

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

Факультет електроенерготехніки та автоматики

(повне найменування інституту, факультету)

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

(повна назва кафедри)

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

_____ С. М. Пересада
(підпис) (ініціали, прізвище)

“ _____ ” _____ 20__ р.

Дипломний проект

на здобуття освітньо-кваліфікаційного рівня бакалавра

за напрямом підготовки 6.050702 «Електромеханіка»

(код і назва)

на тему: Початкова ідентифікація електричних параметрів синхронних явнополюсних двигунів з постійними магнітами

Виконав: студент 4 курсу, групи ЕП-51
(шифр групи)

Зінченко Олексій Юрійович _____
(прізвище, ім'я, по батькові) (підпис)

Керівник д.т.н., проф. Пересада Сергій Михайлович _____
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали) (підпис)

Консультант _____
(назва розділу) (посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище, ініціали) (підпис)

Рецензент _____
(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали) (підпис)

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

Студент _____
(підпис)

Київ – 2019 р.

**Пояснювальна записка
до дипломного проекту**

на тему: Початкова ідентифікація електричних параметрів синхронних
явнополюсних двигунів з постійними магнітами

Київ – 2019 р.

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

Факультет електроенерготехніки та автоматики _____
(повна назва)

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу _____
(повна назва)

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Спеціальність (спеціалізація) 6.050702 «Електромеханіка» _____
(код і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ С.М. Пересада
(підпис) (ініціали, прізвище)

«___» _____ 20__ р.

ЗАВДАННЯ

на дипломний проект (роботу) студенту

Зінченку Олексію Юрійовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту Початкова ідентифікація електричних параметрів синхронних явнополюсних двигунів з постійними магнітами

керівник проекту (роботи) д.т.н., проф. Пересада С.М.,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

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

2. Строк подання студентом проекту _____

3. Вихідні дані до проекту векторне керування синхронним явнополюсним синхронним двигуном з параметрами: номінальна активна потужність $P_n = 3$ кВт, номінальний струм $I_n = 5.4$ А, номінальний момент $M_n = 13.6$ Нм, активний опір статора $R = 1.33$ Ом, індуктивність статора осі d $L_d = 22.6$ мГн, індуктивність статора осі q $L_q = 45.9$ мГн, кількість пар полюсів $p_n = 2$, момент інерції $J = 0.0046$ кг·м², коефіцієнт моменту $k_T = 2.6$ Нм/А, потокозчеплення постійних магнітів $(L_{md}i_f) = 0.86$ Вб.

4. Зміст (дипломної роботи) пояснювальної записки (перелік завдань, які потрібно розробити): аналітичний огляд, векторне керування кутовою швидкістю явнополюсних синхронних двигунів, векторне керування кутовим

положенням явнополюсних синхронних двигунів, початкова ідентифікація параметрів явнополюсних синхронних двигунів, висновки.

5. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслеників, плакатів, презентацій тощо): структурна схема алгоритму керування швидкістю, структурна схема алгоритму керування положенням, структурна схема компенсації похідної заданого струму, результати математичного моделювання.

6. Консультанти розділів проекту (роботи)*

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

7. Дата видачі завдання _____

Календарний план

| № з/п | Назва етапів виконання дипломного проекту (роботи) | Строк виконання етапів проекту (роботи) | Примітка |
|-------|--|---|----------|
| 1 | Аналітичний огляд | 15.04.2019 | |
| 2 | Векторне керування кутовою швидкістю явнополюсних синхронних двигунів | 29.04.2019 | |
| 3 | Векторне керування кутовим положенням явнополюсних синхронних двигунів | 13.05.2019 | |
| 4 | Початкова ідентифікація параметрів явнополюсних синхронних двигунів | 27.05.2019 | |
| 5 | Висновки і оформлення роботи | 10.06.2019 | |

Студент _____
(підпис)

О.Ю. Зінченко
(ініціали, прізвище)

Керівник проекту _____
(підпис)

С.М. Пересада
(ініціали, прізвище)

* Консультантом не може бути зазначено керівника дипломного проекту (роботи)

РЕФЕРАТ

Дипломний проект містить: 87 сторінок, 18 рисунків, 1 додаток та 4 листа А1 графічної частини.

Метою роботи є синтез нового алгоритму початкової ідентифікації електричних та механічних параметрів явнопольосних синхронних двигунів з постійними магнітами.

Синтезовано алгоритми векторного керування кутовою швидкістю/положенням явнопольосних синхронних двигунів, який забезпечує глобальне асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості/положення та прямої компоненти струму статора по осі d, а також розв'язку керування електричними та механічними координатами. Розроблені алгоритми дозволяють покращити енергетичну ефективність машини, не впливаючи на процеси регулювання механічних координат.

В роботі виконано синтез алгоритму початкової ідентифікації електричних та механічних параметрів явнопольосних синхронних двигунів, який дозволяє ідентифікувати шість невідомих параметрів двигуна та момент навантаження та не вимагає попередньої інформації про будь-який параметр машини.

ЯВНОПОЛЮСНІСТЬ, СИНХРОННИЙ ДВИГУН, ІДЕНТИФІКАЦІЯ ПАРАМЕТРІВ, САМОІДЕНТИФІКАЦІЯ, ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ, КУТОВА ШВИДКІСТЬ, КУТОВЕ ПОЛОЖЕННЯ

| | | | | | | | | |
|-----------|------|---------------|--------|------|---|--|------|---------|
| | | | | | 6.050702.5108.005.БР | | | |
| Змн. | Лист | № докум. | Підпис | Дата | | | | |
| Розроб. | | Зінченко О.Ю. | | | Початкова ідентифікація електричних параметрів синхронних явнопольосних двигунів з постійними магнітами | Літ. | Арк. | Аркушів |
| Перевір. | | Пересада С.М. | | | | | 6 | 87 |
| Реценз. | | | | | | КПІ ім. Ігоря Сікорського Каф. АЕМС-ЕП гр.ЕП-51, ФЕА | | |
| Н. Контр. | | Приймак Б.І. | | | | Реферат | | |
| Затверд. | | Пересада С.М. | | | | | | |

SUMMARY

The diploma project comprises: pages 87, figures 18, appendix 1 and the 4 pages A1 of graphical part.

The purpose of the diploma project is to synthesize a novel algorithm of self-commissioning function for electrical parameters initialization of the interior permanent magnets synchronous motor.

The algorithm of indirect vector control of the speed (angular position) of the interior permanent magnets synchronous motor was synthesized, which provided the synchronous motor control system with such properties as global exponential processing of the given speed (angular position) and direct component of stator current along d-axis and also reached solvability in control of electrical and mechanical coordinates. Synthesized algorithm allow improve energetic efficiency of the machine without affecting on the control processes of mechanical coordinates.

In this thesis project the algorithm of self-commissioning function for electrical and mechanical parameters initialization of the interior permanent magnets synchronous motor was synthesized, which provide initialization of six unknown motor parameters and torque perturbation and does not required preliminarily information about any of the machine parameters.

**SALIENCE, SYNCHRONOUS MOTOR, PARAMETERS INITIALIZATION,
SELF-COMMISSIONING, VECTOR CONTROL, ANGULAR SPEED, ANGULAR
POSITION**

| | | | | | | | | |
|-----------|--------------|---------------|------|------|---|---|------|-------|
| | | | | | 6.050702.5108.005.BW | | | |
| | Letter | № of document | Sign | Date | | | | |
| Devel.. | O. Zinchenko | | | | Self-commissioning function for electrical parameters initialization of the interior permanent magnets synchronous motor Summary | L. | Page | Pages |
| Checked | S. Peresada | | | | | 7 | 87 | |
| Recension | | | | | | Igor Sikorsky KPI AEMS – ED gr.EP-51, FEA | | |
| N. Contr. | Pryimak B.I. | | | | | | | |
| Approved | S. Peresada | | | | | | | |

ЗМІСТ

| | |
|--|----|
| ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ, УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА ТЕРМІНІВ..... | 10 |
| ВСТУП..... | 11 |
| 1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД МЕТОДІВ КЕРУВАННЯ ЯВНОПОЛЮСНИМИ СИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ..... | 13 |
| 1.1 Загальні відомості про явнополюсні синхронні двигуни | 13 |
| 1.2 Проблеми керування явнополюсними синхронними двигунами | 14 |
| 1.3 Методи самоідентифікації параметрів | 16 |
| 1.4 Методи онлайн-ідентифікації параметрів | 17 |
| 1.5 Адаптивні алгоритми керування | 18 |
| Висновки по розділу 1 | 20 |
| 2 ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ КУТОВОЮ ШВИДКІСТЮ ЯВНОПОЛЮСНИХ СИНХРОННИХ ДВИГУНІВ..... | 21 |
| 2.1 Математична модель явнополюсного синхронного двигуна | 21 |
| 2.2 Постановка задачі керування | 24 |
| 2.3 Синтез та дослідження алгоритму керування кутковою швидкістю за умови живлення від джерела струму | 25 |
| 2.4 Синтез та дослідження алгоритму векторного керування кутковою швидкістю за умови живлення від джерела напруги | 28 |
| Висновки по розділу 2 | 39 |
| 3 ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ КУТОВИМ ПОЛОЖЕННЯМ ЯВНОПОЛЮСНИХ СИНХРОННИХ ДВИГУНІВ..... | 41 |
| 3.1 Постановка задачі керування | 41 |
| 3.2 Синтез та дослідження алгоритму керування кутовим положенням за умови живлення від джерела струму | 42 |

| | |
|--|----|
| 3.3 Синтез та дослідження алгоритму векторного керування кутовим положенням за умови живлення від джерела напруги..... | 46 |
| Висновки по розділу 3 | 58 |
| 4 АЛГОРИТМ ПОЧАТКОВОЇ ІДЕНТИФІКАЦІЇ ПАРАМЕТРІВ ЯВНОПОЛЮСНИХ СИНХРОННИХ ДВИГУНІВ | 60 |
| 4.1 Постановка задачі керування | 60 |
| 4.2 Алгоритм ідентифікації параметрів | 61 |
| 4.3 Результати математичного моделювання ідентифікації параметрів | 67 |
| Висновки по розділу 4 | 70 |
| ВИСНОВКИ..... | 71 |
| СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ | 73 |
| Додаток А..... | 79 |
| Додаток Б..... | 80 |
| Додаток В | 82 |
| Додаток Г | 85 |

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ, УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА ТЕРМІНІВ

PMSM – permanent magnets synchronous motor (з англ. синхронний двигун з постійними магнітами);

IPMSM – interior permanent magnets synchronous motor (з англ. явнополіусний синхронний двигун з постійними магнітами);

МТРА оптимізація – maximum torque per ampere оптимізація (з англ. оптимізація максимального співвідношення моменту до струму);

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

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

$i_f = \text{const}$ – фіктивне джерело струму еквівалентної обмотки ротора;

ψ_{1a}, ψ_{1b} – потокозчеплення статора в системі координат (a-b);

ψ_{2d} – потокозчеплення фіктивної обмотки ротора;

p_n – кількість пар полюсів;

θ – кутове положення ротора відносно статора;

L_{1d}, L_{1q} – індуктивності статора в системі координат (d-q);

L_{2d} – індуктивність фіктивної обмотки;

L_{md} – індуктивність намагнічування по осі d;

L_{mq} – індуктивність намагнічування по осі q;

ψ_{1d}, ψ_{1q} – потокозчеплення статора в системі координат (d-q);

(i_{1d}, i_{1q}) – струми статора в системі координат (d-q);

(u_d, u_q) – компоненти вектору напруги статора в системі координат (d-q);

ω – кутова швидкість ротора;

R – електричний опір статора;

M_c – момент навантаження;

J – момент інерції ротора;

ν – коефіцієнт в'язкого тертя.

ВСТУП

Синхронні двигуни з постійними магнітами використовуються для високодинамічних та прецезійних застосувань, які вимагають точного відпрацювання швидкості/положення. Явнополюсні синхронні двигуни з постійними магнітами надійніші, порівняно з неявнополюсними, завдяки розміщенню постійних магнітів в пазах ротора. Така конструкція призводить до виникнення явища явнополюсності та сильної реакції ротора. Це дозволяє працювати в області швидкостей вищих за синхронну, однак призводить до ускладнення математичної моделі.

Векторне керування в координатах ротора є типовим методом керування явнополюсними синхронними двигунами. Для реалізації алгоритмів векторного керування явнополюсними синхронними двигунами потрібна інформація про шість параметрів двигуна та момент навантаження. Якщо ці параметри наперед не є відомими, то потрібна їх початкова ідентифікація і подальше самоналаштування системи, які визначають функцію самоідентифікації.

Незважаючи на значну кількість досліджень, проблема ідентифікації параметрів явнополюсних синхронних двигунів не є повністю вирішеною навіть для процедур початкової ідентифікації. Розглядаються задачі оцінювання лише частини параметрів, для багатьох алгоритмів відсутнє теоретичне обґрунтування.

В даній роботі розроблено алгоритми асимптотичного відпрацювання заданих траєкторій зміни кутової швидкості/положення та прямої компоненти струму статора по осі d явнополюсних синхронних двигунів, які дозволяють здійснити розв'язку підсистем керування прямою компонентною струму статора і кутовою швидкістю, а також асимптотичну лінеаризацію підсистем регулювання швидкості та прямої компоненти струму.

Для початкового визначення параметрів явнополюсних синхронних двигунів, які необхідні для реалізації алгоритмів керування, запропоновано процедуру ідентифікації параметрів, що складається з трьох етапів. На першому етапі оцінюються індуктивності і активний опір статора; на другому – потік, який

формується постійними магнітами; на третьому етапі визначаються параметри механічної частини: момент інерції, коефіцієнт в'язкого тертя та момент навантаження.

Для кожного з етапів синтезовано алгоритми ідентифікації з використанням другого методу Ляпунова, які базуються на регулюванні струмів для перших двох задач і використанні адаптивного спостерігача швидкості для ідентифікації параметрів механічної частини. Послідовне формування тестів дозволяє забезпечити швидке оцінювання на кожному з етапів так, що загальна тривалість процесу самоідентифікації не перевищує декількох секунд. Ефективність синтезованих алгоритмів підтверджена результатами математичного моделювання.

1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД МЕТОДІВ КЕРУВАННЯ ЯВНОПОЛЮСНИМИ СИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ

1.1 Загальні відомості про явнопольосні синхронні двигуни

Синхронні двигуни з постійними магнітами (PMSM – англ. permanent magnets synchronous motor) використовуються для високодинамічних та прецизійних застосувань, де потрібна висока точність відпрацювання положення/швидкості [1] – [4].

Різниця між PMSM та синхронними двигунами з електромагнітним збудженням полягає в тому, що у PMSM роторна обмотка замінюється на постійні магніти з рідкоземельних матеріалів. Перевагами PMSM є усунення активних втрат в роторі, зменшення інерції ротора, безконтактність, значна переважувальна здатність по моменту (до 5 – 10). Недоліками є втрата гнучкості керування значенням потокозчеплення ротора і можливий ефект розмагнічування постійних магнітів.

Вартість PMSM в основному визначається вартістю постійних магнітів, і в цілому, через це вони є більш дорогими за інші типи двигунів. Однак, враховуючи тенденцію до зниження витрат на створення магнітів зі розплав "неодійм-залізо-бор" (NdFeB), очікується, що вартість PMSM значно зменшиться в майбутньому [1].

Існує два класи PMSM: явнопольосні (IPMSM – англ. interior permanent magnets synchronous motor) та неявнопольосні. Неявнопольосні PMSM мають простішу математичну модель за IPMSM, проте їхніми недоліками є більша вартість та обмежена максимально швидкість через фіксацію постійних магнітів на поверхні ротора, що забезпечує таке розподілення магнітного поля, в якому немає явно виділених полюсів [2], оскільки магнітна проникність матеріалу постійних магнітів майже така, як і у повітря. У зв'язку з цим можна вважати, що синхронний двигун має значний повітряний зазор і тому конструктивна явнопольосність нівелюється.

Виготовлення IPMSM є простішим, так як постійні магніти закладаються в пази ротора, що робить їх більш надійними. Однак, через таке розташування виникає явище явнополюсності, що ускладнює математичний опис двигунів [2]. На відміну від неявнополюсних PMSM, IPMSM можуть працювати в області більших швидкостей в зоні ослабленні поля завдяки сильному ефекту реакції ротора [1].

Типова конфігурація IPMSM показана на рис. 1.1. Різниця в геометрії неявнополюсних PMSM та IPMSM визначає наступні характеристики IPMSM: 1) машина є більш надійною, може працювати з більшими значеннями робочої кутової швидкості у порівнянні з неявнополюсним PMSM; 2) ефективний повітряний зазор по осі d більший, ніж по осі q , що ускладнює математичний опис; 3) зі зменшенням повітряного зазору ефект реакції ротора стає визначальним в рівнянні динаміки швидкості [3].

