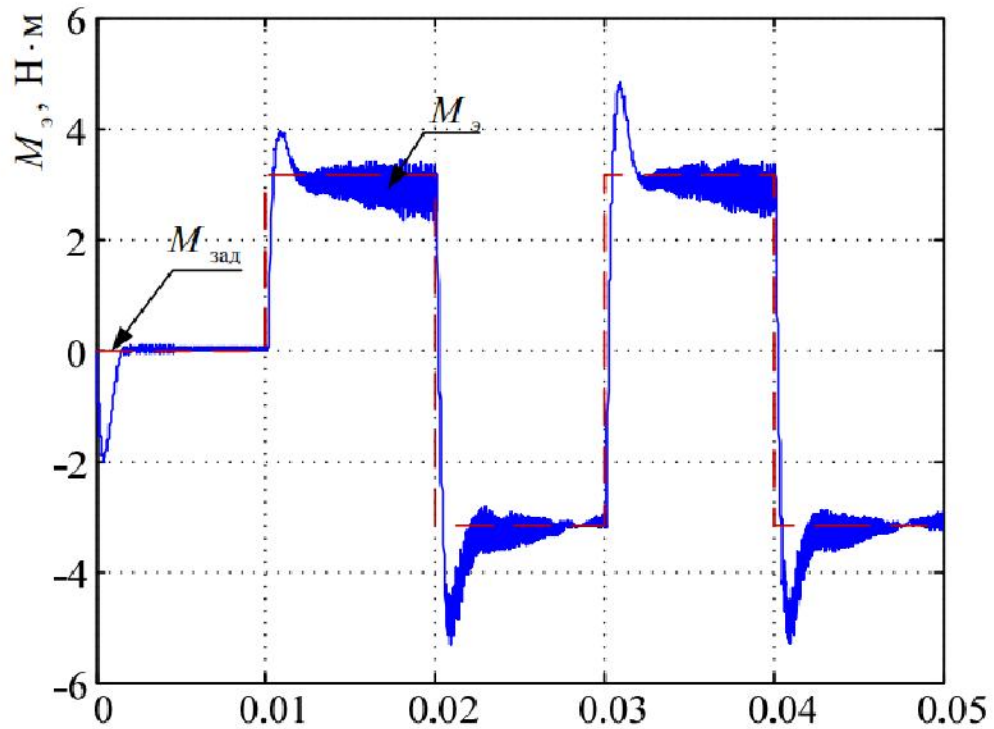


Рисунок 4.34 Реакція по моменту електроприводу із системою векторного управління на керуючу дію

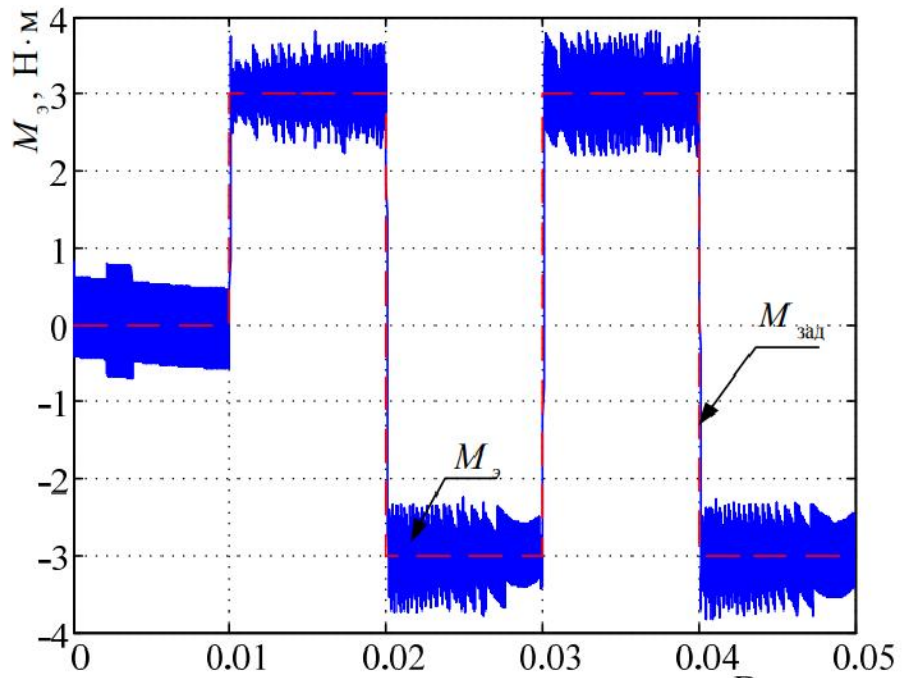


Рисунок 4.35. Реакція по моменту електроприводу із системою прямого керування моментом на керуючу дію

Результати аналізу показали, що всі розроблені алгоритми управління мають однакову швидкодію, порівнянну зі швидкодією класичного прямого управління моментом, і перевищує приблизно 10 разів по відношенню до поліорієнтованого управління. Основні показники електроприводу для різних алгоритмів керування наведено у таблиці 4.1.

Таблиця. 4.1. Основні показники електроприводу для різних алгоритмів керування

	$t_{\text{пп}}$ моменту при реверсі	Статична помилка	$t_{\text{пп}}$ моменту при пуску	Рівень шуму моменту		
				$\pm 16.8\%$ при 100 кГц	$\pm 28.3\%$ при 50 кГц	$\pm 50\%$ при 20 кГц
Класичне пряме управління моментом	200 мкс	3.45%	100 мкс	$\pm 16.8\%$ при 100 кГц	$\pm 28.3\%$ при 50 кГц	$\pm 50\%$ при 20 кГц
Диференціальне управління з безпосереднім формуванням стану ключів інвертора	200 мкс	3.2%	100 мкс	$\pm 25.43\%$ за 100 кГц		
Диференціальне управління	200 мкс	2.6%	100 мкс	$\pm 5\%$ за 10 кГц		
Диференційне з обмеженням напруги	200 мкс	3.2%	100 мкс	$\pm 20\%$ за 10 кГц		
Класичне векторне керування	2мс	3.5%	1 мс	$\pm 6.67\%$ при 10 кГц		

З точки зору пульсацій моменту, диференціальне управління при частоті ШІМ 10 кГц має приблизно в 1.35 разів менші пульсації, ніж у орієнтованому управлінні, і в 3.35 разів менші пульсації в порівнянні з прямим управлінням моментом при частоті дискретизації 100 кГц.

Алгоритми диференціального управління, що формують максимальне значення вектора напруги (диференціальне управління з безпосереднім

формуванням стану ключів інвертора та диференціальне управління з граничним напругою) мають рівень пульсацій, трохи перевищує, пульсації прямого управління моментом.

Зробимо аналіз причин великих пульсацій моменту, притаманних алгоритмам управління, що формують граничне значення вектора напруги.

Для визначення максимально можливої величини зміни електромагнітного моменту двигуна за період дискретизації системи управління приймемо найнесприятливіші умови, коли вектор напруги має максимальну величину, і спрямований згідно з вектором ЕРС обертання, приймаючи, що $U_1 \approx E_1$. У такому разі, при додатку постійної напруги до обмоток двигуна, отримаємо зміну струму статора до значення I_{1max} як це показано на рис. 4.39.

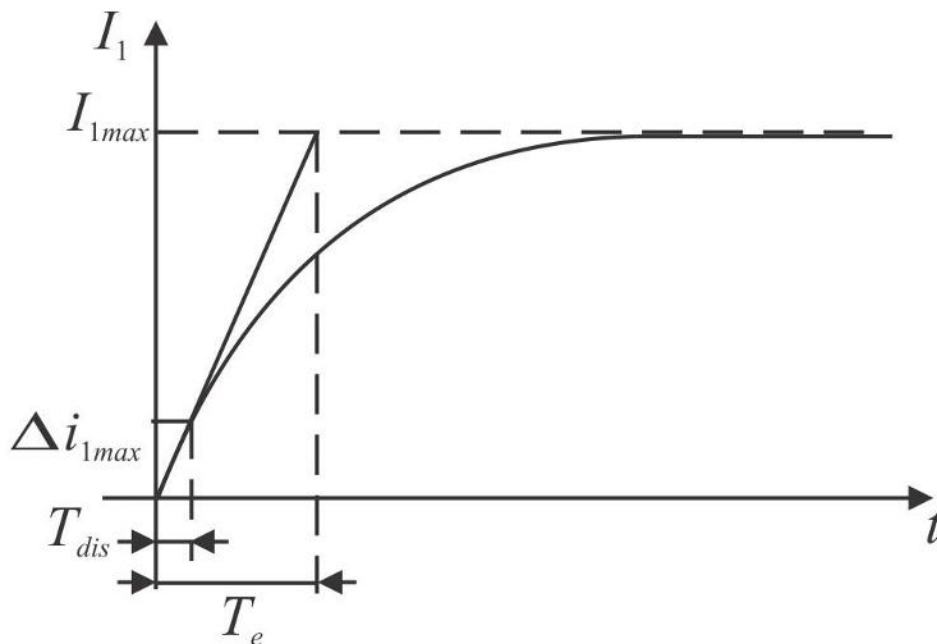


Рисунок 4.36. Перехідний процес струму при індуктивному навантаженні

Враховуючи, що максимально можлива напруга, що підводиться до однієї фази двигуна при з'єднанні обмоток зіркою, як показано на рис. 4.40 буде становити $U_{1\phi} = 2/3 U_d$ значення максимального струму, за умови сонорності вектора напруги з вектором ЕРС, буде визначатися залежністю:

$$I_{1\max} = \frac{2U_d + E_1}{3R_1} \approx \frac{4U_d}{3R_1},$$

де R_1 - Активний опір обмотки статора двигуна.

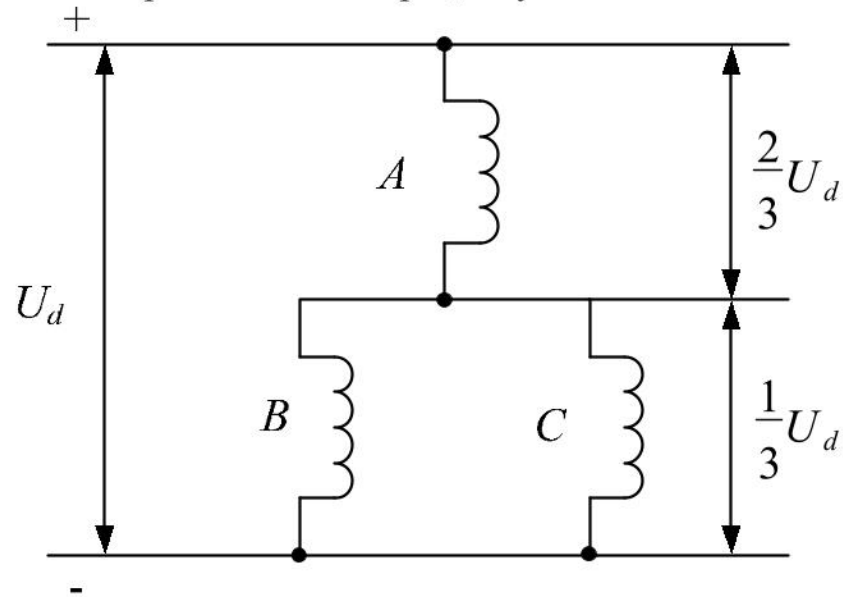


Рисунок 4.40. Схема розподілу напруги на трифазній обмотці

Враховуючи, що за час дискретизації T_{dis} струм змінюється в невеликому діапазоні щодо $I_{1\max}$, визначимо максимально можливу зміну струму статора за час дискретизації, яка завіситиме від електромагнітної інерційності обмотки двигуна, і визначатиметься залежністю:

$$\Delta i_{1\max} = I_{1\max} \frac{T_{dis}}{T_e} = \frac{4U_d}{3R_1} \frac{T_{dis}}{T_e}, \quad (4.1)$$

де $T_e = \frac{L_1}{R_1}$ - електромагнітна постійна часу обмотки статора.

Припустимо, що вектор струму статора спрямований у площині перпендикулярно до лінії, що проходить через полюси ротора. Тоді пульсації будуть визначатися відповідно до залежності:

$$\Delta M_{\max} = \frac{3}{2} z_{\Pi} \Psi_2 \Delta I_{1\max}.$$

Підставивши в це рівняння вираз (4.1), і розписавши постійну часу через індуктивність та активний опір, отримаємо максимально можливе значення пульсацій моменту за період дискретизації у вигляді:

$$\Delta M_{max} = 2z_{\Pi} \Psi_2 \frac{U_d T_{dis}}{L_1}. \quad (4.2)$$

Підставивши до цього рівняння параметри досліджуваного двигуна, отримаємо значення максимально можливої зміни електромагнітного моменту двигуна за період дискретизації. Результати розрахунків щодо різних величин часу дискретизації наведено у таблиці 4.2.

Таблиця 4.2. Результати розрахунків щодо різних величин часу дискретизації

T_{dis} , мс	0.1	0.05	0.02	0.01
ΔM_{max} %	276.6	138.1	55.3	27.6

Порівнюючи максимальне значення пульсацій електромагнітного моменту, слід зазначити, що за період дискретизації дані таблиці 4.2 знаходяться у співвідношенні $2\Delta M_{max}$ стосовно наведених у таблиці 4.1. Це пояснюється тим, що у випадку, коли за один період дискретизації момент не встигає досягти заданого значення, то протягом наступного періоду система управління зберігає напрямок вектора напруги і похідна моменту має незмінний знак протягом двох періодів дискретизації, що призводить до дворазового збільшення пульсацій моменту [15].

Аналізуючи таблицю 4.2. можна дійти невтїшного висновку, що при використанні алгоритмів управління, формують максимальний вектор напруги, як наприклад пряме управління моментом, неможливо домогтися малих пульсацій електромагнітного моменту. При цьому великі пульсації моменту на низьких частотах дискретизації викликані конструктивною особливістю синхронних двигунів, що мають низьку індуктивність статора,

величина якої, як видно з (4.2), пропорційна назад амплітуді пульсацій моменту.

Таким чином, для зменшення пульсацій електромагнітного моменту необхідно використовувати системи з ШИМ інвертором, що дозволяє регулювати амплітуду вектора напруги, або підвищувати частоту дискретизації при використанні систем управління, що формують амплітуду вектора напруги на граничних значеннях.

Висновки по розділу 4

1. Всі розроблені алгоритми керування електроприводом з СДПМ мають однакову швидкодію, порівнянну з швидкодією класичного прямого керування моментом, і перевищує 10 разів швидкодію електроприводу з полеорієнтованим керуванням.
2. Встановлено, що розроблені алгоритми керування нечутливі до змін навантаження на вал двигуна.
3. Визначено функціональну залежність між часом дискретизації системи керування електроприводом із синхронним двигуном із постійними магнітами, його параметрами та необхідним рівнем пульсацій електромагнітного моменту.
4. Виявлено, що електропривод з точки зору пульсацій моменту, при диференціальному управлінні при частоті ШИМ 10 кГц має приблизно в 1.35 разів менші пульсації, ніж при поліорієнтованому управлінні, і в 3.35 разів менші пульсації порівняно з прямим управлінням моментом при частоті дискретизації 100 кГц.

ВИСНОВКИ

У магістерській роботі вирішено завдання керування електроприводом на базі синхронного двигуна з постійними магнітами, що забезпечує поліпшення його динамічних характеристик та має важливе значення для підвищення ефективності роботи сервоприводів.