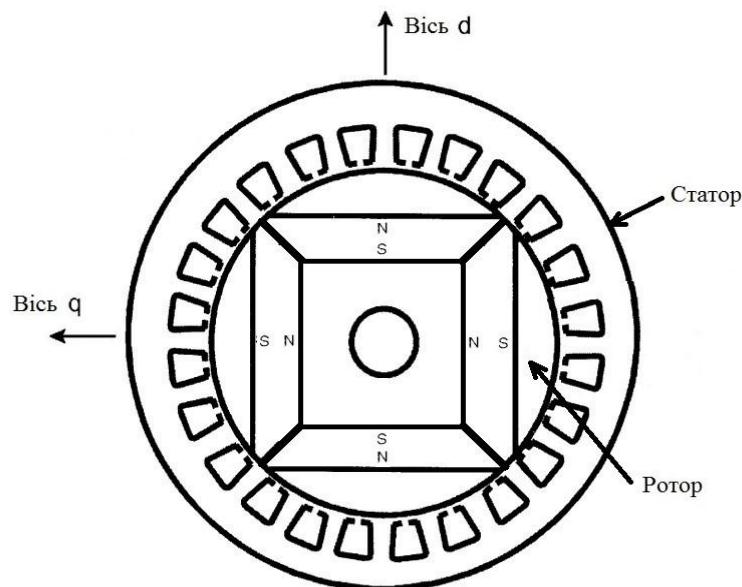


Рисунок 1.1 – Типова конфігурація IPMSM

1.2 Проблеми керування явнополюсними синхронними двигунами

Класичним методом, що застосовується для керування IPMSM є полеорієнтоване векторне керування [4], в координатах ротора. Даний підхід використовує ПІ-регулятори струму та швидкості з розв'язкою контурів регулювання швидкістю та струмами на основі моделі IPMSM [5]. Це дозволяє

отримати характеристики керування IPMSM подібні до керування двигуном постійного струму з незалежним збудженням.

При тривалій роботі IPMSM обмотки статора нагріваються, що викликає зміну (варіацію) значень активного опору та індуктивностей статора [6]. Через насичення індуктивностей їхні значення також змінюються в процесі роботи [7] – [9]. Це призводить до погіршення показників якості керування при застосуванні стандартних алгоритмів векторного керування. Зокрема, насичення магнітопроводу навколо магнітів призводить до значного спотворення потоку в повітряному зазорі. Як результат, індуктивності, особливо по осі q , змінюються залежно від величини робочого струму.

В IPMSM, що побудовані з NdFeB магнітів густина потоку залежить від температури, залишкова густина потоку зменшується при підвищенні температури через вплив так званого оборотного процесу. Зміна густини магнітного потоку посилюється з варіацією опору статора і насиченням магнітопроводу двигуна [10]. В результаті виникає не повна розв'язка між динамікою струмів по осям d та q , що призводить до погіршення якості регулювання моменту та швидкості.

В [11] представлено метод визначення параметрів IPMSM з урахуванням просторових гармонік магнітного поля двигуна, викликаних явнополісністю, з урахуванням їхнього насичення і нелінійних залежностей перехідних індуктивностей:

$$L_{dd}(i_d, i_q) = \left. \frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} \right|_{i_q = \text{const}}, \quad L_{dq}(i_d, i_q) = \left. \frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} \right|_{i_d = \text{const}}, \quad (1.1)$$

$$L_{qd}(i_d, i_q) = \left. \frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} \right|_{i_q = \text{const}}, \quad L_{qq}(i_d, i_q) = \left. \frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} \right|_{i_d = \text{const}}, \quad (1.2)$$

де i_d , i_q – струми статора в системі координат (d - q), ψ_d , ψ_q – потокозчеплення, L_{dd} , L_{dq} , L_{qd} , L_{qq} – індуктивності, що змінюються в перехідних процесах потокозчеплень та струмів.

У [12] показано, що одним з визначальних факторів при роботі IPMSM в режимі ослаблення поля є те, що індуктивності та потокозчеплення постійних магнітів не є постійними. В роботі показано, що визначення індуктивностей дозволяє працювати у другій зоні регулювання з більшими швидкостями та моментами, ніж приймаючи їх постійними.

1.3 Методи самоідентифікації параметрів

Процес самоідентифікації в закордонній літературі часто називають процедурою “self-commissioning” або офлайн-ідентифікацією параметрів.

Значну кількість досліджень присвячено використанню підходів штучного інтелекту для ідентифікації параметрів IPMSM, наприклад в [13] розглянуто реалізацію МТРА керування засобами нечіткої логіки. Недоліком таких систем є можливість неоптимальних режимів роботи.

Спостерігач швидкості та положення [14] сформовано на основі залежності індуктивностей від положення ротора та на розділенні сигналів по осі d та по осі q . Метод [15], на відміну від існуючих, не вимагає створення високочастотного струмового сигналу на етапі розрахунку активного опору статора. На наступному етапі алгоритм переходить в режим “онлайн” для визначення індуктивностей по осям d і q та потокозчеплення постійних магнітів. На завершальній стадії алгоритм вираховує варіацію активного опору, в залежності від виміряної температури.

Алгоритм ідентифікації потокозчеплення постійних магнітів [16] ґрунтується на використанні струмового сигналу змінної частоти, дозволяючи оцінити магнітний потік постійних магнітів.

Метод самоідентифікації активного опору ротора та магнітного потоку [17] автоматично створює таблиці значень цих параметрів на основі тестових сигналів. Далі в роботі двигуна використовуються значення з цих таблиць (Look-up Table), в залежності від струмів по осям d і q .

1.4 Методи онлайн-ідентифікації параметрів

Онлайн-ідентифікація параметрів зазвичай полягає в інжектуванні додаткових сигналів керування в робочому режимі роботи двигуна [18] – [29].

Алгоритм [18] заснований на генетичному алгоритмі та має ті ж недоліки, що і типові методи засновані на штучному інтелекті.

Онлайн-ідентифікація параметрів двигуна [19], яка базується на розв'язаному керуванні, дозволяє отримати інформацію лише про три електричні параметри.

Алгоритм [20] оцінює значення індуктивностей по осям d і q за допомогою спостерегачів та зворотних зв'язків за напругами, струмами та кутовою швидкістю ротора. Алгоритм онлайн-оцінки опору статора й індуктивностей статора [21] в умовах керування без вимірювання механічних координат базується на інжекції високочастотних сигналів в струми статора. Алгоритм ідентифікації [22] дозволяє отримувати значення параметрів лише при інжектуванні додаткових сигналів, щоби підтримати умови персистентності збудження. Метод оцінювання проти-ЕРС для компенсації гармонік моменту [23], що виконується на основі попередніх значень напруг та струмів. Застосування схем адаптивного оцінювання, таких як розширений фільтр Калмана наведено в [24].

Для того, щоб зменшити розмір таблиць, автори [25] намагалися вирішити рівняння моменту аналітичними методами з деякими обмеженнями по напрузі, з використанням розрахунків в реальному часі. Однак аналітичні підходи сильно залежать від математичних моделей, які є чутливими до появи немодельованої динаміки.

В [26] різниця між індуктивностями по осям d і q визначається за допомогою ПІ-регулятора та різниці між реальною вихідною потужністю та заданим значенням потужності.

Адаптивний регулятор [27] складається з розімкненого контуру з ПІ-регулятором струму, регулятору моменту за стратегією МТРА і адаптивного спостерегача параметрів динаміки струму по осі q , оскільки індуктивність по осі

d можна вважати постійною без втрати точності. Динаміка струму по осі q порушується напругою проти-ЕРС. Тому запропонована оцінка параметрів поєднується з робастною розімкненою схемою активного стану для забезпечення оцінки параметрів та врахування впливу проти-ЕРС. Робастна розімкнена схема реалізується шляхом оцінювання магнітного потоку за допомогою алгоритму адаптації за методом найбільш крутих спадів.

Алгоритм [28] оцінює параметри: опір статора, магнітний потік ротора та індуктивність машини по осям d і q . Ідентифікація базується на рекурсивному методі найменших квадратів. При цьому оцінка виконується незалежно від вимірювання будь-якого з параметрів поза роботою приводу, однак не забезпечує асимптотичного оцінювання параметрів.

Адаптивний алгоритм оцінки моменту [29] враховує перехресні зв'язки між динамікою струмів по осям d і q . Всі перехресні зв'язки та величини, точне значення яких невідоме або змінюється в часі, включено до рівнянь двох еквівалентних взаємоіндуктивностей, які розраховуються на основі інформації про оцінюванні проти-ЕРС двигуна по осям d і q . Значення цих взаємоіндуктивностей підвищують точність оцінювання моменту двигуна.

1.5 Адаптивні алгоритми керування

Алгоритм [22] дозволяє ідентифікувати лише декілька параметрів моделі двигуна, не використовуючи значення положення ротора для оцінки параметрів. Це робить алгоритм нечутливим до помилок позиціонування.

Пряме керування моментом є одним з розповсюджених алгоритмів керування, що має властивості робастності до параметричних збурень двигуна [25], [29], [30]. Основним недоліком такого методу вважається підвищена коливальність процесів керування. Окрім прямого керування моментом та методів таблиць [31], також існує метод оцінки параметрів IPMSM з використанням спостерігачів потокозчеплень [30], [32].

У роботі [33] представлено адаптивний регулятор струму з оцінкою декількох параметрів моделі двигуна та оцінкою моменту навантаження.

Невизначеність моделі оцінюється по загальній похибці регулювання напруги, а оцінка параметрів забезпечується рекурсивним методом найменших квадратів. Робастний регулятор [34] складається з модифікованого адаптивного регулятора струму [33] та компенсатора моменту. Для оцінки моменту розглядалися мінімальний час перемикання ключів, гармоніки інвертора, а також вплив затримки при дискретизації вимірюваних сигналів.

Бездавачеве керування. Методи бездавачевого керування зазвичай складніші за адаптивні, точність визначення параметрів в них залежить від точності оцінки швидкості/положення ротора [35]. В [36] положення визначається лише в спеціальних умовах роботи. Бездавачевий ковзний адаптивний спостерігач [37] за стратегією МТРА гарантує роботу на низьких швидкостях, проте вимагає використання високочастотного сигналу для забезпечення умов персистентності збудження. Для методів інжекції сигналів [21], [38], [39], [40] зміна індуктивності, залежно від положення ротора, використовується для оцінки його положення. Зміна індуктивності виникає через зміну явнопольсності IPMSM, тобто неоднаковості індуктивностей по осям d і q . Метод інжекції сигналів не вимагає інформації про параметри двигуна. Для виявлення зміни індуктивності з інвертора вводять додатковий сигнал, такий як напруга або компонента струму високої частоти [40].

При бездавачевому керуванні положення/швидкість ротора оцінюються на основі напруг і струмів статора зі складової проти-ЕРС або з магнітного потоку [41], [42].

Адаптивний регулятор моменту [43] дозволяє забезпечити необхідні динамічні характеристики з меншою чутливістю до впливу параметрів, при порівнянні зі звичайним підходом. Регулятор моменту враховує втрати в сталі машини. Для оцінки магнітного потоку використовуються струми та напруги в системі координат $(a-b)$. Оцінені значення використовуються для визначення моменту на основі низькочастотного фільтру.

Типовою стратегією керування IPMSM є стратегія МТРА, приклади використання якої разом з адаптивними алгоритмами та алгоритмами

ідентифікації параметрів представлено у роботах [6], [8], [13], [20], [25] – [29], [31], [33], [37], [43]. Методи, стійкість яких доведена за другим методом Ляпунова представлені в [19], [27], [33], [34], [37]. Приклади роботи алгоритмів, що включають роботу IPMSM у другій зоні з послабленням поля наведені в [8], [12], [25], [26], [29], [31], [38].

З огляду слідує, що існуючі алгоритми відпрацювання кутової швидкості та положення не забезпечують повну розв'язку процесів керування механічними координатами та прямою компонентою струму статора.

Висновки по розділу 1

На основі аналізу сучасних методів адаптивного керування IPMSM та алгоритмів ідентифікації параметрів можна зробити наступні висновки.

1. Встановлено, що необхідно розробити алгоритми відпрацювання кутової швидкості та положення, які забезпечать повну розв'язку процесів керування механічними координатами та прямою компонентою струму статора.

2. Показано, що полеорієнтоване векторне керування IPMSM забезпечує ефективне керування лише при точній інформації про параметри двигуна. В типових режимах роботи параметри двигуна можуть суттєво змінюватися, що призводить до зниження показників якості керування. Залежність індуктивностей від зміни потокозчеплення та струмів, а також насичення індуктивностей може призвести до незабезпечення повного робочого діапазону швидкості та моменту двигуна.

3. Показано, що проблема визначення всіх параметрів IPMSM повністю не вирішена як для процесу ідентифікації параметрів у процедурі самоідентифікації параметрів, так і для адаптивних до змін параметрів алгоритмів керування.

2 ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ КУТОВОЮ ШВИДКІСТЮ ЯВНОПОЛЮСНИХ СИНХРОННИХ ДВИГУНІВ

В даному розділі виконано синтез алгоритму векторного керування кутовою швидкістю IPMSM при струмовому керуванні та керуванні напругами. Результати моделювання представлені для обох алгоритмів керування.

2.1 Математична модель явнополюсного синхронного двигуна

Модель явнополюсного синхронного двигуна в координатах (d-q) наведена в [44]. За умови симетричності, необхідно перейти від трифазної системи змінних x_{as} , x_{bs} , x_{cs} в двофазну x_{1a} , x_{1b} , що виконується за допомогою перетворення

$$\begin{pmatrix} x_{1a} \\ x_{1b} \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_{as} \\ x_{bs} \\ x_{cs} \end{pmatrix} \triangleq \mathbf{Q} \begin{pmatrix} x_{as} \\ x_{bs} \\ x_{cs} \end{pmatrix}. \quad (2.1)$$

Еквівалентна двофазна схема PMSM набуває вигляду, який зображено на рис. 2.1, де (a-b) та (d-q) визначаються як системи координат статора і ротора відповідно, (u_{1a}, u_{1b}) та (i_{1a}, i_{1b}) – компоненти векторів напруги та струму статора в системі координат (a-b).

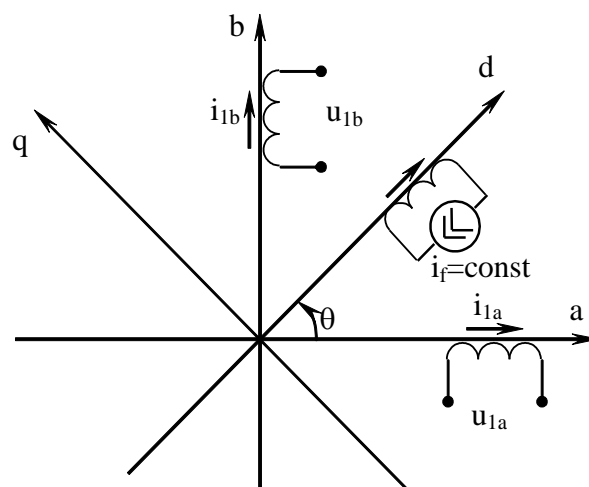


Рисунок 2.1 – Еквівалентна схема синхронного двигуна з постійними магнітами

Згідно з прийнятою методологією моделювання IPMSM, дія постійних магнітів на роторі двигуна схематизується еквівалентною обмоткою з живленням від фіктивного джерела струму $i_f = \text{const}$. Це фіктивне джерело струму формує вектор магніторушійної сили (МРС), що дорівнює струму, який створюють постійні магніти.

Рівняння потокозчеплень електричної машини, що зображена на рис. 2.1, мають вигляд

$$\begin{pmatrix} \psi_{1a} \\ \psi_{1b} \\ \psi_{2d} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j p_n \theta} \begin{bmatrix} L_{1d} & 0 \\ 0 & L_{1q} \end{bmatrix} e^{-j p_n \theta} & L_{md} \cos p_n \theta \\ L_{md} \cos p_n \theta & L_{md} \sin p_n \theta & L_{2d} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_f \end{pmatrix}, \quad (2.2)$$

де ψ_{1a} , ψ_{1b} – потокозчеплення статора по осям а і b, ψ_{2d} – потокозчеплення фіктивної обмотки ротора, p_n – кількість пар полюсів, $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$, θ – кутове положення ротора відносно статора, $L_{1d} = L_{1\sigma} + L_{md}$, $L_{1q} = L_{1\sigma} + L_{mq}$ – індуктивності статора, L_{2d} – індуктивність фіктивної обмотки, L_{md} , L_{mq} – індуктивності намагнічування по осям d і q.

Рівняння моменту двигуна, що має матрицю індуктивностей визначену в (2.2), дорівнює

$$\begin{aligned} M = \frac{3}{2} & \left[L_{md} i_f (i_{1b} \cos \theta - i_{1a} \sin \theta) + \right. \\ & \left. + (L_{1d} - L_{1q}) (i_{1a} \cos \theta + i_{1b} \sin \theta) (i_{1b} \cos \theta - i_{1a} \sin \theta) \right]. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Для виключення залежності правих частин рівнянь (2.2) та (2.3) від кутового положення ротора, виконаємо лінійне перетворення координат (перетворення Парка-Горева [45])

$$\begin{aligned}
\mathbf{x}^{(d-q)} &= e^{-J\theta} \mathbf{x}^{(a-b)}, \\
e^{-J\theta} &= \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}, \\
[e^{-J\theta}]^{-1} &= [e^{-J\theta}]^T,
\end{aligned} \tag{2.4}$$

де $\mathbf{x}^{(y-z)} = (x_y, x_z)^T$ – визначає будь-який двомірний вектор IPMSM.