Основні результати виконаного дослідження полягають у наступному:

1. Розроблено математичну модель електроприводу на базі синхронного електродвигуна з постійними магнітами, що враховує такі особливості функціонування інвертора як частота дискретизації системи керування електроприводом.
2. В результаті виявлених закономірностей процесів, що протікають у синхронних електродвигунах з постійними магнітами при керуванні їх станом, отримані області взаємного розташування векторів потокозчеплень статора і ротора, що забезпечують необхідні знаки похідних регульованих величин.
3. Розроблено алгоритми керування електромагнітним моментом та потокозчепленням статора синхронного електродвигуна з постійними магнітами. Встановлено, що при всіх розроблених алгоритмах керування електропривод має однакову швидкодію, порівнянну із швидкодією електроприводу при класичному прямому керуванні моментом, і більша, приблизно в 10 разів, швидкодія електроприводу з полеорієнтованим управлінням.

ЛІТЕРАТУРА

1. Fitzgerald, A. E.; Charles Kingsley Jr.; Alexander Kusko (1972). "Chapter 6, Synchronous machines, steady state". *Electric Machinery*, 3rd Ed. USA: McGraw-Hill. pp. 283–330. Library of Congress Catalog No. 70-137126.
2. [*Synchronous Machines: Steady State*](#). *Electric Machines*. CRC Press. 24 листопада 2009. с. 325—394. [ISBN 978-0-429-11223-2](#).
3. Alfredsson, Gudmundur (14 травня 2009). [*Minority Rights: Norms and Institutions*](#). *New Institutions for Human Rights Protection*. Oxford University Press. с. 175—206.
4. Alfredsson, Gudmundur (1 листопада 2011). [*Excerpts from a diary*](#). *Security and Human Rights*. Т. 22, № 3. с. 237—238. [doi:10.1163/187502311797544051](#). [ISSN 1874-7337](#).
5. [*Rotating electrical machines*](#), BSI British Standards,
6. [Робота синхронного двигуна в режимі компенсатора](#)
7. Seefried, Eberhard (2001). [*Elektrische Maschinen und Antriebstechnik*](#). [doi:10.1007/978-3-322-89150-1](#).
8. [How an electric car's motor works - Easy Electric Life - Renault Group](#). [www.renaultgroup.com](#) (англ.)
9. Правила улаштування електроустановок. ПУЕ Міненерговугілля, Київ. 2017. 617 с.
10. Правила технічної експлуатації електроустановок споживачів. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/z1143-06#Text>;
11. Куценко Ю. М., Яковлев В. Ф. Монтаж електрообладнання і системи керування. К.: Аграрна освіта, 2009. 348 с.
12. Правила безпечної експлуатації електроустановок споживачів. ДНАОП 0.00-1.21-98.
13. Сучасні перетворювачі частоти в системах електропривода : навч. посібник / М. В. Загірняк, Т. В. Коренькова, А. П. Калінов, А. І.

- Гладир, В. Г. Ковальчук. – 2-ге вид., переробл. і доповн. – Харків: Видавництво «Точка», 2017. – 206 с.
14. Бабіченко А.К., Тушинський В.І., Михайлов В.С. Промислові засоби автоматизації. Ч. 1. Вимірювальні пристрої / За заг. ред. Бабіченка А.К.: Навч. посібник. - Харків: НТУ "ХПГ", 2001 р. - 470 с.
15. Іванов А.О. Теорія автоматичного керування: Підручник. - Дніпропетровськ: Національний гірничий університет.- 2003. - 250 с.
16. Проць Я.І., Ляшук О.Л. Савків В.Б., Шкодзінський О.К. Автоматизація виробничих процесів. Навчальний посібник для технічних спеціальностей вищих навчальних закладів. — Тернопіль: ТНТУ ім. І.Пулюя, 2011. — 344с.
17. Пушкар, М.С. Проектування систем автоматизації [Текст]: навч. посібник / М.С. Пушкар, С.М. Проценко –Д.: Національний гірничий університет, 2013. – 268 с.
18. Шпіт С.В. Системи автоматичного керування з еталоном – спостерігачем / Шпіт С.В., Янцеловський С.Г., Ткаченко О.І. // Адаптивні системи автоматичного управління. – 2008 – №12(32). – С. 145– 151.
19. Любін М.В. Конвеєри з гнучким тяговим елементом: навчальний посібник / М.В. Любін, І.В. Гунько – К.: Хай-Тек Прес, 2012. – 272 с.
20. Маліновський А.А. Основи електропостачання/ А.А. Маліновський, Б.К. Хохулін. – Львів : Львівська політехніка, 2005. – 324 с.
21. Белікова Л.Я. Електричні машини: навчальний посібник / Л.Я. Белікова, В.П. Шевченко. – Одеса : Наука і Техніка, 2011. – 480 с.
22. Попович М.Г. Теорія автоматичного керування : підручник / Попович М.Г. – 2-е вид., перероб. і доп. / М.Г. Попович, О.В. Ковальчуки. – К. : Либідь, 2007. – 656 с.
23. Любін М.В. Впровадження енергоощадних технологій на підприємствах АПК / М.В. Любін, О.А. Токарчук, О.О. Рубаненко // Енергетика і електротехнічні системи в агропромисловому

комплексі: матер. II Всеукраїнської науково-технічної конференції молодих вчених, 22-23 березня 2016. – Вінниця: ВНАУ 2016. – С. 79–82.

24. Гаєв Є.О., Нестеренко Б.М. Універсальний математичний пакет MATLAB і типові задачі обчислювальної математики. Навчальний посібник.– К.: НАУ, 2004. – 176 с.
25. A Novel Method to Optimize Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Machines Thushanthan Mohanarajah , Mahmood Nagrial , Jamal Rizk & Ali Hellany
26. Васьковський Ю.М., Гайденок Ю.А. Дослідження електромагнітних процесів в синхронних машинах з постійними магнітами на основі коло-польових математичних моделей // Технічна електродинаміка №2, 2018, с. 47 – 54.
27. Huynh T.A, Hsieh M-F. Performance Analysis of Permanent Magnet Motors for Electric Vehicles (EV) Traction Considering Driving Cycles. *Energies*. 2018. Vol. 11(6):1385.
28. Ehab Sayed, Rong Yang, Jianbin Liang, Mohamed H. Bakr, Berker Bilgin, Ali Emadi. Design of Unskewed Interior Permanent Magnet Traction Motor with Asymmetric Flux Barriers and Shifted Magnets for Electric Vehicles. *Electric Power Components and Systems*. 2020. Vol. 48. No 6-7. Pp. 652-657.
29. Jamal Dehghani Ashkezari, Hassan Khajeroshaneae, Mohsen Niasati, Mohammad Jafar Mojibian. Optimum design and operation analysis of permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor // *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*. 2017.
30. S. Carpiucetal. Modeling of synchronous electric machines for real- time simulation and automotive applications *J Franklin Inst* (2017)

Додатки

1. ANALYSIS OF THE STATE OF THEORETICAL RESEARCH AND PRACTICAL DEVELOPMENTS OF MODERN ELECTRIC DRIVES BASED ON SYNCHRONOUS MOTORS WITH PERMANENT MAGNETS

1.1. Features of using electric drives based on synchronous electric motors with permanent magnets

The adjustable electric drive is increasingly used in industry and various technological machines. Its use will allow to ensure the automation of many technological processes, to obtain complex movement of industrial machines, to reduce energy consumption in various sectors of human society.

At the end of the last century, the dominant electric drive in those installations where it was necessary to regulate the speed in a wide range was a direct current electric drive. The main disadvantage of direct current electric drives has always been the presence of a collector -brush apparatus of an electric machine, which requires special maintenance, reduces the operational reliability of the machine if used incorrectly, and limits the dynamic characteristics of the electric drive as a whole. Therefore, in the 90s of the last century, with the development of microprocessor and power semiconductor technology, adjustable direct current electric drives began to be replaced by brushless adjustable alternating current electric drives based on an autonomous voltage inverter. First of all, this is a system (frequency converter-asynchronous motor) that provides the necessary characteristics of the movement of the executive body of most technological machines. At the same time, there are a number of mechanisms where certain characteristics of such a system are unsatisfactory, and as an alternative to them, adjustable electric drives based on synchronous permanent magnet electric motors (PMEM).