В системі координат ротора (d-q) рівняння (2.2) та (2.3) набувають вигляду

$$\begin{pmatrix} \Psi_{1d} \\ \Psi_{1q} \\ \Psi_{2d} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_{1d} & 0 & L_{md} \\ 0 & L_{1q} & 0 \\ L_{md} & 0 & L_{2d} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_f \end{pmatrix}, \tag{2.5}$$

$$M = \frac{3}{2} \left[L_{md} i_f i_{1q} + (L_{1d} - L_{1q}) i_{1d} i_{1q} \right], \tag{2.6}$$

де Ψ_{1d} , Ψ_{1q} – потокозчеплення статора в системі координат (d-q), (i_{1d}, i_{1q}) – струми статора в системі координат (d-q).

При неявнополюсності PMSM в рівняннях (2.5), (2.6) приймається $L_{1d} = L_{1q} = L_1$, $L_{md} = L_{mq} = L_m$.

Повні рівняння динаміки IPMSM, що мають матрицю індуктивностей (2.5), мають вигляд

$$\begin{aligned}
\dot{\theta} &= \omega, \\
\dot{\omega} &= \frac{3}{2} \frac{1}{J} p_n \left[L_{md} i_f + (L_d - L_q) i_d \right] i_q - \frac{\nu}{J} \omega - \frac{M_c}{J}, \\
\dot{i}_d &= -\frac{R}{L_d} i_d + p_n \omega \frac{L_q}{L_d} i_q + \frac{u_d}{L_d}, \\
\dot{i}_q &= -\frac{R}{L_q} i_q - p_n \omega \frac{L_d}{L_q} i_d - p_n \frac{L_{md} i_f}{L_q} \omega + \frac{u_q}{L_q},
\end{aligned} \tag{2.7}$$

де ω – кутова швидкість ротора, $\mathbf{u} = (u_d, u_q)^T$ – вектор напруг статора відповідно,

R – електричний опір статора, M_c – момент навантаження, J – момент інерції ротора, ν – коефіцієнт в'язкого тертя.

2.2 Постановка задачі керування

Синтез алгоритму проводиться за методикою, розглянутою в [46] для аналогічної задачі векторного полеорієнтованого керування асинхронним двигуном. Нехай виконуються наступні припущення:

A.1. Струми статора, кутова швидкість ротора та кутове положення ротора доступні для вимірювання.

A.2. Параметри моделі IPMSM відомі й постійні.

A.3. Момент навантаження M_c невідомий, постійний або такий, що змінюється повільно та обмежений.

A.4. Задана траєкторія зміни кутової швидкості ω^* є обмеженою функцією часу з обмеженими відомими першою та другою похідними; i_d^* – задана обмежена траєкторія зміни струму i_d .

В умовах цих припущень, необхідно синтезувати алгоритм керування кутовою швидкістю, який гарантує досягнення наступних цілей керування:

CO.1. Асимптотичне відпрацювання кутової швидкості ротора ω та прямої компоненти струму статора i_d , тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\omega}, \tilde{i}_d) = 0, \quad (2.8)$$

де $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$ – похибка відпрацювання кутової швидкості, $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$ – похибка компоненти струму i_d .

CO.2. Асимптотична розв'язка процесів керування кутовою швидкістю ротора та прямою компонентою струму статора.

CO.3. Асимптотична лінеаризація підсистеми відпрацювання кутової швидкості.

Поставлені цілі відносяться до випадку керування кутовою швидкістю при живленні від джерела напруги. При живленні від джерела струму динаміка похибок відпрацювання струму не розглядається.

2.3 Синтез та дослідження алгоритму керування кутовою швидкістю за умови живлення від джерела струму

Модель (2.7) при струмовому керуванні спрощується до вигляду

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= \frac{3}{2} \frac{1}{J} p_n \left[L_{md} i_f + (L_d - L_q) i_d \right] i_q - \frac{v}{J} \omega - \frac{M_c}{J}, \\ M &= \frac{3}{2} p_n \left[L_{md} i_f + (L_d - L_q) i_d \right] i_q = \mu_1 i_q,\end{aligned}\quad (2.9)$$

де $\mu_1(i_d) = \frac{3}{2} p_n \left[L_{md} i_f + (L_d - L_q) i_d \right]$ – коефіцієнт моменту.

З (2.9) слідує, що момент IPMSM залежить не тільки від моментної складової струму i_q , але й від прямої i_d , яка також може використовуватися для регулювання моменту. Враховуючи, що $(L_d - L_q) < 0$, оскільки $L_d < L_q$, то, наприклад, для забезпечення керування згідно з МТРА оптимізацією струм повинен бути $i_d < 0$ [37]. В даній роботі струм i_d розглядається як вільно формована компонента.

Розглянемо динаміку похибки відпрацювання кутової швидкості, що отримана з моделі (2.9), як

$$\dot{\tilde{\omega}} = \mu(i_d) i_q - \frac{v}{J} \omega^* - \frac{v}{J} \tilde{\omega} - \hat{M}_c - \tilde{M}_c - \dot{\omega}^*, \quad (2.10)$$

де $\mu(i_d) = \frac{\mu_1}{J} = \frac{3}{2} \frac{1}{J} p_n \left[L_{md} i_f + (L_d - L_q) i_d \right] > 0$, $\tilde{M}_c = \frac{M_c}{J} - \hat{M}_c$ – похибка оцінювання невідомої компоненти моменту, \hat{M}_c – її оцінка.

Використовуючи рівняння (2.10), сконструюємо регулятор швидкості в наступній формі:

$$\begin{aligned}i_q &= \frac{1}{\mu(i_d^*)} \left(\hat{M}_c + \frac{v}{J} \omega^* + \dot{\omega}^* - k_\omega \tilde{\omega} \right), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega},\end{aligned}\quad (2.11)$$

де $k_{\omega} > 0$, $k_{\omega i} > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора швидкості відповідно.

Після підстановки (2.11) в (2.10) отримуємо рівняння динаміки похибки кутової швидкості у вигляді

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\omega}} &= -\left(k_{\omega} + \frac{v}{J}\right)\tilde{\omega} - \tilde{M}_c, \\ \dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i}\tilde{\omega},\end{aligned}\tag{2.12}$$

де $\dot{\tilde{M}}_c = -\dot{M}_c = k_{\omega i}\tilde{\omega}$, оскільки $\frac{M_c}{J} = \text{const}$ згідно припущення А.3.

Лінійна система (2.12) асимптотично стійка за умови струмового керування для будь-яких $k_{\omega} > 0$, $k_{\omega i} > 0$, тому

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\omega}, \tilde{M}_c) = 0.\tag{2.13}$$

Таким чином система керування IPMSM забезпечує асимптотичне відпрацювання кутової швидкості, тобто досягаються цілі керування СО.1 – СО.3.

Для налаштування параметрів регулятора кутової швидкості використовуються стандартні співвідношення для лінійної системи другого порядку

$$\begin{aligned}k_{\omega i} &= \frac{k_{\omega}^2}{4}, \text{ для } \xi = 1, \\ k_{\omega i} &= \frac{k_{\omega}^2}{2}, \text{ для } \xi = \frac{\sqrt{2}}{2},\end{aligned}\tag{2.14}$$

де ξ – коефіцієнт демпфування.

Для дослідження динамічних характеристик системи векторного керування використано двигун NORD 100T2/4 потужністю 3 кВт, параметри якого наведено у Додатку А. Дослідження проводиться за допомогою

програмного модулю SIMNON 3.0 з наступною послідовністю операцій керування, яку показано на рис. 2.2.

1. Починаючи з $t=0$ с, від ненавантаженого двигуна вимагається відпрацювати задану траєкторію кутової швидкості, яка починається з нульового значення і досягає номінальної швидкості $\omega^* = 157$ рад/с за час $t=0.1$ с зі значенням першої і другої похідних, які дорівнюють $\dot{\omega}^* = 1568$ рад/с² та $\ddot{\omega}^* = 5 \cdot 10^5$ рад/с³ відповідно.

2. В момент часу $t=0.2$ с до валу двигуна стрибкоподібно прикладається, а в момент часу $t=0.5$ с скидається момент навантаження, який дорівнює номінальному $M_c = 14$ Нм.

3. В інтервалі часу $t \in (0.3-0.4)$ с стрибкоподібно формується пряма компонента струму $i_d^* = -2$ А.

В умовах тесту прийнято $v=0$, коефіцієнти налаштування регулятора швидкості вибрано наступними: $k_\omega = 200$, $k_{\omega i} = \frac{k_\omega^2}{2} = 20000$.

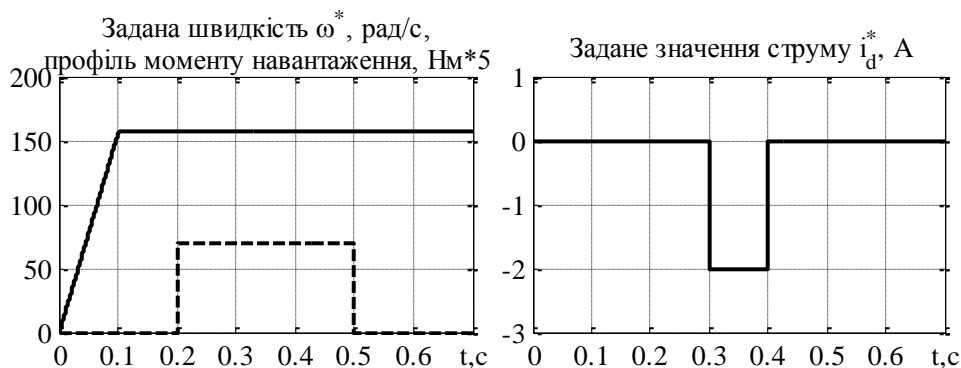


Рисунок 2.2 – Графіки перехідних процесів заданих траєкторій кутової швидкості та струму i_d

Графіки перехідних процесів в системі векторного керування кутовою швидкістю IPMSM при живленні від джерела струму наведені на рис. 2.3. Під час розгону задана траєкторія кутової швидкості відпрацьовується без похибок. При накиданні та скиданні навантаження виникає похибка регулювання кутової швидкості значенням 5 рад/с. З графіків перехідних процесів видно, що

відпрацювання початкових значень траєкторії кутової швидкості після накидання та скидання моменту навантаження компенсується дією регулятора.

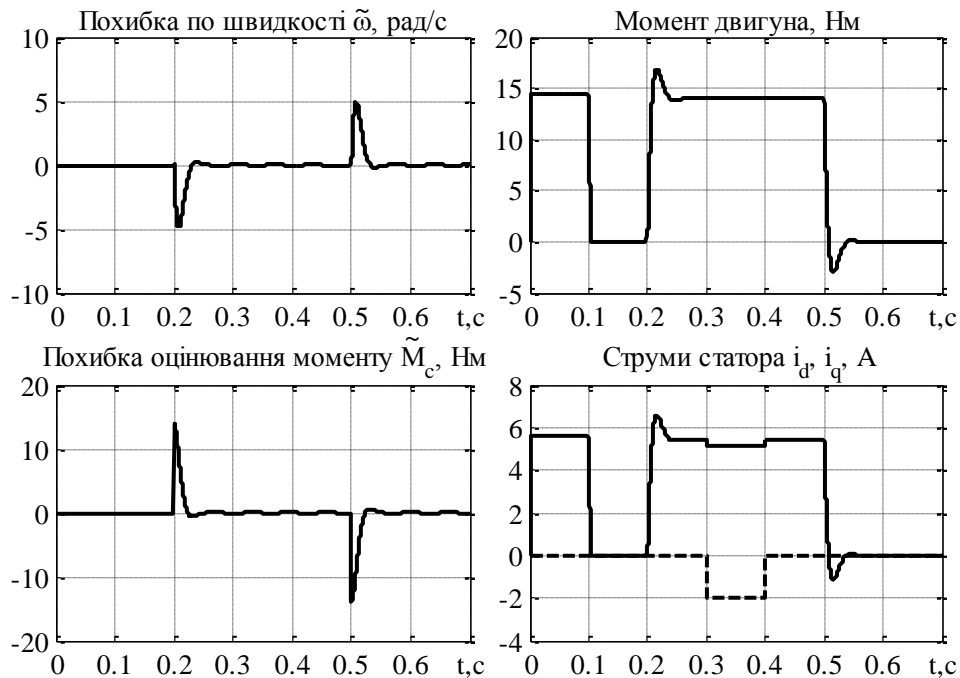


Рисунок 2.3 – Графіки перехідних процесів відпрацювання алгоритму керування при живленні від джерела струму

На рис. 2.3 струм i_q представлено суцільною лінією, а струм i_d – штриховою. З аналізу графіків слідує, що асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості та прямої компоненти струму статора по осі d і розв’язка процесів керування кутовою швидкістю та прямою компонентою струму статора виконуються.

2.4 Синтез та дослідження алгоритму векторного керування кутовою швидкістю за умови живлення від джерела напруги

В умовах постановки задачі відпрацювання кутової швидкості і прямої компоненти струму статора необхідно синтезувати алгоритм керування, який гарантує досягнення цілей керування CO.1 – CO.3 для моделі IPMSM повного порядку (2.7).

Визначимо похибки відпрацювання струмів у вигляді

$$\begin{aligned}\tilde{i}_d &= i_d - i_d^*, \\ \tilde{i}_q &= i_q - i_q^*.\end{aligned}\tag{2.15}$$

Відповідно до процедури синтезу запишемо рівняння динаміки похибки відпрацювання кутової швидкості у вигляді

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\omega}} &= \mu(i_d^*)i_q^* + \mu(i_d^*)\tilde{i}_q - \frac{v}{J}\omega^* - \frac{v}{J}\tilde{\omega} - \hat{M}_c - \tilde{M}_c - \dot{\omega}^* + \\ &+ \frac{3}{2} \frac{1}{J} p_n (L_d - L_q) \tilde{i}_d (\tilde{i}_q + i_q^*),\end{aligned}\tag{2.16}$$

де $\mu(i_d^*) = \frac{3}{2} \frac{1}{J} p_n [L_{md} i_f + (L_d - L_q) i_d^*] > 0$.

З рівняння (2.16) сформуємо наступний регулятор швидкості:

$$\begin{aligned}i_q^* &= \frac{1}{\mu(i_d^*)} \left(\hat{M}_c + \frac{v}{J} \omega^* + \dot{\omega}^* - k_\omega \tilde{\omega} \right), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega}.\end{aligned}\tag{2.17}$$

Рівняння динаміки (2.16) з врахуванням (2.17) набуває вигляду

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\omega}} &= - \left(k_\omega + \frac{v}{J} \right) \tilde{\omega} + \mu(i_d^*) \tilde{i}_q - \tilde{M}_c + \frac{3}{2} \frac{1}{J} p_n (L_d - L_q) \tilde{i}_d (\tilde{i}_q + i_q^*), \\ \dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i} \tilde{\omega}.\end{aligned}\tag{2.18}$$

Таким чином, з виразу (2.18) слідує, що асимптотичність відпрацювання кутової швидкості $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0$ вимагає досягнення умови

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q) = 0,\tag{2.19}$$

тобто асимптотичного відпрацювання струмів.

Для подальшого синтезу знайдемо похідну від заданого струму i_q^* , що задається регулятором швидкості (2.17), враховуючи, що i_d^* є обмеженою функцією часу. З (2.17) маємо

$$\begin{aligned} \dot{i}_q^* = & \frac{1}{\mu(i_d^*)} \left(\dot{M}_c + \frac{v}{J} \dot{\omega}^* + \ddot{\omega}^* \right) - \frac{k_\omega}{\mu(i_d^*)} \left[- \left(k_\omega + \frac{v}{J} \right) \tilde{\omega} + \mu(i_d^*) \tilde{i}_q - \tilde{M}_c + \right. \\ & \left. + \frac{3}{2} \frac{1}{J} p_n (L_d - L_q) \tilde{i}_d (\tilde{i}_q + i_q^*) \right] - \frac{3}{2} \frac{p_n}{J} \frac{\xi (L_d - L_q) \dot{i}_d^*}{\mu^2(i_d^*)}, \end{aligned} \quad (2.20)$$

де $\xi = \hat{M}_c + \frac{v}{J} \omega^* + \dot{\omega}^* - k_\omega \tilde{\omega}$ – відома функція.

З виразу (2.20) слідує, що вираз містить змінну \tilde{M}_c , яка не є відомою, в той час як інші складові відомі. Виходячи з цього, в (2.20) визначимо дві складові

$$\begin{aligned} \dot{i}_q^* &= \dot{i}_{q1}^* + \dot{i}_{q2}^*, \\ \dot{i}_{q1}^* &= \frac{1}{\mu(i_d^*)} \left(\dot{M}_c + \frac{v}{J} \dot{\omega}^* + \ddot{\omega}^* \right) - \frac{k_\omega}{\mu(i_d^*)} \left[- \left(k_\omega + \frac{v}{J} \right) \tilde{\omega} + \mu(i_d^*) \tilde{i}_q + \right. \\ & \left. + \frac{3}{2} \frac{1}{J} p_n (L_d - L_q) \tilde{i}_d (\tilde{i}_q + i_q^*) \right] - \frac{3}{2} \frac{p_n}{J} \frac{\xi (L_d - L_q) \dot{i}_d^*}{\mu^2(i_d^*)}, \\ \dot{i}_{q2}^* &= \frac{k_\omega}{\mu(i_d^*)} \tilde{M}_c, \end{aligned} \quad (2.21)$$

де \dot{i}_{q1}^* – відома функція, \dot{i}_{q2}^* – невідома. Відмітимо, що похідна \dot{i}_{q1}^* залежить від \dot{i}_d^* , тобто задана функція \dot{i}_d^* має бути з відомою першою похідною.