Permanent magnet machines were invented at the initial stage of development of electromechanics. However, they have been widely used in recent decades due to the development of new materials for permanent magnets with high specific magnetic energy (for example, alloys based on samarium and cobalt). Synchronous machines with such magnets, in terms of their mass-dimensional indicators and operational characteristics in a certain range of powers and rotation frequencies, can quite compete with synchronous machines with electromagnetic excitation.

In SDPM, the rotor magnetic field is formed using permanent magnets. Due to the absence of an excitation winding, SDPMs have no excitation losses and slip rings. They have high efficiency, their reliability is much higher than that of conventional synchronous machines with an excitation winding. In addition, they require virtually no maintenance throughout their entire service life [1 - 2].

Permanent magnets can replace the excitation winding in both conventional multiphase synchronous machines and all special designs. SDPMs differ from their counterparts with electromagnetic excitation in the design of inductor magnetic systems. The rotor of a conventional synchronous implicitly non-polar machine is a cylindrical ring-shaped magnet magnetized in a radial direction. direction (Fig. 1.1, a).

The theory of synchronous machines with electromagnetic excitation is quite suitable for describing electromagnetic processes in permanent magnet synchronous machines. However, in order to use this theory and apply it to calculate the characteristics of a permanent magnet synchronous machine in the generator or motor mode, it is necessary to determine in advance from the demagnetization curve of the permanent magnet the no-load EMF E_f or excitation coefficient $\varepsilon = E_f / U$ and calculate the inductive resistances X_{ad} and X_{aq} taking into account the influence of the magnetoresistance of the magnet, which can be so significant that $X_{ad} < X_{aq}$.

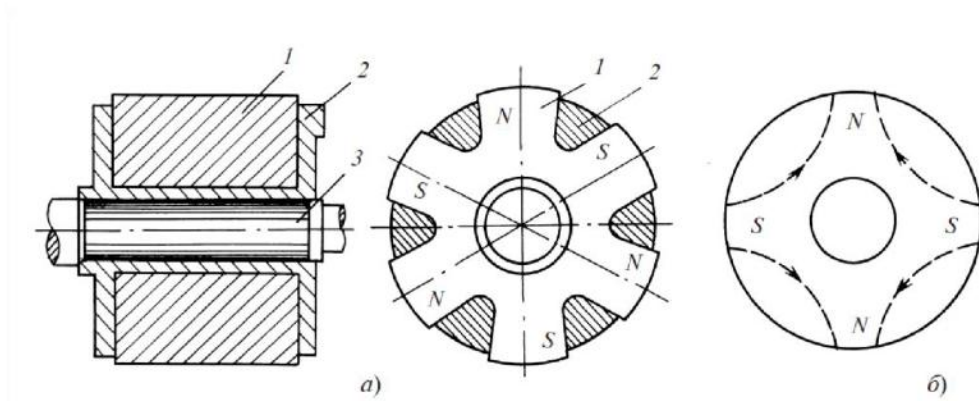


Figure 1.1. Inductor magnetic systems with cylindrical and star-shaped magnets:
a - star-shaped magnet; *b* - four-pole cylindrical magnet.

The main advantages of an electric drive based on SDPM are [6]:

11. Contactless and no maintenance-free components. The absence of sliding electrical contacts in the SDPM significantly increases their service life and reliability compared to DC electric motors or asynchronous motors with a clearly defined rotor winding.
12. High torque overload capacity (short-term maximum torque factor is 5 and more).
13. High speed, due to the relatively small value of electromagnetic and mechanical inertia.
14. High energy performance (efficiency and CO₂) φ). The efficiency indicators of valve motors exceed 90% and change very little when the motor load changes in power and when the supply voltage fluctuates, while the maximum efficiency of asynchronous electric motors is no more than 86% and depends on load changes.
15. The minimum value of no-load currents and operating currents, which allows for fairly accurate measurement of engine load and optimization of operating mode.
16. Virtually unlimited adjustment range rotation frequency (1:10000 and more) and the ability to regulate the rotation frequency according to various laws.

17. Low overheating of the SDPM increases the service life of the electric drive, as the resource of insulating materials operating at lower temperatures increases. This factor allows the electric drive to operate in non-standard modes with possible overloads.
18. Minimum weight and dimensions, other things being equal.
19. Significant service life (mean time between failures is 10 000 hours and more), reliability. The resource of the electric motor and the entire unit is also increased due to the possibility of optimizing operating modes with speed and load.
20. High-speed execution capability.

The above advantages of electric drives based on SDPM make it promising in such industries as [19, 28]:

- servo drives for robots and manipulators;
- feed and main motion drives for metal-cutting machines and coordinate devices;
- automatic lines for processing various materials or assembling products;
- packaging machines;
- printing presses, printers and plotters ;
- winding and tape-pulling mechanisms;
- precision tracking and guidance systems;
- aviation equipment;
- medical equipment;
- traction electric drive of electric transport;
- steering drives for aircraft, submarines, and automobiles;
- mining machines;
- turbomechanisms ;
- household appliances, etc.

Electric drives based on SDPM of small and medium power are especially attractive for their use as part of servo drives. At the same time, SDPM provides relatively small dimensions, good energy performance and low inertia. At the same time, fast and accurate movement of the actuator of the servo drive is impossible without a high-quality control system. Fig. 1.2 shows a simplified structure of a servo drive based on the SDPM.

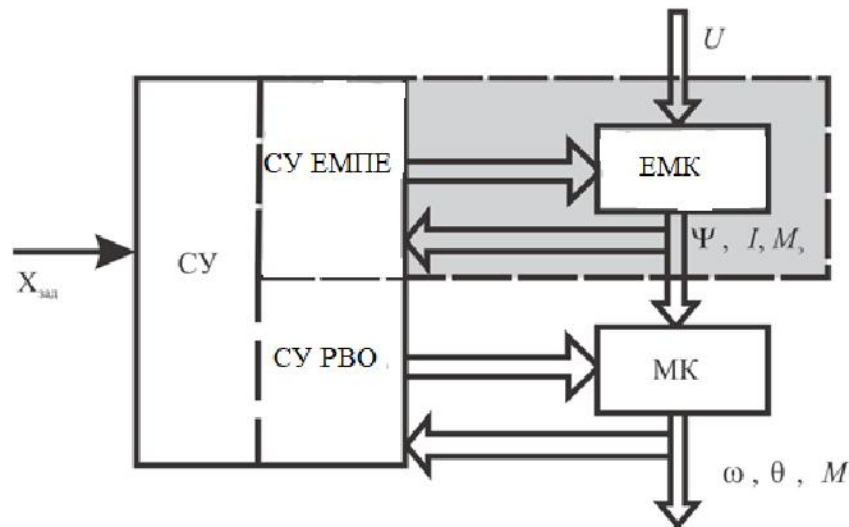


Figure 1.2. Servo drive structure taking into account SDPM:

SU – control system; SU EMPE – control system for electromechanical energy conversion; SU RV O – control system for the movement of the executive body;

EMC – electromagnetic coordinates;

MK – mechanical coordinates; U – voltage vector on the stator winding;

I - Stator current vector; Ψ - flux vector; M_e - electromagnetic torque; ω - angular velocity on the shaft; θ - rotor position angle;

M is the moment on the shaft.

This structure divides the process that occurs inside the electric motor and, accordingly, part of the electromechanical energy conversion control system, that is, the process of forming mechanical coordinates. This division is made for the reasons that the process of electromechanical energy conversion is determined, first of all, by the type of electric motor and does not depend on the mechanism

that is set in motion. The formation of mechanical coordinates is largely determined by the type of mechanism, the configuration of which can be diverse. In this case, the movement of the executive body of the electric drive is determined on the one hand by the configuration of the mechanism, and on the other hand by the control influence, which for the mechanical subsystem of the electric drive is the electromagnetic moment.

As a result, the control system can be divided into a control system for the process of electromechanical energy conversion, which forms an electromagnetic moment, and a control system for mechanical coordinates, which ensures the movement of the executive body along a given trajectory . Fast and accurate processing of the moment will provide better tracking of the required trajectory of movement by the servo drive . If the frequency composition of the variable load, static and dynamic, acting on the electric drive is less than the bandwidth of the electromagnetic torque, then the electromagnetic torque control circuit can be considered as an inertialess torque source [14], which will significantly simplify the synthesis of algorithms for controlling the mechanical coordinates of a servo drive with complex kinematic schemes.

Thus, a separate task for improving electric drives based on SDPM can be considered the development of algorithms for controlling the electromagnetic torque of SDPM, which provide high accuracy and speed of regulation.

1.2. Methods of controlling permanent magnet synchronous motors

Interest in the issue of synchronous motor coordinate control has been observed over the past decades, during which many authors have developed and researched various types of permanent magnet synchronous motors.

In [1 2] it is shown that the use of permanent magnets in salient pole synchronous motors for variable speed drives improves their characteristics compared to other classes of AC machines. They are more reliable, capable of

providing greater power with relatively small dimensions, can operate at high speeds in both motor and generator modes, and are energy efficient over a wide speed range.

IN [10] considered the prospects for the development of electric drives based on SDPM and presented equivalent models of electrical circuits for such engines, as well as methods for determining their parameters. Comparison of the modeling results with the conducted experiments confirmed the adequacy of their model.

In [11-12], synchronous motors are classified into two types: permanent magnet synchronous motors (PMSMs) and brushless DC motors (BDCs) . PMSMs have sinusoidal back - EMF and require sinusoidal stator current to generate constant torque, while DCBs have trapezoidal back-EMF and operate with rectangular stator currents to generate constant torque.

The SDPM is very similar to a salient pole synchronous motor, which uses a permanent magnet instead of an excitation winding.

The SDPM model can be derived from the known synchronous machine model. The SDPM equations are derived in dq in a coordinate system rigidly connected to the rotor. The excitation winding is excluded from the model due to its absence, and the rotor flux is considered unchanged due to the peculiarities of the location of the coordinate system.

Representation of SDPM equations in the dq coordinate system is the main way to describe its operation. Such a description provides clarity of the processes occurring in the stator windings. The actual stator currents and voltages in the given two-phase fixed coordinate system are related to the rotor quantities by a one-valued transformation. These transformations are based on the assumption of symmetry of the electric and magnetic circuits of all windings. In addition to the coordinate system dq Sometimes the α - β coordinate system is used , in which the value of the inductance of the stator windings is related by trigonometric dependencies to the angular position of the rotor.

There is also a spatial model of the SDPM, which takes into account energy losses [14, 17, 20]. Based on this model, methods for estimating engine parameters that change during operation have been proposed.

Models of different types of synchronous motors in comparison with induction motors are given in [19, 21], where a model of the main poles of a synchronous motor is obtained, and all equations are derived in the *dq coordinate system*. and are presented in the form of a matrix. The equivalent circuit of the motor in this case included a damping winding and was represented as a DC source.

Developed in the 1980s, the mathematical models of SDPM were later implemented in the form of computer programs, including in the form of blocks of the Matlab environment. Simulink, the efficiency and adequacy of which is noted in many works [15, 17].

An electric drive based on a synchronous motor, as a control object, does not have significant differences from an electric drive based on a synchronous motor with an excitation winding located on an inductor, therefore, synchronous motor control methods are also acceptable for an synchronous motor.

The development of the principles of control of an electric drive with a DC motor is determined by the development of the theory and methods of control, as well as the improvement of the hardware base of the electric drive. The implementation of DC motor control taking into account the parameters of the engine itself, the presence of rotor angular position sensors, the type of converter and the computing power of the controller allows us to judge the effectiveness of the algorithms used. [22].

One of the first methods of controlling synchronous motors based on a semiconductor converter was called a valve motor [6, 15], which is also called a brushless DC motor with excitation from permanent magnets. Given that the switching of the valve motor keys is rigidly connected with the position of the rotor, the voltage applied to the motor phases during its operation has a trapezoidal

shape. This control method is quite simple to implement and has good speed, but it is characterized by large torque ripples.

To improve the quality of control, modern SDPMs are usually powered by an autonomous voltage inverter, which generates, in accordance with the current state of the motor, the voltage vector necessary to achieve the control goal.

When forming the voltage vector, it is possible to achieve a stator flux distribution close to a sinusoidal shape, therefore, the same control methods used for induction motors have been used for SDPM [7, 10, 18, 21]. Such methods primarily include field-oriented control and direct torque control. As a result of the research, they showed that the level of electromagnetic torque pulsations with poly-oriented control is significantly lower than when using control algorithms for valve motors with Hall sensors.

considered SDPM poly-oriented control systems is the low speed of torque regulation compared to direct torque control (DTC), which narrows the scope of their application in high-precision dynamic electric drives.

In electric drives that require high-speed regulation, direct torque control DC motors have become widespread. The basic principle of direct torque control is the selection of the appropriate voltage vector depending on the position of the rotor magnetic flux vector, the difference between the set and actual torque, [30].

Direct torque control has such advantages as good torque response, high electromagnetic torque at low speeds. For example, in [17] switching tables for direct torque control are presented, the use of which helps to reduce the level of ripple and the resistance moment on the motor shaft.

In addition to field-oriented and direct torque control, other methods based on the application of the theory of automatic control can be used for control systems of electric drives with SDPM. For example, in [13] the application of the speed gradient method is considered, and [32, 34] the theory of synergetic control. These works have the disadvantage of low speed. In [33] the application of sliding modes for control of SDPM is considered, a distinctive feature of which

is the possibility of loss of stability of operation, as well as high pulsations of the electromagnetic torque.

In order to ensure increased speeds when working with small loads [16], control algorithms have been proposed that allow weakening the main magnetic flux. The studies conducted by the authors have shown the robustness of the control system with respect to the engine parameters and stable operation during transitions from the nominal flux to the weakened one and back, with high speed.

Another work that offers a non-standard speed controller is the methodology , where a modular approach to speed control of the PMSM is used. Based on the functioning of individual controllers, the modular approach allowed the implementation of an intelligent and reliable controller that allows you to easily replace any existing controller that does not work well enough, while maintaining other controllers that are effective. For the first time, a stability analysis of a proportional -integral (PI) speed controller in a conventional PMSM control system was carried out. Then it was shown that conventional PMSM controllers cannot eliminate electromagnetic torque pulsations, which were the main obstacle to the use of PMSM as high-performance servo drive . In the proposed controllers, this was achieved by introducing an iterative learning module. This module cyclically records the torque and current control signals for one full cycle and then uses these signals to update the current task of the next cycle. As a result, the torque ripples can be significantly reduced. In order to estimate the torque ripples, an estimation module using sliding modes was also proposed. The observer was further developed to facilitate the implementation of torque regulation. The proposed control system was evaluated by real-time simulation and experimental results, which confirmed its effectiveness.

A fairly powerful direction in the development of electric drives based on SDPM is the construction of sensorless systems, which allow to abandon the use of additional mechanical devices installed on the motor shaft. The main estimated

coordinates in such electric drives are the speed and angular position of the rotor. A wide variety of different approaches are used to construct observers.

One of such approaches is the use of the extended Kalman filter [14, 15], which allows estimating the parameters and variables of the engine under conditions of random external influences. Thus, in [17, 18] an estimate of the speed, rotor position and load torque with direct torque control of the SDPM based on the extended Kalman filter is given. A model of the SDPM and the Kalman filter in Matlab has been developed Simulink. The proposed speed observers were found to be insensitive to changes in engine parameters. The simulation results demonstrated good performance and reliability. The disadvantage of such systems is the need to use significant computing resources of the controller.

Another option for constructing sensorless electric drives based on SDPM is adaptive systems [17]. For example, the widespread use of an adaptive system with a configurable model, however, for these systems, a significant drawback is the large computational load on the controller.

Conclusions on section 1

The results of the analysis of the state of theoretical research and practical work showed that:

3. Due to its very favorable mechanical and control characteristics, the absence of sliding electrical contacts, the absence of excitation losses, and the ability to provide effective cooling, the SDPM is one of the promising executive elements of a modern electric drive.