Для досягнення умови (2.19) необхідно побудувати контури регулювання струмів статора IPMSM.

Регулятор струму по осі d. Рівняння динаміки похибки відпрацювання струму по осі d з (2.7) має вигляд

$$\dot{\tilde{i}}_d = -\frac{R}{L_d} \tilde{i}_d - \frac{R}{L_d} i_d^* + p_n \omega \frac{L_q}{L_d} i_q + \frac{u_d}{L_d} - \dot{i}_d^*. \quad (2.22)$$

За умови, що всі параметри електричної частини IPMSM відомі, сконструємо наступний регулятор струму:

$$\begin{aligned} u_d &= L_d \left(-p_n \omega \frac{L_q}{L_d} i_q + \frac{R}{L_d} i_d^* + \dot{i}_d^* - k_{i1} \tilde{i}_d + x_d \right), \\ \dot{x}_d &= -k_{iid} \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (2.23)$$

де x_d – інтегральна складова регулятора струму по осі d , $k_{i1} > 0$ та $k_{iid} > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора струму відповідно.

Після підстановки (2.23) в (2.22), отримаємо рівняння динаміки похибки відпрацювання струму i_d у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_d &= -k_{id} \tilde{i}_d + x_d, \\ \dot{x}_d &= -k_{iid} \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (2.24)$$

де $k_{id} = R/L_d + k_{i1}$. Оскільки система (2.24) є повністю розв'язаною відносно електромеханічної (2.18), лінійною та асимптотично стійкою при всіх значеннях $k_{id} > 0$, $k_{iid} > 0$, то

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_d, x_d) = 0. \quad (2.25)$$

З умови (2.25) слідує, що після завершення перехідного процесу згідно з рівнянням (2.24), динамічні процеси в електромеханічній системі (2.18) не залежать від процесів регулювання струму i_d .

Регулятор струму по осі q . Рівняння динаміки похибки відпрацювання струму по осі q з (2.7) має вигляд

$$\dot{\tilde{i}}_q = -\frac{R}{L_q} \tilde{i}_q - \frac{R}{L_q} i_q^* - p_n \omega \frac{L_d}{L_q} i_d - p_n \frac{L_{md} i_f}{L_q} \omega + \frac{u_q}{L_q} - \dot{i}_q^*. \quad (2.26)$$

Рівняння (2.26) містить похідну \dot{i}_q^* , але згідно розгляду в (2.21) має відому \dot{i}_{q1}^* та невідому \dot{i}_{q2}^* складові. Виходячи з цього в регуляторі струму може бути використана лише складова \dot{i}_{q1}^* .

Рівняння регулятора струму сформуємо наступним чином:

$$u_q = L_q \left(p_n \omega \frac{L_d}{L_q} \dot{i}_d + p_n \frac{L_{md} \dot{i}_f}{L_q} \omega + \frac{R}{L_q} i_q^* + \dot{i}_{q1}^* - k_{il} \tilde{i}_q + x_q \right), \quad (2.27)$$

$$\dot{x}_q = -k_{iiq} \tilde{i}_q,$$

де x_q – інтегральна складова регулятора струму по осі q , $k_{iiq} > 0$ – коефіцієнт пропорційної складової регулятора струму.

Після підстановки (2.27) в (2.26) отримаємо рівняння динаміки похибки відпрацювання струму i_q у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_q &= -k_{iq} \tilde{i}_q + x_q - \frac{k_\omega}{\mu} \tilde{M}_c, \\ \dot{x}_q &= -k_{iiq} \tilde{i}_q, \end{aligned} \quad (2.28)$$

де $k_{iq} = R/L_q + k_{il}$.

Повні рівняння динаміки похибок відпрацювання в електромеханічній системі за умови (2.25) будуть

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\omega}} &= -\left(k_\omega + \frac{v}{J} \right) \tilde{\omega} + \mu (i_d^*) \tilde{i}_q - \tilde{M}_c, \\ \dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i} \tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -k_{iq} \tilde{i}_q + x_q - \frac{k_\omega}{\mu (i_d^*)} \tilde{M}_c, \\ \dot{x}_q &= -k_{iiq} \tilde{i}_q. \end{aligned} \quad (2.29)$$

В системі (2.29) перші два рівняння описують динамічну поведінку контуру регулювання кутової швидкості, а два інші – динаміку контуру відпрацювання струму. Дві підсистеми включені в контурі від'ємного зворотного зв'язку і можуть бути налаштовані так, що замкнена система четвертого порядку буде стійкою. Відмітимо, що система (2.29) є квазі-лінійною, а при $i_d^* = \text{const}$ лінійною. Вона має стандартну структуру для систем відпрацювання кутової швидкості [47], які синтезують методом зворотної покрокової процедури проектування. Бажані показники якості керування та

умови стійкості досягаються за рахунок налаштування коефіцієнтів регулятора швидкості $k_{\omega} > 0$, $k_{\omega i} > 0$ та коефіцієнтів регулятора струму $k_{i_q} > 0$, $k_{i_{iq}} > 0$. При цьому, налаштування має забезпечити швидкодію контуру регулювання струму принаймні в два рази вищу за швидкістю, ніж контур регулювання швидкості.

За цією умовою система (2.29) є асимптотично стійкою, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\omega}, \tilde{M}_c, \tilde{i}_q, x_q) = 0. \quad (2.30)$$

Таким чином, з умов (2.25) та (2.30), аналогічно системам підпорядкованого керування слідує, що досягається асимптотичне відпрацювання кутової швидкості та струму по осі d , процеси керування струму по осі d та швидкості розв'язані, звідки слідує, що підсистема (2.29) є асимптотично лінійною, тобто цілі керування СО.1 – СО.3 досягаються.

Для дослідження динамічних властивостей алгоритму відпрацювання кутової швидкості та прямої компоненти струму статора повного порядку (2.17), (2.23), (2.27) сформовано тести, в яких необхідно відпрацювати задану траєкторію $\omega^*(t)$, розглянуту за умов струмового керування.

1. В першому тесті встановлено $i_d^* = 0$. Метою дослідження є визначення динамічних властивостей системи з врахуванням динаміки контурів регулювання струмів статора.

2. На наступному етапі тестування задане значення струму i_d^* сформовано у вигляді функції, що пропорційна моментному струму i_q з метою підвищення моменту IPMSM, який він розвиває, наприклад $i_d^* = -k|i_q^*|$, де $k > 0$. Оскільки $L_d < L_q$, то коефіцієнт моменту $(L_{md}i_f + (L_d - L_q)i_d^*)$ буде збільшуватись за умови $i_d^* < 0$. Для практичної реалізації статична залежність між струмами i_d^* та i_q^* не може бути використана, оскільки алгоритм регулювання струму (2.23) вимагає відомої i_d^* , в той час як i_q^* вміщує невідому складову i_{q2}^* . Цю проблему можна вирішити за допомогою динамічного формування i_d^* у вигляді

$$\dot{i}_d^* = -\frac{1}{\tau} i_d^* - \frac{1}{\tau} k |i_q^*|, \quad (2.31)$$

де τ – мала стала часу фільтра у порівнянні з динамікою контуру регулювання швидкості.

Налаштування регулятора швидкості прийнято аналогічними до використаного при струмовому керуванні, тобто $k_\omega = 200$, $k_{\omega i} = \frac{k_\omega^2}{2} = 20000$, параметри налаштування контурів регулювання струмів прийняті $k_{i_q} = k_{i_d} = 1000$, $k_{i_{i_q}} = k_{i_{i_d}} = \frac{k_i^2}{2} = 500000$, стала часу фільтра (2.31) дорівнює $\tau = 10^{-3}$ с, $k = 0.2$.

Графіки перехідних процесів за умови $i_d^* = 0$ при живленні від джерела напруги наведено на рис. 2.4.

З аналізу графіків на рис. 2.4а слідує, що відпрацювання початкових значень кутової швидкості, які виникають при накиданні та скиданні моменту навантаження, компенсуються моментом двигуна.

Перехідні процеси відпрацювання координат IPMSM за умови $i_d^* \neq 0$ показано на рис. 2.5.

Аналіз та порівняння графіків на рис. 2.4 – рис. 2.5 демонструє, що різниці у відпрацюванні кутової швидкості та оцінки моменту навантаження не виникає. Тобто система векторного керування кутовою швидкістю забезпечує високу якість відпрацювання заданих траєкторій, про що свідчить нульове значення похибки відпрацювання компоненти струму i_d .

На рис. 2.4 – рис. 2.5 струм i_q представлено суцільною лінією, а струм i_d – штриховою. З аналізу графіків слідує, що виконання цілей керування СО.1 – СО.2 досягається.

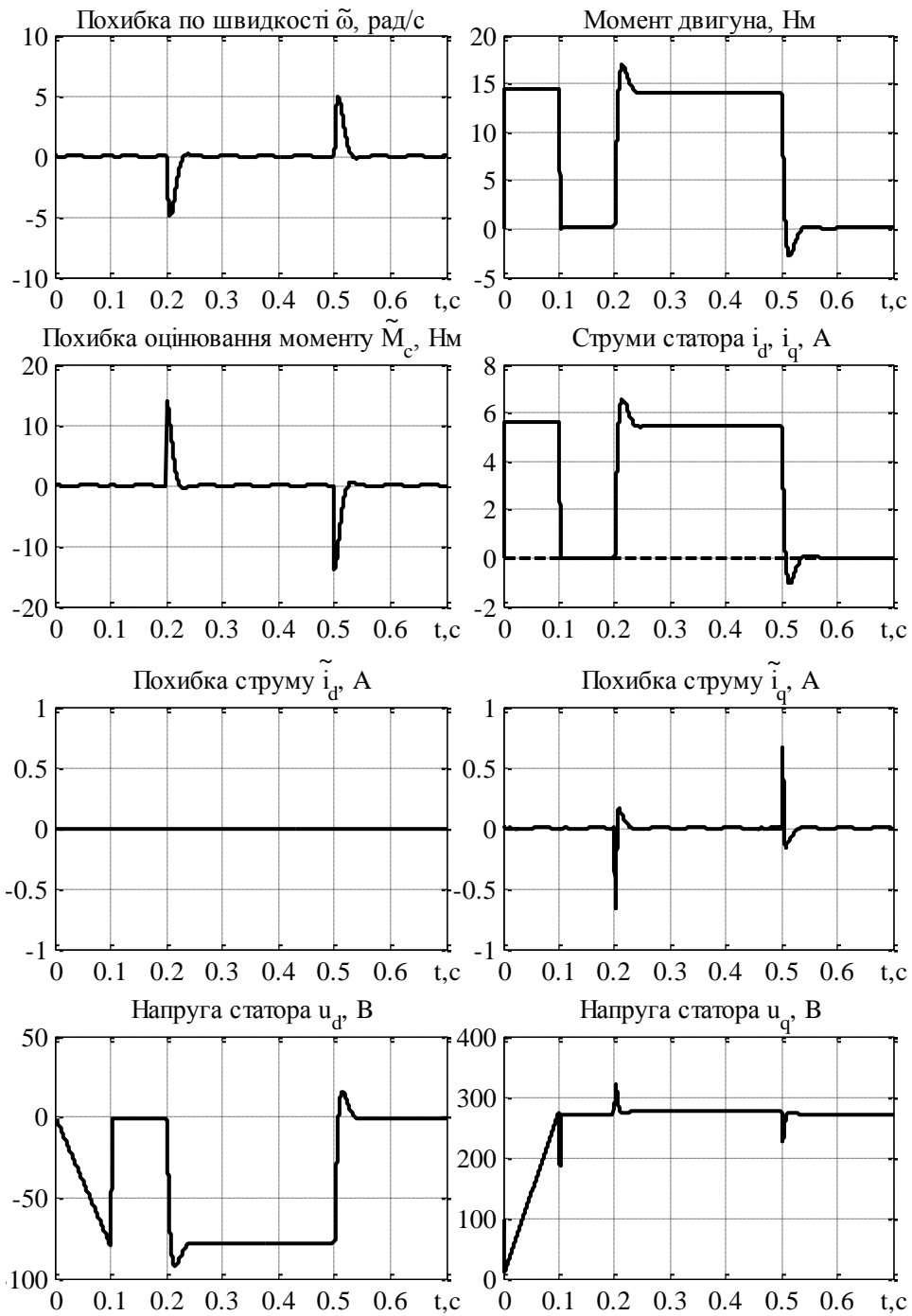


Рисунок 2.4 – Графіки перехідних процесів похибок струмів та напруг статора

за умови $i_d^* = 0$

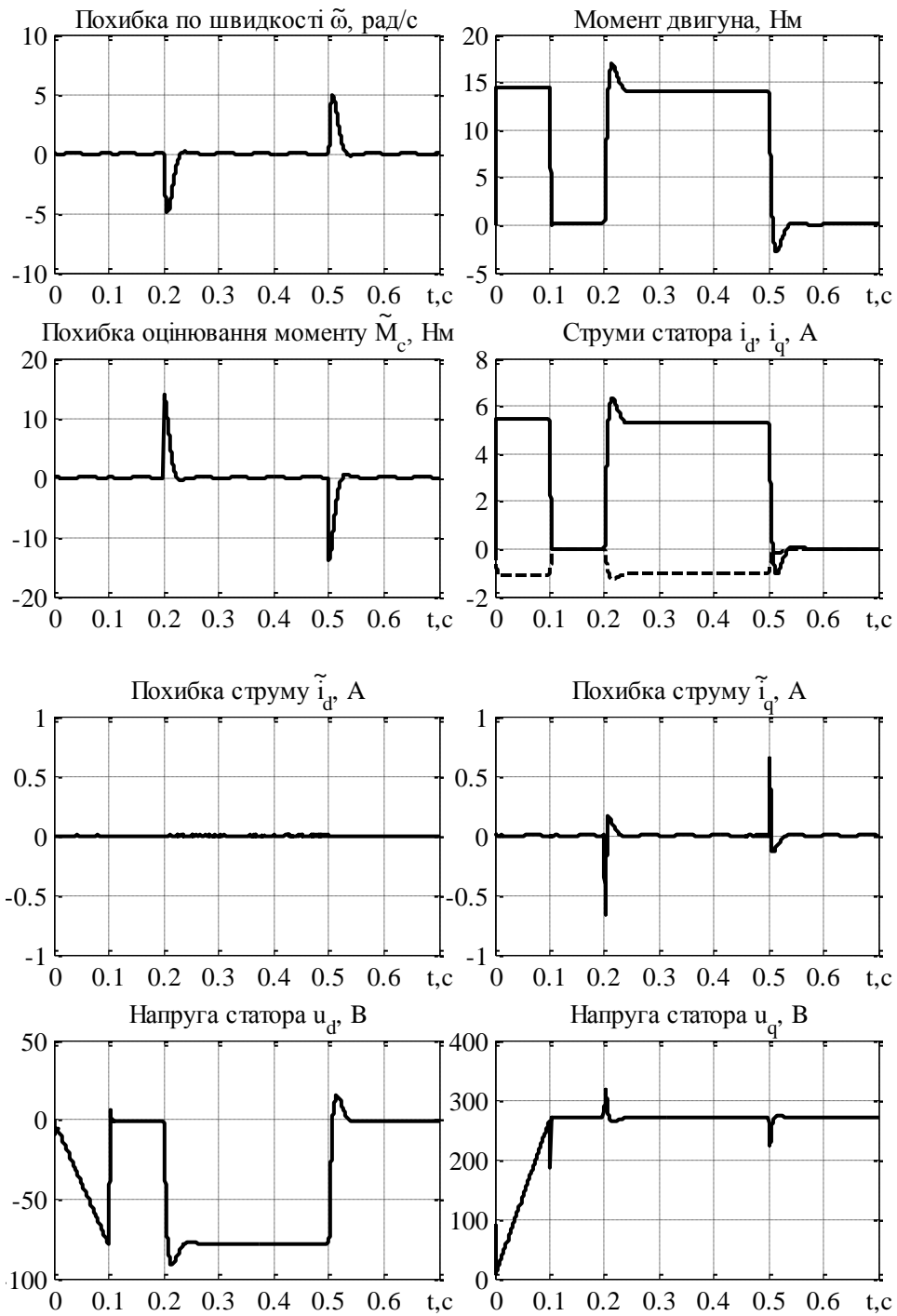


Рисунок 2.5 – Графіки перехідних процесів похибок струмів та напруг статора

за умови $i_d^* \neq 0$

Повний алгоритм відпрацювання кутової швидкості і прямої компоненти струму статора складається з:

- регулятора швидкості (2.17)

$$\begin{aligned} i_q^* &= \frac{1}{\mu(i_d^*)} \left(\hat{M}_c + \frac{v}{J} \omega^* + \dot{\omega}^* - k_{\omega} \tilde{\omega} \right), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega}. \end{aligned} \quad (2.32)$$

- регулятора струму по осі q (2.27)

$$\begin{aligned} u_q &= L_q \left(p_n \omega \frac{L_d}{L_q} i_d + p_n \frac{L_{md} \dot{i}_f}{L_q} \omega + \frac{R}{L_q} i_q^* + \dot{i}_{q1}^* - k_{i1} \tilde{i}_q + x_q \right), \\ \dot{x}_q &= -k_{i1q} \tilde{i}_q, \end{aligned} \quad (2.33)$$

- регулятора струму по осі d (2.23)

$$\begin{aligned} u_d &= L_d \left(-p_n \omega \frac{L_q}{L_d} i_q + \frac{R}{L_d} i_d^* + \dot{i}_d^* - k_{i1} \tilde{i}_d + x_d \right), \\ \dot{x}_d &= -k_{i1d} \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (2.34)$$

В яких

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = e^{-j\theta} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix}, \quad (2.35)$$

де $e^{-j\theta} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$ – матриця перетворення координат.