4. The use of modern hard magnetic materials has made it possible to create SDPMs capable of competing in terms of mass, dimensions and energy indicators with machines with electromagnetic excitation in a wide range of powers and rotation frequencies, and in terms of specific indicator as the value of

the electromagnetic moment per unit mass, SDPMs have practically no equal among various types. 3. The most common for building control systems for electric drives based on SDPM are field-oriented control and direct torque control. 4. Direct torque control has the highest speed of these two methods, which allows it to be used in high-precision and dynamic electric drives that require high speed.

5. The most significant disadvantage of systems with direct torque control is the high pulsations of the electromagnetic torque, which reduce the control performance of the electric drive.

Based on this, the following can be formulated: The main tasks that are solved in the work:

5. Based on the developed simulation model of an electric drive with a DC motor, analyze the speed of the torque control loop and the level of DC motor torque pulsations in proven systems with field-oriented control and direct torque control.

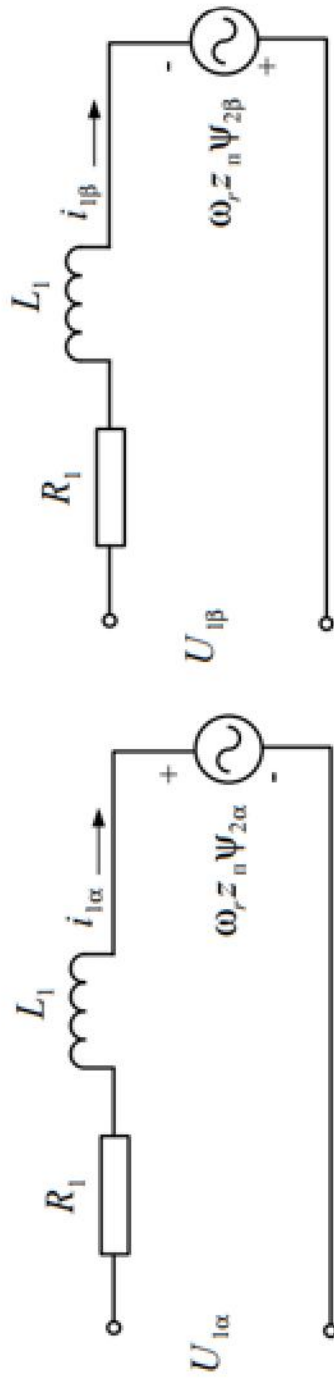
6. To analyze the influence of the discretization time of the electric drive control system and the parameters of the SDPM on the magnitude of the electromagnetic torque pulsations.

7. To develop algorithms for controlling an electric drive with SDPM that provide speed comparable to direct torque control systems at a level of pulsations characteristic of poly-oriented control.

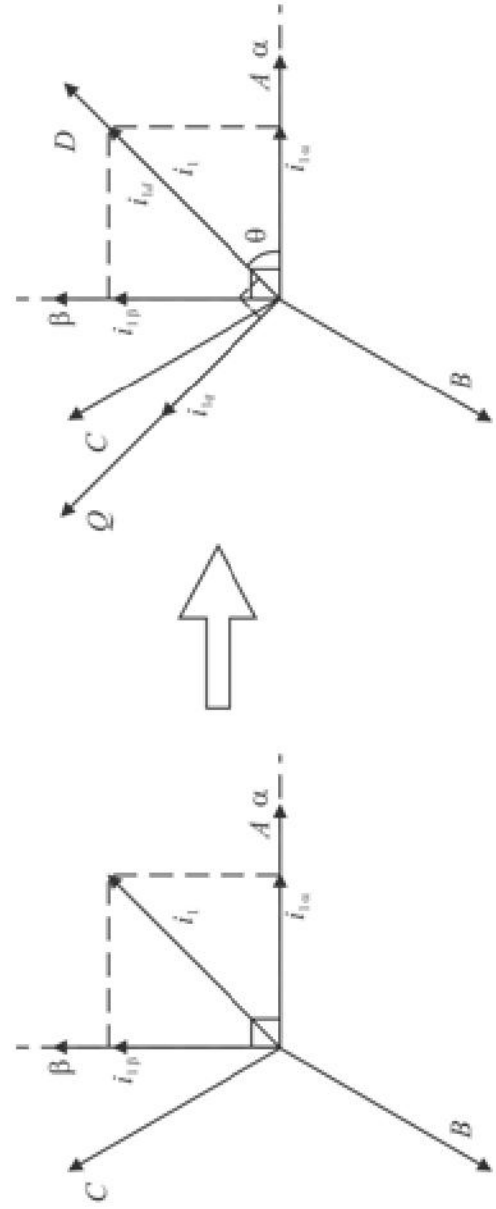
8. To assess the adequacy of the mathematical model used in the synthesis and analysis of the control system through experimental research, taking into account the features of the technical implementation of the electric drive control system with SDPM.

Схема заміщення двофазного синхронного двигуна з постійними магнітами

2

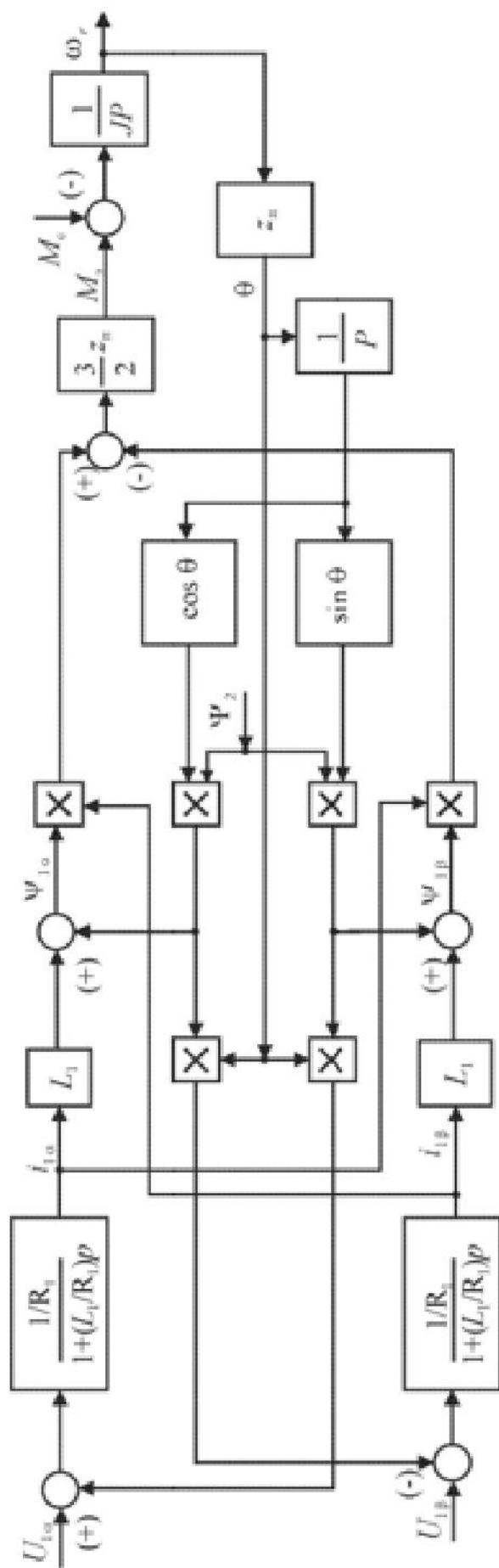


Перетворення координат Парку

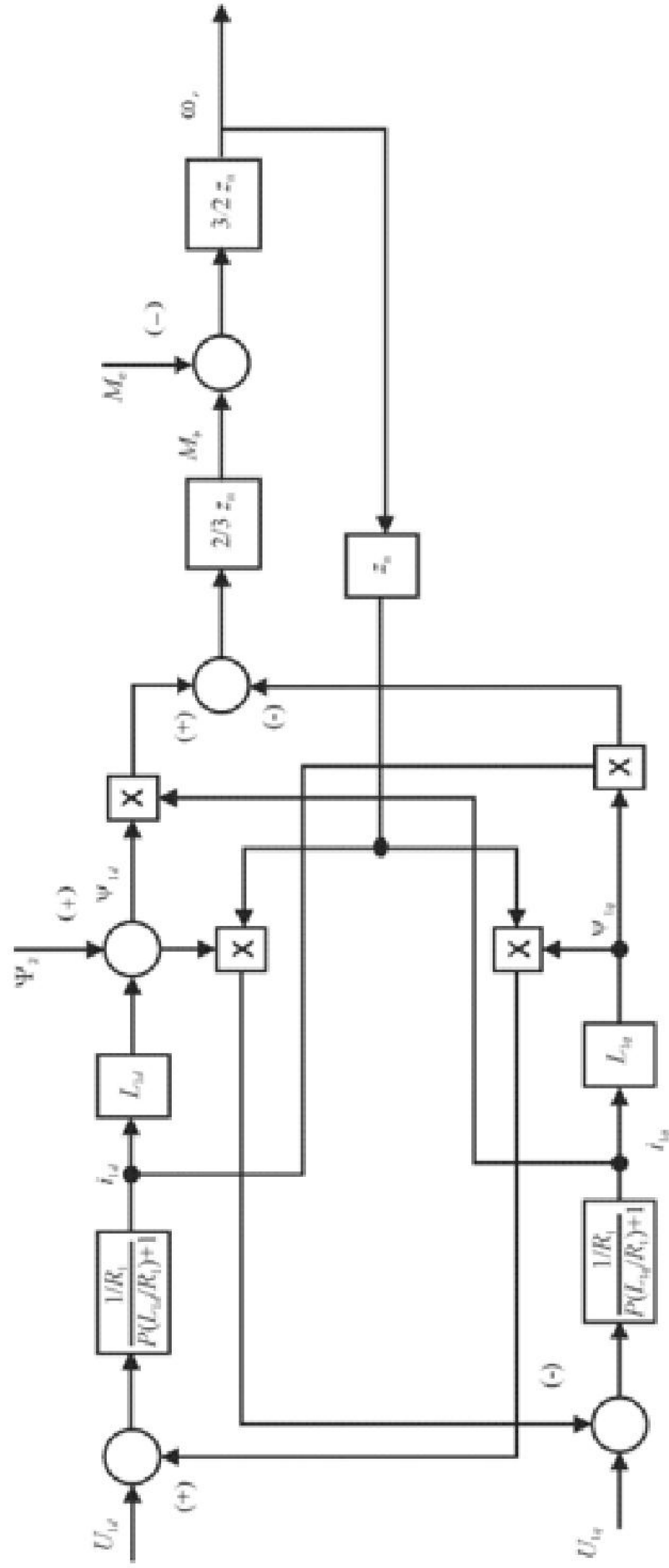


Структурна схема СДПМ у нерухомій системі координат

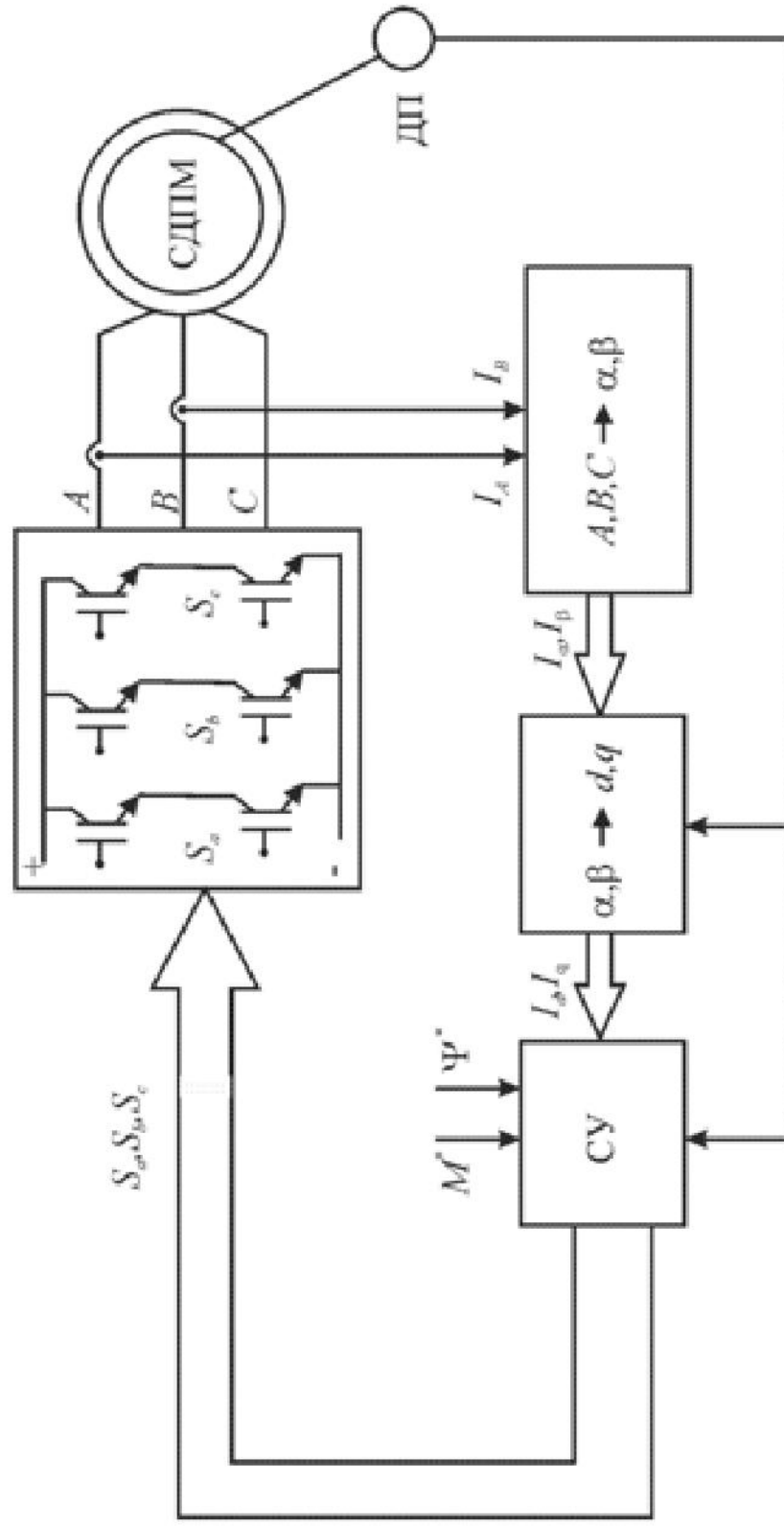
3



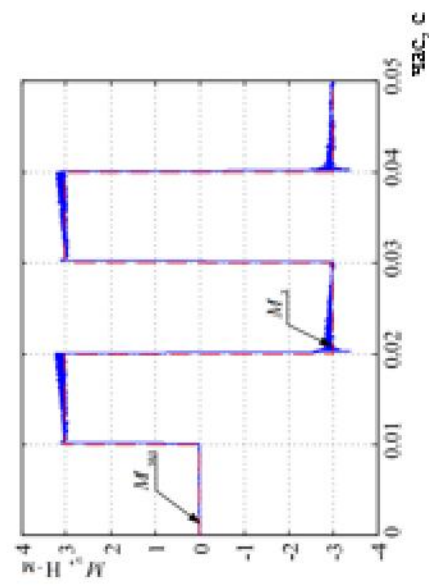
Структурна схема СДПМ у системі координат, що обертається 4