Реальні напруги, які прикладаються до статора, мають вигляд

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \end{pmatrix} = e^{j\theta} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix}. \quad (2.36)$$

Структурні схеми алгоритму векторного керування кутовою швидкістю представлено на рис. 2.6 – рис. 2.7.

Моделююча програма алгоритму векторного керування кутовою швидкістю наведена в Додатку Б.

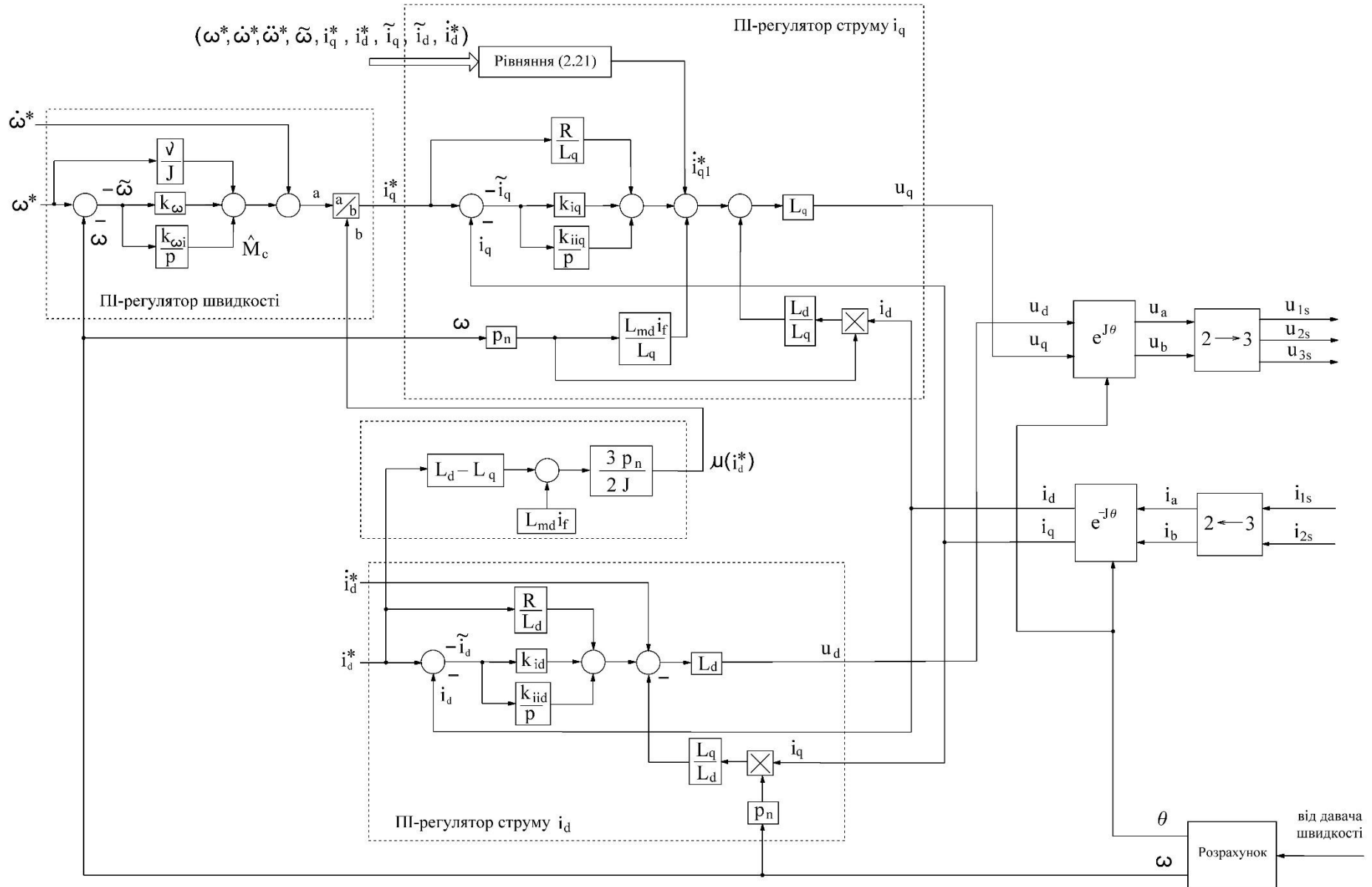


Рисунок 2.6 – Структурна схема системи векторного керування кутовою швидкістю

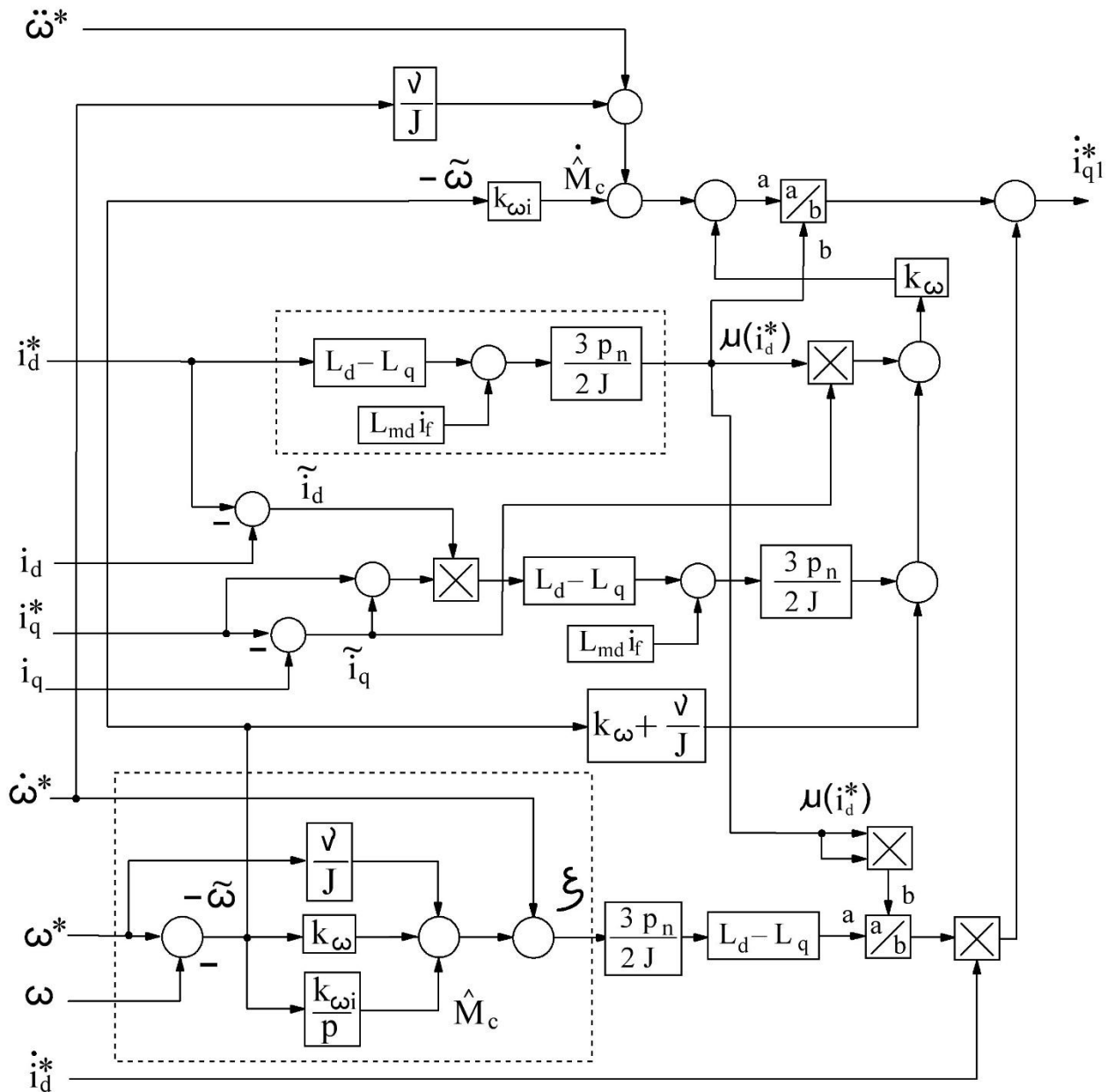


Рисунок 2.7 – Структурна схема компенсації похідної заданого струму

Висновки по розділу 2

1. В даному розділі розроблено алгоритм векторного керування швидкістю IPMSM при живленні від джерела струму та напруги за умови відомих параметрів моделі двигуна, який гарантує:

- асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості та прямої компоненти струму i_d ;
- асимптотичну розв'язку процесів керування кутовою швидкістю та прямою компонентою струму;

- асимптотичну лінеаризацію підсистеми відпрацювання кутової швидкості.

2. Алгоритм векторного керування кутовою швидкістю IPMSM при живленні від джерела напруги включає три підсистеми другого порядку: контур регулювання кутової швидкості та два контури регулювання струмів по осям d і q , з використанням нелінійних ПІ-регуляторів. Розв'язка процесів керування кутовою швидкістю та прямою компонентою струму дозволяє керувати струмами статора з метою реалізації енергоефективних алгоритмів не впливаючи на процеси регулювання механічних координат.

3 ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ КУТОВИМ ПОЛОЖЕННЯМ ЯВНОПОЛЮСНИХ СИНХРОННИХ ДВИГУНІВ

В даному розділі виконано синтез алгоритму векторного керування кутовим положенням IPMSM при струмовому керуванні та керуванні напругами. Результати моделювання представлені для обох алгоритмів керування.

3.1 Постановка задачі керування

Синтез алгоритму проводиться за аналогічною методикою у розділі 2. Нехай виконуються наступні припущення:

- A.1. Струми статора і кутова швидкість ротора доступні для вимірювання.
- A.2. Параметри моделі електромеханічного об'єкту відомі й постійні.
- A.3. Момент навантаження M_c невідомий, постійний або такий, що змінюється повільно та обмежений.

A.4. Задана траєкторія зміни кутового положення θ^* є обмеженою функцією часу з відомими обмеженими першими трьома похідними; i_d^* – задана обмежена траєкторія зміни струму i_d .

В умовах цих припущень, необхідно синтезувати алгоритм керування кутовим положенням, який гарантує, що будуть досягнені наступні цілі керування:

СО.1. Асимптотичне відпрацювання кутового положення ротора θ та прямої компоненти струму статора i_d , тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\theta}, \tilde{i}_d) = 0, \quad (3.1)$$

де $\tilde{\theta} = \theta - \theta^*$ – похибка відпрацювання кутового положення ротора.

СО.2. Асимптотична розв'язка процесів керування кутовим положенням ротора та прямою компонентою струму статора.

СО.3. Асимптотична лінеаризація підсистеми відпрацювання кутового положення.

Поставлені цілі відносяться до випадку керування кутовим положенням при живленні від джерела напруги. При живленні від джерела струму динаміка похибок відпрацювання струму не розглядається.

3.2 Синтез та дослідження алгоритму керування кутовим положенням за умови живлення від джерела струму

Розглянемо динаміку похибки відпрацювання кутового положення, що отримана з моделі (2.9) як

$$\dot{\tilde{\theta}} = \omega - \dot{\theta}^*, \quad (3.2)$$

де $\omega = \dot{\theta}$ – перша похідна від кутового положення. В рівнянні (3.2) ω не є керуючою дією, а є бажаним законом зміни швидкості.

Рівняння динаміки похибки відпрацювання кутового положення переписеться у наступному вигляді:

$$\dot{\tilde{\theta}} = \tilde{\omega} + \omega^* - \dot{\theta}^*. \quad (3.3)$$

Використовуючи рівняння (3.3), сконструюємо регулятор кутового положення в наступній формі:

$$\omega^* = \dot{\theta}^* - k_0 \tilde{\theta}, \quad (3.4)$$

де $k_0 > 0$ – коефіцієнт пропорційної складової регулятора кутового положення.

Після підстановки (3.4) в (3.3) отримуємо рівняння динаміки похибки кутового положення

$$\dot{\tilde{\theta}} = -k_0 \tilde{\theta} + \tilde{\omega}. \quad (3.5)$$

Таким чином, з виразу (3.5) слідує, що асимптотичність відпрацювання кутового положення $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\theta} = 0$ вимагає досягнення умови асимптотичного відпрацювання кутової швидкості

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0. \quad (3.6)$$

Розглянемо динаміку похибки відпрацювання кутової швидкості, що отримана з моделі (2.9) як

$$\dot{\tilde{\omega}} = \mu(i_d) i_q - \frac{v}{J} \omega^* - \frac{v}{J} \tilde{\omega} - \hat{M}_c - \tilde{M}_c - \dot{\omega}^*. \quad (3.7)$$

Використовуючи рівняння (3.7), сконструюємо регулятор швидкості в наступній формі:

$$i_q = \frac{1}{\mu(i_d)} \left(\hat{M}_c + \frac{v}{J} \omega^* + \dot{\omega}^* - k_{\omega} \tilde{\omega} \right), \quad (3.8)$$

$$\dot{\hat{M}}_c = -k_{\omega i} \tilde{\omega}.$$

Рівняння (3.8) містить похідну від заданої траєкторії кутової швидкості $\dot{\omega}^*$. Для подальшого синтезу розрахуємо похідну від заданої траєкторії кутової швидкості, яка задається регулятором кутового положення (3.4):

$$\dot{\omega}^* = \ddot{\theta}^* - k_{\theta} (-k_{\theta} \tilde{\theta} + \tilde{\omega}), \quad (3.9)$$

де $\ddot{\theta}^*$ – друга похідна від заданої траєкторії кутового положення.

Рівняння (3.8) з врахуванням (3.9) переписеться у формі

$$i_q = \frac{1}{\mu(i_d)} \left(\hat{M}_c + \frac{v}{J} \omega^* + \ddot{\theta}^* - k_{\theta} (-k_{\theta} \tilde{\theta} + \tilde{\omega}) - k_{\omega} \tilde{\omega} \right), \quad (3.10)$$

$$\dot{\hat{M}}_c = -k_{\omega i} \tilde{\omega}.$$

Після підстановки (3.10) в (3.7) отримуємо рівняння динаміки похибки кутової швидкості у вигляді

$$\dot{\tilde{\omega}} = -k_{\omega} \tilde{\omega} - \frac{v}{J} \tilde{\omega} - \tilde{M}_c, \quad (3.11)$$

$$\dot{\tilde{M}}_c = k_{\omega i} \tilde{\omega}.$$

Лінійна система (3.11) асимптотично стійка за умови струмового керування для будь-яких $k_{\omega} > 0$, $k_{\omega i} > 0$, тому

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\omega}, \tilde{M}_c) = 0, \quad (3.12)$$

тобто система керування IPMSM забезпечує асимптотичне відпрацювання кутової швидкості.

Рівняння динаміки похибки відпрацювання кутового положення за умови (3.12) буде

$$\dot{\tilde{\theta}} = -k_{\theta} \tilde{\theta}. \quad (3.13)$$

Лінійне рівняння (3.13) асимптотично стійке за умови струмового керування при всіх значеннях $k_{\theta} > 0$, при чому, налаштування має забезпечити швидкодію контуру регулювання швидкості принаймні в два рази вищу за швидкістю, ніж контур регулювання кутового положення, що гарантує

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\theta} = 0. \quad (3.14)$$

Таким чином система керування IPMSM забезпечує асимптотичне відпрацювання кутового положення, тобто досягаються цілі керування СО.1 – СО.3.

Для дослідження динамічних властивостей алгоритму відпрацювання кутового положення (3.4), (3.10) сформовано наступну послідовність операцій керування, які показано на рис. 3.1:

1. Починаючи з часу $t=0$, від ненавантаженого двигуна вимагається відпрацювати задану траєкторію кутового положення, яка починається з нульового значення і досягає заданого кута $\theta^* = 40$ рад за час $t=0.4$ с зі значенням першої та другої похідних, які дорівнюють $\dot{\theta}^* = 157$ рад/с та $\ddot{\theta}^* = 1544$ рад/с² відповідно.

2. В момент часу $t = 0.5$ с до валу двигуна стрибкоподібно прикладається, а в момент часу $t = 0.8$ с скидається постійний момент навантаження, який дорівнює номінальному $M_c = 14$ Нм.

3. В інтервалі часу $t \in (0.6 - 0.7)$ с стрибкоподібно формується пряма компонента струму $i_d = -2$ А.