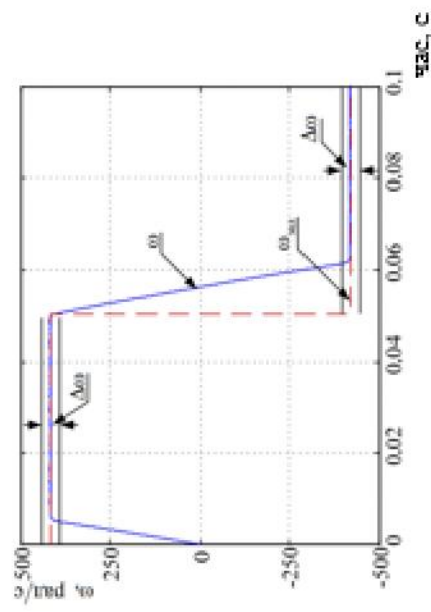
Функціональна схема електроприводу на базі
СДПМ при прямому керуванні моментом



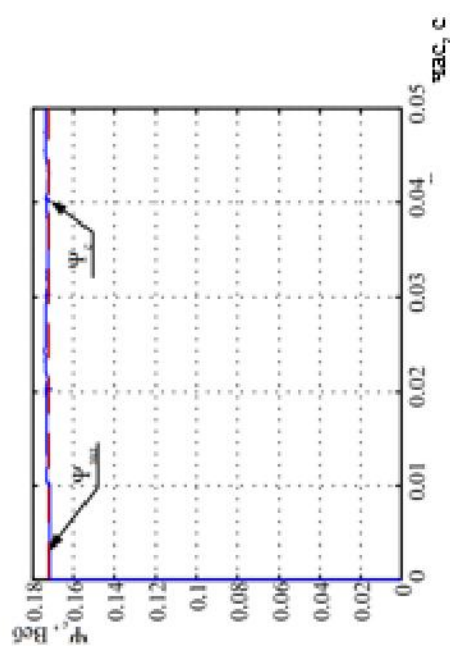
Реакція електроприводу на керуючий вплив на момент



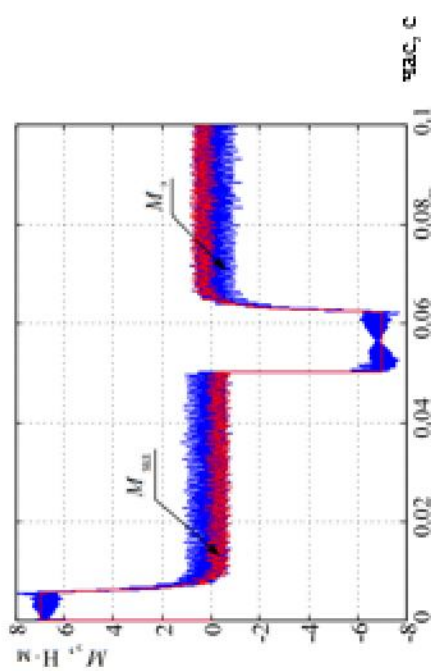
Частота обертання ротора при пуску та реверсі без навантаження



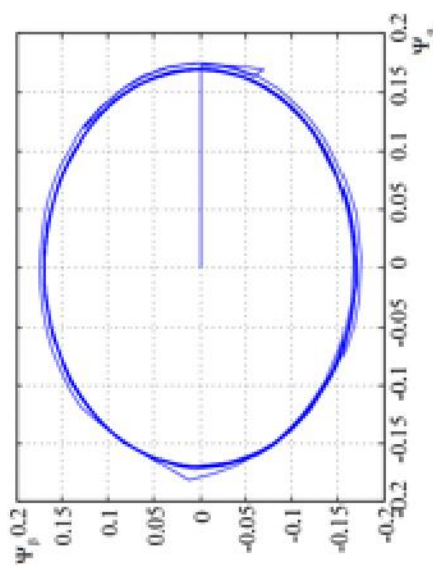
Реакція електроприводу на керуючу дію потоку статора



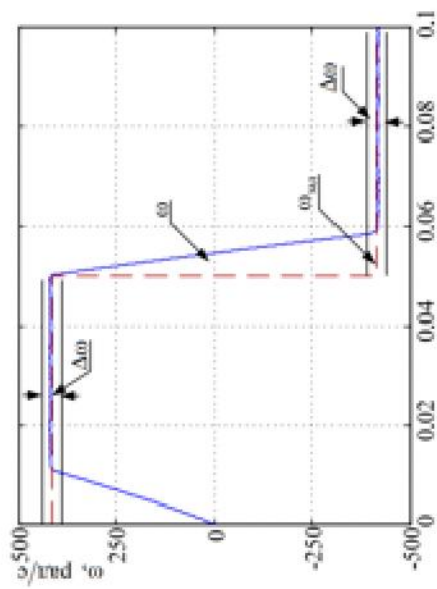
Електромагнітний момент СДПМ при пуску та реверсі без навантаження



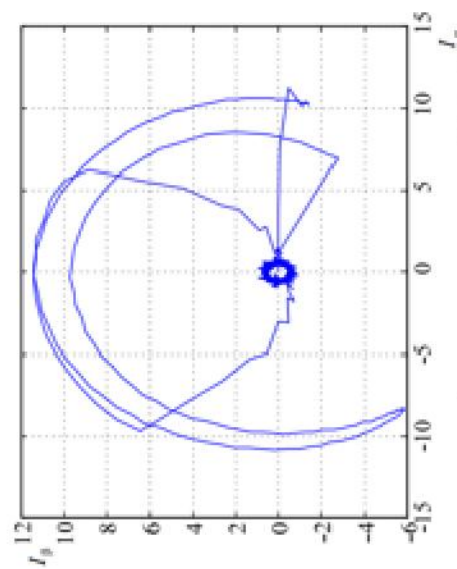
Годограф струму статора СДПМ при пуску та реверсі без навантаження



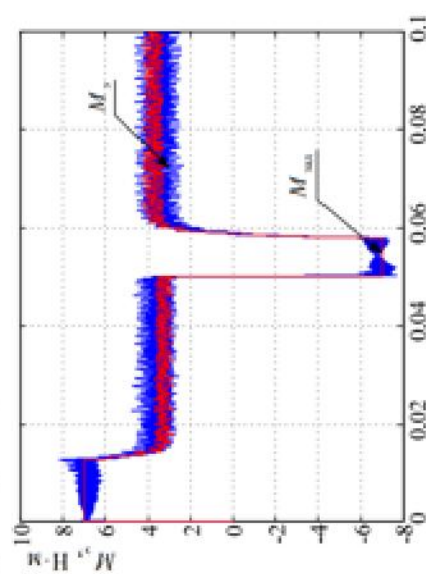
Частота обертання ротора СДПМ при пуску та реверсі з навантаженням



Годограф струму статора СДПМ при пуску та реверсі з навантаженням



Електромагнітний момент СДПМ при пуску та реверсі з навантаженням



Перехідний процес струму при індуктивному навантаженні

11

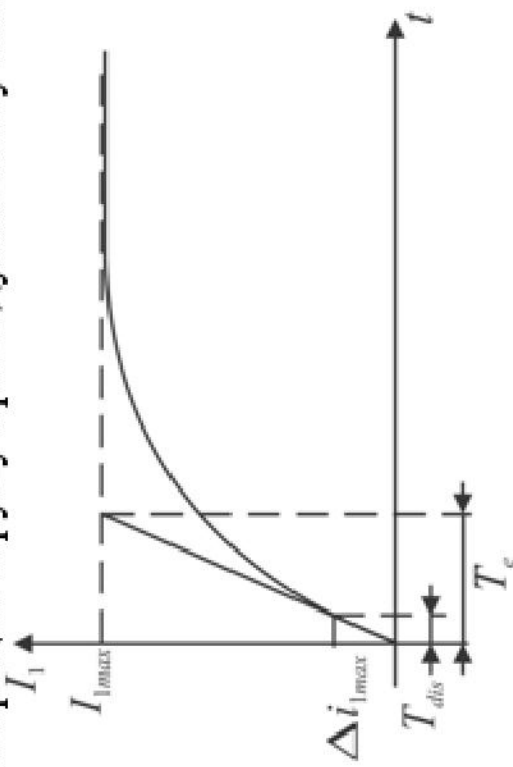


Схема розподілу напруги на трифазній обмотці