В умовах тесту прийнято $v = 0$, коефіцієнти налаштування регуляторів швидкості та положення вибрано наступними: $k_\omega = 200$, $k_{\omega i} = \frac{k_\omega^2}{2} = 20000$, $k_\theta = 100$.

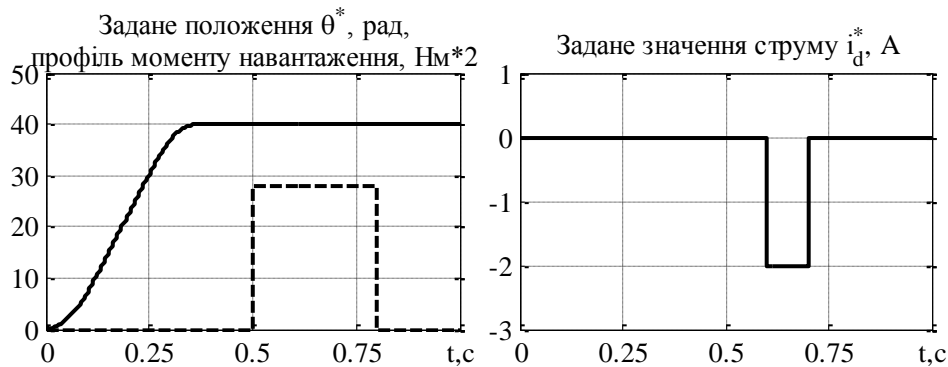


Рисунок 3.1 – Графіки перехідних процесів заданої траєкторії кутового положення прямої компоненти струму по осі d

Графіки перехідних процесів в системі векторного керування кутовим положенням IPMSM при живленні від джерела струму наведені на рис. 3.2. Під час відпрацювання кутового положення задана траєкторія відпрацьовується без помилок. При накиданні та скиданні навантаження виникає похибка регулювання кутового положення 0.03 рад. З графіків перехідних процесів слідує, що похибка відпрацювання траєкторії кутового положення після накидання та скидання моменту навантаження компенсується дією регулятора. Момент двигуна здійснює компенсацію моменту навантаження. На рис. 3.2 струм i_q представлено суцільною лінією, а струм i_d – штриховою.

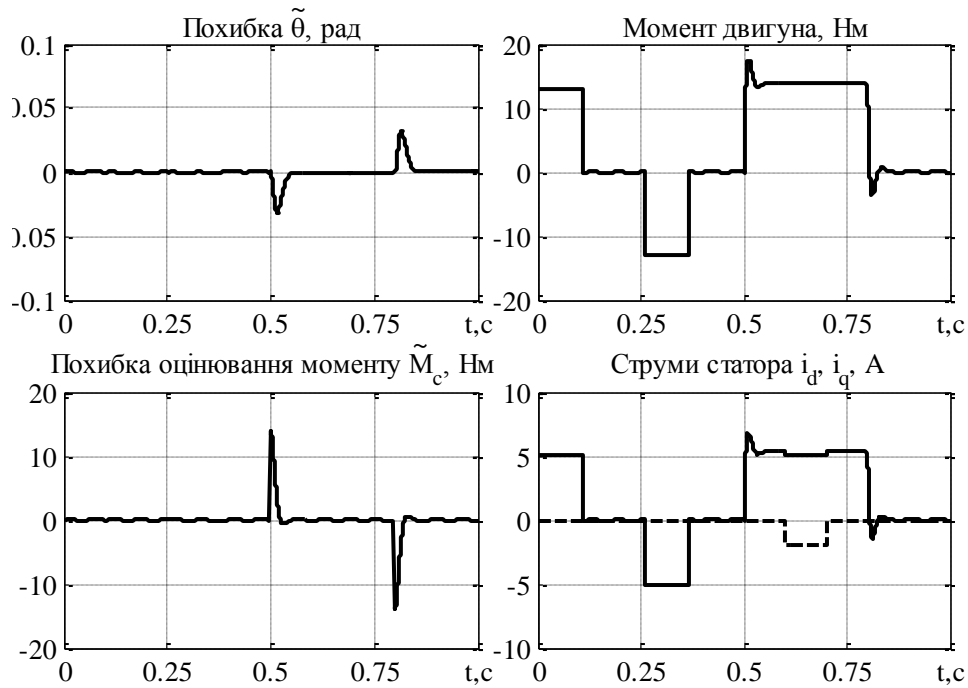


Рисунок 3.2 – Графіки перехідних процесів алгоритму керування кутовим положенням при живленні від джерела струму

3.3 Синтез та дослідження алгоритму векторного керування кутовим положенням за умови живлення від джерела напруги

В умовах постановки задачі відпрацювання кутової швидкості і прямої компоненти струму статора необхідно синтезувати алгоритм керування, який гарантує досягнення цілей керування CO.1 – CO.3 для моделі IPMSM повного порядку (2.7).

Згідно з процедурою синтезу запишемо рівняння динаміки похибки відпрацювання кутового положення у вигляді

$$\dot{\tilde{\theta}} = \tilde{\omega} + \omega^* - \dot{\theta}^* \quad (3.15)$$

З рівняння (3.15) сконструюємо регулятора кутового положення в наступній формі

$$\omega^* = \dot{\theta}^* - k_{\theta} \tilde{\theta} \quad (3.16)$$

Після підстановки (3.16) в (3.15) отримуємо рівняння динаміки похибки кутового положення

$$\dot{\tilde{\theta}} = -k_{\theta}\tilde{\theta} + \tilde{\omega}. \quad (3.17)$$

З виразу (3.17) слідує, що асимптотичність відпрацювання кутового положення $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\theta} = 0$ вимагає досягнення умови

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0, \quad (3.18)$$

тобто асимптотичного відпрацювання кутової швидкості.

Для подальшого розрахунку візьмемо похідну від заданої траєкторії кутової швидкості ω^* , що задається регулятором кутового положення (3.16). З (3.16) маємо

$$\dot{\omega}^* = \ddot{\theta}^* - k_{\theta}(-k_{\theta}\tilde{\theta} + \tilde{\omega}), \quad (3.19)$$

Відповідно до процедури синтезу запишемо рівняння динаміки похибки відпрацювання кутової швидкості у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\omega}} = & \mu(i_d^*)i_q^* + \mu(i_d^*)\tilde{i}_q - \frac{v}{J}\omega^* - \frac{v}{J}\tilde{\omega} - \hat{M}_c - \tilde{M}_c - \dot{\omega}^* + \\ & + \frac{3}{2} \frac{1}{J} p_n (L_d - L_q) \tilde{i}_d (\tilde{i}_q + i_q^*), \end{aligned} \quad (3.20)$$

З рівняння (3.20) сформулюємо наступний регулятор швидкості:

$$\begin{aligned} i_q^* = & \frac{1}{\mu(i_d^*)} \left(\hat{M}_c + \frac{v}{J} \omega^* + \dot{\omega}^* - k_{\omega} \tilde{\omega} \right), \\ \dot{\hat{M}}_c = & -k_{\omega i} \tilde{\omega}, \end{aligned} \quad (3.21)$$

Даний регулятор з врахуванням (3.19) набуває вигляду

$$\begin{aligned} i_q^* = & \frac{1}{\mu(i_d^*)} \left(\hat{M}_c + \frac{v}{J} \omega^* + \ddot{\theta}^* - k_{\theta}(-k_{\theta}\tilde{\theta} + \tilde{\omega}) - k_{\omega} \tilde{\omega} \right), \\ \dot{\hat{M}}_c = & -k_{\omega i} \tilde{\omega}. \end{aligned} \quad (3.22)$$

Рівняння динаміки (3.20) з врахуванням (3.22) буде

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\omega}} &= -\left(k_{\omega} + \frac{v}{J}\right)\tilde{\omega} + \mu(i_d^*)\tilde{i}_q - \tilde{M}_c + \frac{3}{2} \frac{1}{J} p_n (L_d - L_q)\tilde{i}_d (\tilde{i}_q + i_q^*), \\ \dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i} \tilde{\omega}.\end{aligned}\quad (3.23)$$

Таким чином, з виразу (3.23) слідує, що асимптотичність відпрацювання кутової швидкості $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0$ вимагає досягнення умови

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q) = 0, \quad (3.24)$$

тобто асимптотичного відпрацювання струмів.

Для подальшого синтезу знайдемо похідну від заданого струму i_q^* , що задається регулятором швидкості (3.22), враховуючи, що i_d^* є обмеженою функцією часу. З (3.22) маємо

$$\begin{aligned}\dot{i}_q^* &= \frac{1}{\mu(i_d^*)} \left[\dot{\tilde{M}}_c + \frac{v}{J} (\ddot{\theta}^* - k_{\theta} (-k_{\theta} \tilde{\theta} + \tilde{\omega})) + \ddot{\theta}^* + k_{\theta}^2 (-k_{\theta} \tilde{\theta} + \tilde{\omega}) \right] - \\ &\quad - \frac{(k_{\theta} + k_{\omega})}{\mu(i_d^*)} \left[-\left(k_{\omega} + \frac{v}{J}\right)\tilde{\omega} + \mu(i_d^*)\tilde{i}_q - \tilde{M}_c + \frac{3}{2} \frac{1}{J} p_n (L_d - L_q)\tilde{i}_d (\tilde{i}_q + i_q^*) \right] - \\ &\quad - \frac{3}{2} \frac{p_n}{J} \frac{\xi(L_d - L_q)\dot{i}_d^*}{\mu^2(i_d^*)},\end{aligned}\quad (3.25)$$

$$\dot{\tilde{M}}_c = -k_{\omega i} \tilde{\omega},$$

де $\xi = \dot{\tilde{M}}_c + \frac{v}{J} \omega^* + \ddot{\theta}^* - k_{\theta} (-k_{\theta} \tilde{\theta} + \tilde{\omega}) - k_{\omega} \tilde{\omega}$ – відома функція.

З виразу (3.25) слідує, що вираз містить змінну \tilde{M}_c , яка не є відомою, в той час як інші складові відомі. Виходячи з цього, в (3.25) визначимо дві складові

$$\begin{aligned}
\dot{i}_q^* &= \dot{i}_{q1}^* + \dot{i}_{q2}^*, \\
\dot{i}_{q1}^* &= \frac{1}{\mu(i_d^*)} \left[\dot{M}_c + \frac{v}{J} (\ddot{\theta}^* - k_\theta (-k_\theta \tilde{\theta} + \tilde{\omega})) + \ddot{\theta}^* + k_\theta^2 (-k_\theta \tilde{\theta} + \tilde{\omega}) \right] - \\
&\quad - \frac{(k_\theta + k_\omega)}{\mu(i_d^*)} \left[- \left(k_\omega + \frac{v}{J} \right) \tilde{\omega} + \mu(i_d^*) \tilde{i}_q + \frac{3}{2} \frac{1}{J} p_n (L_d - L_q) \tilde{i}_d (\tilde{i}_q + i_q^*) \right] - \\
&\quad - \frac{3}{2} \frac{p_n}{J} \frac{\xi (L_d - L_q) i_d^*}{\mu^2(i_d^*)}, \\
\dot{i}_{q2}^* &= \frac{(k_\theta + k_\omega)}{\mu(i_d^*)} \tilde{M}_c.
\end{aligned} \tag{3.26}$$

де \dot{i}_{q1}^* – відома функція, \dot{i}_{q2}^* – невідома. Відмітимо, що похідна \dot{i}_{q1}^* залежить від \dot{i}_d^* .

Для досягнення умови (3.24) необхідно побудувати контури регулювання струмів статора IPMSM.

Регулятор струму по осі d. Рівняння динаміки похибки відпрацювання струму по осі d з (2.7) має вигляд

$$\dot{\tilde{i}}_d = -\frac{R}{L_d} \tilde{i}_d - \frac{R}{L_d} i_d^* + p_n \omega \frac{L_q}{L_d} i_q + \frac{u_d}{L_d} - \dot{i}_d^*. \tag{3.27}$$

За умови, що всі параметри електричної частини IPMSM відомі, сконструюємо наступний регулятор струму:

$$\begin{aligned}
u_d &= L_d \left(-p_n \omega \frac{L_q}{L_d} i_q + \frac{R}{L_d} i_d^* + \dot{i}_d^* - k_{id} \tilde{i}_d + x_d \right), \\
\dot{x}_d &= -k_{iid} \tilde{i}_d,
\end{aligned} \tag{3.28}$$

Після підстановки (3.28) в (3.27), отримаємо рівняння динаміки похибки відпрацювання струму \tilde{i}_d у вигляді

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{i}}_d &= -k_{id} \tilde{i}_d + x_d, \\
\dot{x}_d &= -k_{iid} \tilde{i}_d,
\end{aligned} \tag{3.29}$$

Оскільки система (3.29) є повністю розв'язаною відносно електромеханічної (3.23), лінійною та асимптотично стійкою при всіх значеннях $k_{id} > 0, k_{iid} > 0$, то

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_d, x_d) = 0. \quad (3.30)$$

З умови (3.30) слідує, що після завершення перехідного процесу згідно з рівнянням (3.29), динамічні процеси в електромеханічній системі (3.23) не залежать від процесів регулювання струму i_d .

Регулятор струму по осі q. Рівняння динаміки похибки відпрацювання струму по осі q з (2.7) має вигляд

$$\dot{\tilde{i}}_q = -\frac{R}{L_q} \tilde{i}_q - \frac{R}{L_q} i_q^* - p_n \omega \frac{L_d}{L_q} i_d - p_n \frac{L_{md} i_f}{L_q} \omega + \frac{u_q}{L_q} - \dot{i}_q^*. \quad (3.31)$$

Рівняння (3.31) містить похідну \dot{i}_q^* , що складається з відомої \dot{i}_{q1}^* та невідомої \dot{i}_{q2}^* складових. Виходячи з цього в регуляторі струму може бути використана лише складова \dot{i}_{q1}^* .

Рівняння регулятора струму сформулюємо наступним чином:

$$u_q = L_q \left(p_n \omega \frac{L_d}{L_q} i_d + p_n \frac{L_{md} i_f}{L_q} \omega + \frac{R}{L_q} i_q^* + \dot{i}_{q1}^* - k_{il} \tilde{i}_q + x_q \right), \quad (3.32)$$

$$\dot{x}_q = -k_{iiq} \tilde{i}_q,$$

Після підстановки (3.32) в (3.31) отримаємо рівняння динаміки похибки відпрацювання струму i_q у вигляді

$$\dot{\tilde{i}}_q = -k_{iq} \tilde{i}_q + x_q - \frac{(k_\theta + k_\omega)}{\mu(i_d^*)} \tilde{M}_c, \quad (3.33)$$

$$\dot{x}_q = -k_{iiq} \tilde{i}_q,$$

Повні рівняння динаміки похибок відпрацювання в електромеханічній системі за умови $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_d, x_d) = 0$ будуть

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\theta}} &= -k_\theta \tilde{\theta} + \tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{\omega}} &= -\left(k_\omega + \frac{v}{J}\right) \tilde{\omega} + \mu(i_d^*) \tilde{i}_q - \tilde{M}_c, \\ \dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i} \tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -k_i \tilde{i}_q + x_q - \frac{(k_\theta + k_\omega)}{\mu(i_d^*)} \tilde{M}_c, \\ \dot{x}_q &= -k_{ii} \tilde{i}_q.\end{aligned}\tag{3.34}$$

В системі (3.34), перше рівняння описує динамічну поведінку контуру регулювання кутового положення, два наступних рівняння описують динамічну поведінку контуру регулювання кутової швидкості, а два останні – динаміку контуру відпрацювання струму. Три підсистеми послідовно включені в контурі від'ємного зворотного зв'язку і можуть бути налаштовані так, що замкнена система п'ятого порядку буде стійкою. Відмітимо, що система (3.34) є квазі-лінійною, а при $i_d^* = \text{const}$ лінійною. Вона має стандартну структура для систем відпрацювання кутової швидкості [47], які синтезують методом зворотної покрокової процедури проектування. Бажані показники якості керування та умови стійкості досягаються за рахунок налаштування коефіцієнтів регулятора положення $k_\theta > 0$, регулятора швидкості $k_\omega > 0$, $k_{\omega i} > 0$ та коефіцієнтів регулятора струму $k_{iq} > 0$, $k_{i iq} > 0$. При цьому, налаштування має забезпечити швидкодію контуру регулювання струму принаймні в два рази вищу за швидкістю, ніж контур регулювання швидкості, а швидкодію контуру регулювання швидкості в два рази вищу за швидкістю, ніж контур регулювання положення.

За цих умов система (3.34) забезпечує виконання

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\theta}, \tilde{\omega}, \tilde{M}_c, \tilde{i}_q, x_q) = 0.\tag{3.35}$$

Таким чином, з умов (3.35) та (3.30), аналогічно системам підпорядкованого керування слідує, що досягається асимптотичне відпрацювання кутового положення та прямої компоненти струму по осі d , процеси керування струму по осі d та швидкості розв'язані, звідки слідує, що підсистема (3.34) є асимптотично лінійною. Таким чином система керування IPMSM забезпечує асимптотичне відпрацювання кутового положення, тобто досягаються цілі керування СО.1 – СО.3.

Для дослідження динамічних властивостей алгоритму відпрацювання кутового положення та прямої компоненти струму статора повного порядку (3.16), (3.22), (3.28), (3.32) сформовано наступну послідовність операцій керування, які показано на рис. 3.3:

1. Починаючи з часу $t=0$, від ненавантаженого двигуна вимагається відпрацювати задану траєкторію кутового положення, яка починається з нульового значення і досягає заданого кута $\theta^* = 40$ рад за час $t=0.4$ с зі значенням першої, другої та третьої похідних, які дорівнюють $\dot{\theta}^* = 157$ рад/с, $\ddot{\theta}^* = 1544$ рад/с² та $\dddot{\theta}^* = 35835$ рад/с³ відповідно.

2. В момент часу $t=0.5$ с до валу двигуна стрибкоподібно прикладається, а в момент часу $t=0.8$ с скидається постійний момент навантаження, який дорівнює номінальному $M_c = 14$ Нм.

3. В інтервалі часу $t \in (0.6 - 0.7)$ с стрибкоподібно формується пряма компонента струму $i_d = -2$ А.

4. В першому тесті встановлено $i_d^* = 0$. Метою дослідження є визначення динамічних властивостей системи з врахуванням динаміки контурів регулювання струмів статора.

5. На наступному етапі тестування задане значення струму i_d^* сформовано у вигляді функції, яка пропорційна моментному струму i_q з метою підвищення моменту IPMSM, який він розвиває, наприклад $i_d^* = -k|i_q^*|$. В даному тесті i_d^* формуємо рівнянням (2.31).

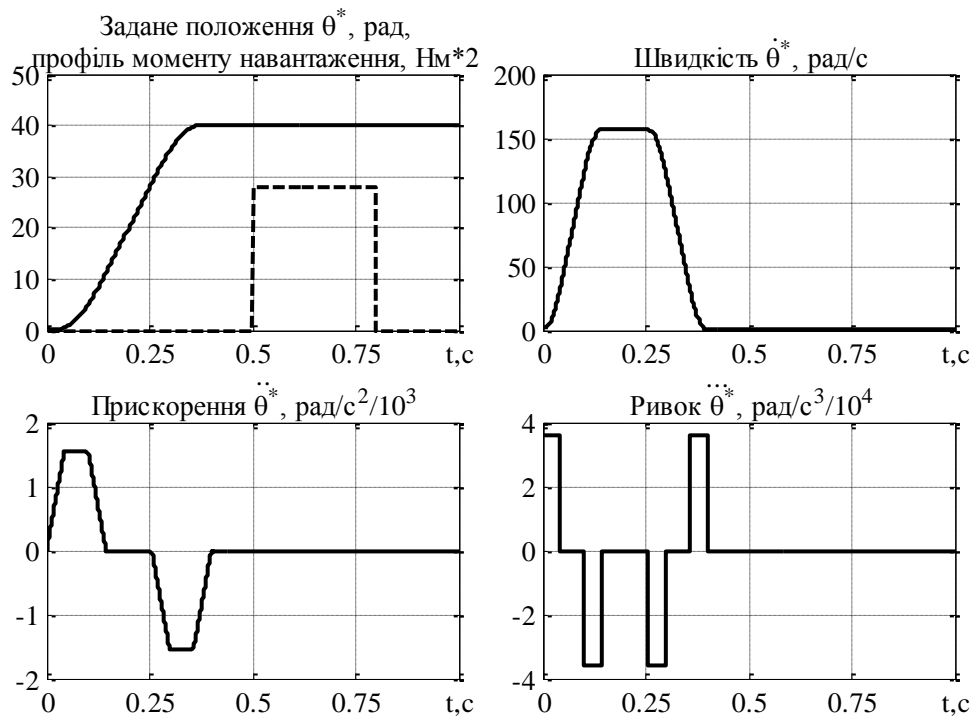


Рисунок 3.3 – Графіки перехідних процесів заданої траєкторії кутового положення та перших трьох похідних по заданому положенню

Налаштування регуляторів положення і швидкості прийнято аналогічними до використаного при струмовому керуванні: $k_{\theta} = 100$, $k_{\omega} = 200$, $k_{\omega i} = \frac{k_{\omega}^2}{4} = 10000$, параметри налаштування контурів регулювання струмів $k_{id} = k_{iq} = 1000$, $k_{ii} = \frac{k_i^2}{2} = 500000$, стала часу фільтра (2.31) $\tau = 10^{-3}$ с, $k = 0.2$.

Графіки перехідних процесів за умови $i_d^* = 0$ при живленні від джерела напруги наведено на рис. 3.4.

З аналізу графіків на рис. 3.4 слідує, що похибка відпрацювання кутового положення, яка виникає при накиданні та скиданні моменту навантаження, складає 0.03 рад. Момент двигуна повністю повторює форму струму i_q . Похибка струму i_d відсутня, оскільки завдання струму по осі d відсутнє.

Перехідні процеси відпрацювання координат IPMSM за умови $i_d^* \neq 0$ показано на рис. 3.5.

Аналіз та порівняння графіків на рис. 3.4, рис. 3.5 демонструє, що різниці у відпрацюванні кутового положення та оцінки моменту навантаження не виникає. Тобто алгоритм векторного керування кутовим положенням забезпечує високу якість відпрацювання заданих траєкторій. Похибка відпрацювання компоненти струму i_d має нульове значення.

На рис. 3.4, рис. 3.5 струм i_q представлено суцільною лінією, а струм i_d – штриховою.

З аналізу графіків слідує, що виконуються асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій кутового положення та прямої компоненти струму статора по осі d і розв'язка процесів керування кутовим положенням та прямої компонентою струму статора.

Повний алгоритм відпрацювання кутової швидкості і прямої компоненти струму статора складається з:

- регулятора положення (3.16)

$$\omega^* = \dot{\theta}^* - k_\theta \tilde{\theta}, \quad (3.36)$$

- регулятора швидкості (3.22)

$$i_q^* = \frac{1}{\mu(i_d^*)} \left(\hat{M}_c + \frac{v}{J} \omega^* + \ddot{\theta}^* - k_\theta (-k_\theta \tilde{\theta} + \tilde{\omega}) - k_\omega \tilde{\omega} \right), \quad (3.37)$$

$$\dot{\hat{M}}_c = -k_{\omega i} \tilde{\omega}.$$

- регулятора струму по осі q (3.32)

$$u_q = L_q \left(p_n \omega \frac{L_d}{L_q} i_d + p_n \frac{L_{md} i_f}{L_q} \omega + \frac{R}{L_q} i_q^* + \dot{i}_{q1}^* - k_{i1} \tilde{i}_q + x_q \right), \quad (3.38)$$

$$\dot{x}_q = -k_{i1} \tilde{i}_q,$$

- регулятора струму по осі d (3.28)

$$u_d = L_d \left(-p_n \omega \frac{L_q}{L_d} i_q + \frac{R}{L_d} i_d^* + \dot{i}_d^* - k_{il} \tilde{i}_d + x_d \right), \quad (3.39)$$

$$\dot{x}_d = -k_{iid} \tilde{i}_d.$$

Структурна схема алгоритму векторного керування кутовим положенням представлена на рис. 3.6, рис. 3.7.

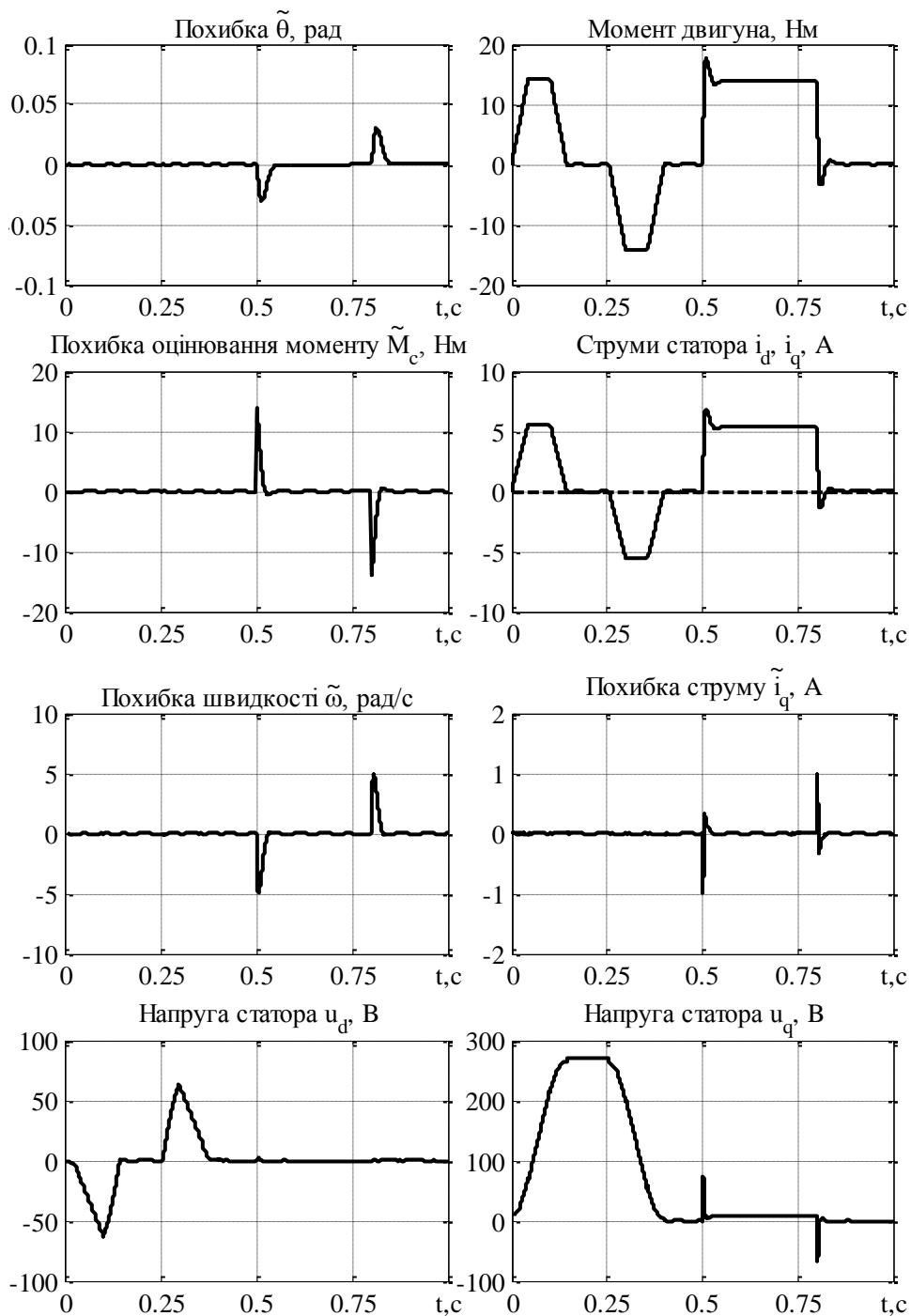


Рисунок 3.4 – Графіки перехідних процесів похибок струмів та напруг статора

за умови $i_d^* = 0$

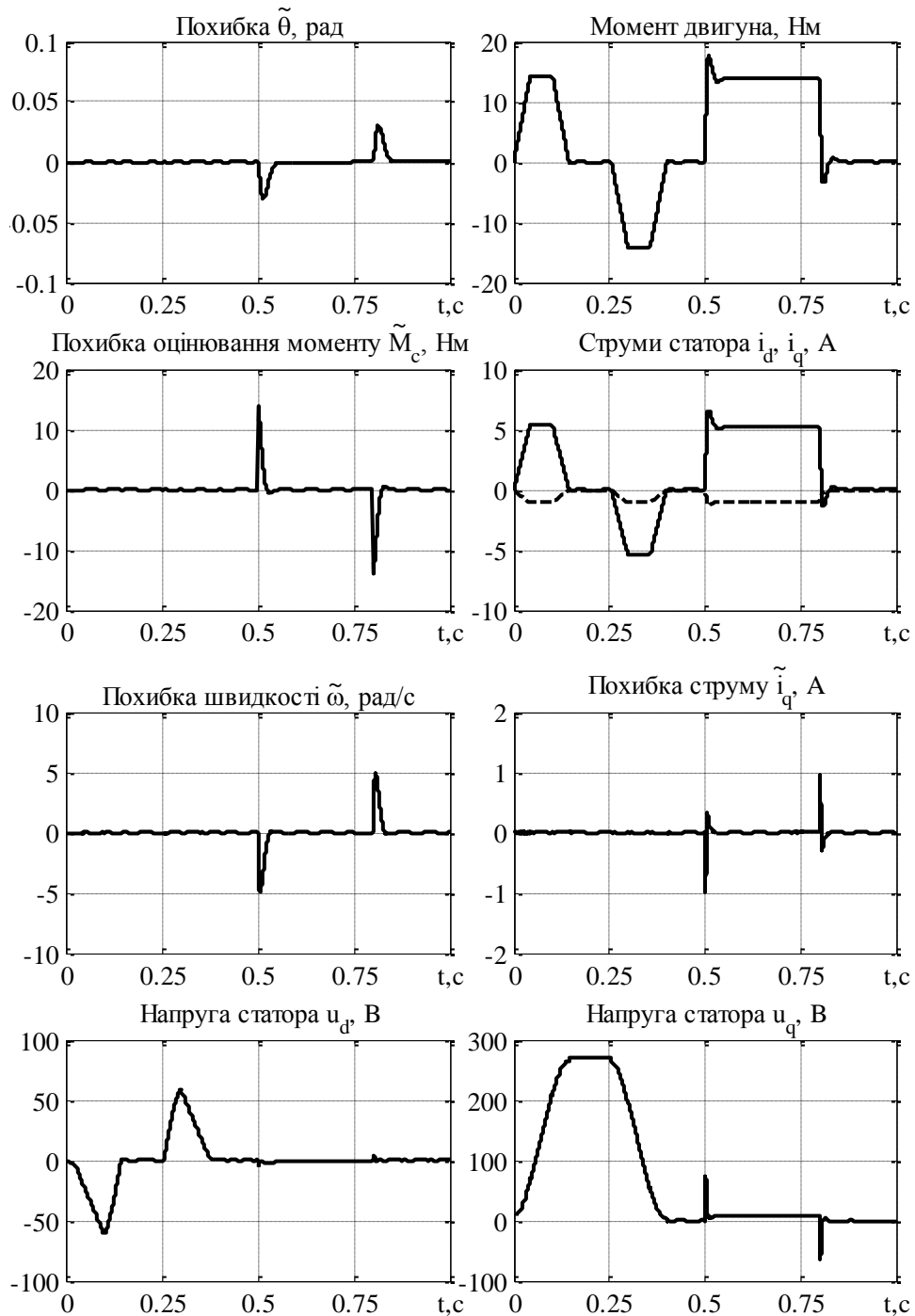


Рисунок 3.5 – Графіки перехідних процесів похибок струмів та напруг статора

за умови $i_d^* \neq 0$

Моделююча програма алгоритму векторного керування кутовим положенням наведено в Додатку В.

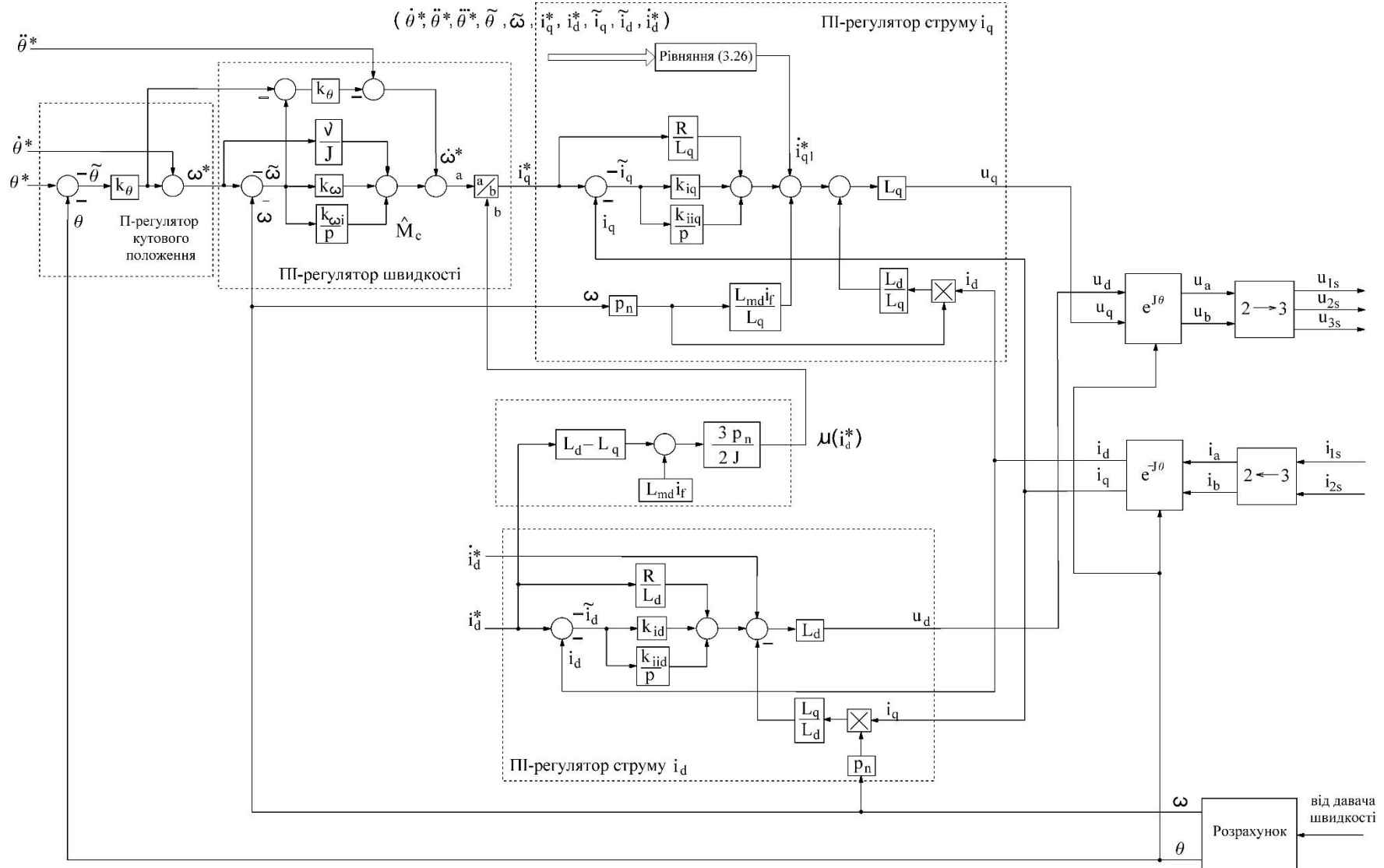


Рисунок 3.6 – Структурна схема алгоритму векторного керування кутовим положенням

- асимптотичну лінеаризацію підсистеми відпрацювання кутового положення.

2. Алгоритм векторного керування кутовим положенням IPMSM при живленні від джерела напруги включає одну підсистему першого та три підсистеми другого порядку: контур регулювання кутового положення, контур регулювання кутової швидкості та два контури регулювання струмів по осям d і q побудовані з використанням нелінійних ПІ-регуляторів. Розв'язка процесів керування кутовим положенням та прямою компонентою струму дозволяє керувати струмами статора з метою реалізації енергоефективних алгоритмів не впливаючи на процеси регулювання механічних координат.

4 АЛГОРИТМ ПОЧАТКОВОЇ ІДЕНТИФІКАЦІЇ ПАРАМЕТРІВ ЯВНОПОЛЮСНИХ СИНХРОННИХ ДВИГУНІВ

В даному розділі розроблено алгоритм початкової ідентифікації шести параметрів IPMSM та моменту навантаження, який не вимагає початкової інформації про їх значення.

4.1 Постановка задачі керування

Алгоритм самоідентифікації побудовано за методикою [48], [49]. Рішення задачі самоідентифікації IPMSM формується на основі наступних припущень.

A.1. Струми статора і кутова швидкість ротора вимірювані.

A.2. Всі параметри IPMSM відомі та постійні, момент навантаження M_c обмежений, постійний та невідомий.

A.3. Задана траєкторія руху кутової швидкості ω^* – обмежена функція часу з відомими обмеженими першими двома похідними; i_d^* – задана обмежена траєкторія зміни струму i_d .

A.4. Діапазон зміни параметрів J та $L_{md}i_f$ відомий.

При виконанні припущень A.1 – A.4 необхідно синтезувати алгоритм самоідентифікації параметрів IPMSM, що заданий вектором напруг статора $(u_d, u_q)^T$, який гарантує досягнення наступних цілей керування:

CO.1. Глобальне асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій зміни кутової швидкості та прямої складової струму i_d , тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\omega}, \tilde{i}_d) = 0. \quad (4.1)$$

CO.2. Асимптотична розв'язка процесів керування кутовою швидкістю та прямою компонентою струму статора.

CO.3. Асимптотична лінеаризація підсистеми відпрацювання кутової швидкості.

4.2 Алгоритм ідентифікації параметрів

Динамічна модель IPMSM (2.7) має шість додатних параметрів: R , L_d , L_q , $L_{md}i_f$, J , v та момент навантаження M_c . Ці параметри не завжди відомі з достатньою точністю. В такому випадку алгоритми векторного керування не забезпечують асимптотичність відпрацювання кутової швидкості (положення), проявляючи лише властивості робастності до обмежених варіацій параметрів моделі IPMSM.

Самоідентифікації виконується в три послідовні етапи:

1. Ідентифікація електричних параметрів R , L_d та L_q .
2. Ідентифікація параметру ($L_{md}i_f$).
3. Ідентифікація механічних параметрів J , v та M_c .

A. Ідентифікація електричних параметрів. На першому етапі проводиться тест для ідентифікації параметрів R , L_d та L_q . Для цього в моделі (2.7) приймемо наступні позначення

$$\varphi_1 = \frac{R}{L_d}, \quad \varphi_2 = \frac{L_q}{L_d}, \quad \varphi_3 = L_d, \quad (4.2)$$

тоді рівняння динаміки струму по осі d запишеться у вигляді

$$\dot{i}_d = -\varphi_1 i_d + p_n \omega \varphi_2 i_q + \frac{u_d}{\varphi_3}. \quad (4.3)$$

Нехай $\hat{\varphi}_i$ та $\tilde{\varphi}_i = \varphi_i - \hat{\varphi}_i$, $1 \leq i \leq 3$, визначають оцінки параметрів двигуна та похибки їх оцінювання відповідно. Сконструюємо адаптивний регулятор струму i_d у наступній формі:

$$u_d = \hat{\varphi}_3 \left(\hat{\varphi}_1 i_d^* - p_n \omega \hat{\varphi}_2 i_q + \dot{i}_d^* - k_{id} \tilde{i}_d \right). \quad (4.4)$$

Після підстановки (4.4) в (4.3), рівняння динаміки похибки відпрацювання струму набуває вигляду

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_d &= -k_{id}\tilde{i}_d - \tilde{\varphi}_1 i_d^* + \tilde{\varphi}_2 p_n \omega i_q - \frac{\tilde{\varphi}_3}{\varphi_3} \xi_d \triangleq \\ &\triangleq -k_{id}\tilde{i}_d + \begin{bmatrix} -i_d^* & p_n \omega i_q & -\xi_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\varphi}_1 \\ \tilde{\varphi}_2 \\ \tilde{\varphi}_3/\varphi_3 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (4.5)$$

де $\xi_d = \hat{\varphi}_1 i_d^* - p_n \omega \hat{\varphi}_2 i_q + i_d^* - k_{id}\tilde{i}_d$ – відома функція.

Рівняння (4.5) у векторній формі буде

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{W}\mathbf{D}^{-1}\tilde{\mathbf{\Phi}}, \quad (4.6)$$

де $\tilde{\mathbf{x}} = \tilde{i}_d$, $\mathbf{A} = -k_{id}$, $\mathbf{W} = \begin{bmatrix} -i_d^* & p_n \omega i_q & -\xi_d \end{bmatrix}$ – відома матриця регресії,

$\mathbf{D} = \text{diag}[1 \quad 1 \quad \varphi_3]$, $\tilde{\mathbf{\Phi}} = [\tilde{\varphi}_1 \quad \tilde{\varphi}_2 \quad \tilde{\varphi}_3]^T$ – вектор похибок оцінювання.

Для синтезу алгоритму ідентифікації розглянемо наступну функцію Ляпунова

$$\begin{aligned} V &= \frac{1}{2} (\tilde{\mathbf{x}}^T \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{\Phi}}^T \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{D}^{-1} \tilde{\mathbf{\Phi}}) = \\ &= \frac{1}{2} \left(\tilde{i}_d^2 + \frac{1}{\lambda_1} \tilde{\varphi}_1^2 + \frac{1}{\lambda_2} \tilde{\varphi}_2^2 + \frac{1}{\lambda_3} \frac{1}{\varphi_3} \tilde{\varphi}_3^2 \right), \end{aligned} \quad (4.7)$$

де $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}[\lambda_1 \quad \lambda_2 \quad \lambda_3]$, $\lambda_k > 0$, $k = 1, 2, 3$.

Похідна від (4.7) дорівнює:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \frac{1}{2} \tilde{\mathbf{x}}^T (\mathbf{A}^T + \mathbf{A}) \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{W} \mathbf{D}^{-1} \tilde{\mathbf{\Phi}} + \dot{\tilde{\mathbf{\Phi}}}^T \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{D}^{-1} \tilde{\mathbf{\Phi}} \triangleq \\ &\triangleq -k_{id} \tilde{i}_d^2 - \tilde{\varphi}_1 i_d^* \tilde{i}_d + \tilde{\varphi}_2 p_n \omega i_q \tilde{i}_d - \frac{\tilde{\varphi}_3}{\varphi_3} \xi_d \tilde{i}_d + \\ &+ \frac{1}{\lambda_1} \tilde{\varphi}_1 \dot{\tilde{\varphi}}_1 + \frac{1}{\lambda_2} \tilde{\varphi}_2 \dot{\tilde{\varphi}}_2 + \frac{1}{\lambda_3} \frac{1}{\varphi_3} \tilde{\varphi}_3 \dot{\tilde{\varphi}}_3. \end{aligned} \quad (4.8)$$

Оскільки параметри $\varphi_i = \text{const}$, то $\dot{\tilde{\mathbf{\Phi}}} = -\dot{\hat{\mathbf{\Phi}}}$. З (4.8) визначимо алгоритм ідентифікації у вигляді:

$$\dot{\tilde{\Phi}} = -\hat{\Phi} = -\Lambda \mathbf{W}^T \tilde{\mathbf{x}}, \quad (4.9)$$

тоді рівняння (4.8) переписеться, як

$$\dot{V} = -k_{id} \tilde{i}_d^2 \leq 0. \quad (4.10)$$

З умови $V > 0$, $\dot{V} \leq 0$ слідує, що вектори $\tilde{\mathbf{x}}$, $\tilde{\Phi}$ обмежені для будь-яких $t \geq 0$. Застосовуючи лему Барбалат [50], встановлюємо, що

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i}_d = 0. \quad (4.11)$$

Також, якщо існує додатна константа T така, що матриця 3×3

$$\int_t^{t+T} \mathbf{W}^T(\tau) \mathbf{W}(\tau) d\tau > 0 \quad (4.12)$$

для будь-яких $t \geq 0$ (умова персистентності збудження), то положення рівноваги $(\tilde{i}_d, \tilde{\phi}_1, \tilde{\phi}_2, \tilde{\phi}_3) = 0$ є глобально експоненційно стійким для лінійної неавтономної системи [50]

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} &= \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{W}\mathbf{D}^{-1}\tilde{\Phi}, \\ \dot{\tilde{\Phi}} &= -\Lambda \mathbf{W}^T \tilde{\mathbf{x}}. \end{aligned} \quad (4.13)$$

Алгоритм ідентифікації параметрів (4.9) має вигляд

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\phi}}_1 &= -\lambda_1 i_d^* \tilde{i}_d, \\ \dot{\hat{\phi}}_2 &= \lambda_2 p_n \omega i_q \tilde{i}_d, \\ \dot{\hat{\phi}}_3 &= -\lambda_3 \xi_d \tilde{i}_d. \end{aligned} \quad (4.14)$$

Відмітимо, що умова персистентності збудження (4.12) досягається за рахунок формування заданої функції струму i_d^* .

Б. Ідентифікація параметру $(L_{md} i_f)$. Алгоритм ідентифікації параметра $(L_{md} i_f)$ враховує, що R , L_d , L_q є відомими параметрами. В моделі (2.7) приймаємо наступне позначення

$$\varphi_4 = L_{md} \dot{i}_f, \quad (4.15)$$

тоді рівняння динаміки струму по осі q запишеться у вигляді

$$\dot{i}_q = -\frac{R}{L_q} i_q - p_n \omega \frac{L_d}{L_q} i_d - p_n \frac{\varphi_4}{L_q} \omega + \frac{u_q}{L_q}. \quad (4.16)$$

Нехай $\hat{\varphi}_4$ та $\tilde{\varphi}_4 = \varphi_4 - \hat{\varphi}_4$ визначають оцінку параметра ($L_{md} \dot{i}_f$) та його похибку оцінювання відповідно. Сформуємо адаптивний регулятор струму

$$u_q = L_q \left(p_n \omega \frac{L_d}{L_q} i_d + p_n \frac{\hat{\varphi}_4}{L_q} \omega + \frac{R}{L_q} i_q^* + \dot{i}_{q1}^* - k_{il} \tilde{i}_q \right). \quad (4.17)$$

Після підстановки (4.17) в (4.16) рівняння динаміки відпрацювання похибки струму по осі q буде

$$\dot{\tilde{i}}_q = -k_{iq} \tilde{i}_q - p_n \frac{\tilde{\varphi}_4}{L_q} \omega. \quad (4.18)$$

Для синтезу алгоритму ідентифікації розглянемо наступну функцію Ляпунова:

$$V = \frac{1}{2} \left(\tilde{i}_q^2 + \frac{1}{\lambda_4} \tilde{\varphi}_4^2 \right), \quad (4.19)$$

похідна від якої

$$\dot{V} = -k_{iq} \tilde{i}_q^2 - p_n \frac{\tilde{\varphi}_4}{L_q} \omega \tilde{i}_q + \frac{1}{\lambda_4} \tilde{\varphi}_4 \dot{\tilde{\varphi}}_4. \quad (4.20)$$

Визначивши алгоритм ідентифікації ($L_{md} \dot{i}_f$) у вигляді

$$\dot{\hat{\varphi}}_4 = -\dot{\tilde{\varphi}}_4 = -\lambda_4 p_n \frac{\tilde{i}_q}{L_q} \omega, \quad (4.21)$$

отримаємо

$$\dot{V} = -k_{iq} \tilde{i}_q^2 \leq 0. \quad (4.22)$$

З аналізу, який аналогічний розглянутому, при ідентифікації електричних параметрів $\varphi_1 - \varphi_3$, встановлюємо, що при виконанні умов персистентності збудження для системи (4.18) та (4.21) гарантується асимптотичне оцінювання параметру φ_4 .

В. Ідентифікація механічних параметрів. На останньому етапі виконується ідентифікація J , ν та M_c . Для цього використаємо адаптивний спостерігач кутової швидкості. В рівнянні динаміки кутової швидкості (2.7) прийmemo

$$\varphi_5 = \frac{1}{J}, \quad \varphi_6 = \frac{\nu}{J}, \quad \varphi_7 = \frac{M_c}{J}. \quad (4.23)$$

Рівняння динаміки кутової швидкості запишеться в наступному вигляді:

$$\dot{\omega} = \frac{3}{2} \varphi_5 p_n \left[L_{md} i_f + (L_d - L_q) i_d \right] i_q - \varphi_6 \omega - \varphi_7. \quad (4.24)$$

Нехай $\hat{\varphi}_k$ та $\tilde{\varphi}_k = \varphi_k - \hat{\varphi}_k$, $5 \leq k \leq 7$, визначають оцінки параметрів двигуна та похибки їх оцінювання відповідно. Оскільки в (4.24) параметри L_d , L_q та $(L_{md} i_f)$ визначені на попередніх етапах процедури самоідентифікації, то рівняння спостерігача кутової швидкості конструюється у вигляді

$$\dot{\hat{\omega}} = \hat{\varphi}_5 \xi - \hat{\varphi}_6 \omega - \hat{\varphi}_7 + k_{\omega 1} e_{\omega}, \quad (4.25)$$

де $\xi = \frac{3}{2} p_n \left[L_{md} i_f + (L_d - L_q) i_d \right] i_q$ – відома функція, $e_{\omega} = \omega - \hat{\omega}$ – похибка оцінювання кутової швидкості, $k_{\omega 1}$ – коефіцієнт коригуючого зворотного зв'язку спостерігача.

З (4.25) та (4.24) маємо:

$$\dot{e}_{\omega} = \tilde{\varphi}_5 \xi - \tilde{\varphi}_6 \omega - \tilde{\varphi}_7 - k_{\omega 1} e_{\omega}. \quad (4.26)$$

Ідея побудови алгоритму ідентифікації для рівняння (4.26) полягає в тому, щоб спроектувати динамічну поведінку оцінок $\hat{\varphi}_k$ так, щоб похибка e_ω асимптотично збігалась в нуль.

Для визначення законів ідентифікації $\hat{\varphi}_k$, а також динамічної поведінки $\hat{\omega}$, розглянемо наступну додатно-визначену функцію Ляпунова:

$$V = \frac{1}{2} \left(e_\omega^2 + \frac{1}{\lambda_5} \tilde{\varphi}_5^2 + \frac{1}{\lambda_6} \tilde{\varphi}_6^2 + \frac{1}{\lambda_7} \tilde{\varphi}_7^2 \right) > 0. \quad (4.27)$$

Похідна від функції (4.27) в силу рішень (4.26) буде

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{e}_\omega e_\omega + \frac{1}{\lambda_5} \tilde{\varphi}_5 \dot{\tilde{\varphi}}_5 + \frac{1}{\lambda_6} \tilde{\varphi}_6 \dot{\tilde{\varphi}}_6 + \frac{1}{\lambda_7} \tilde{\varphi}_7 \dot{\tilde{\varphi}}_7 = \\ &= -k_{\omega 1} e_\omega^2 + \tilde{\varphi}_5 \xi e_\omega - \tilde{\varphi}_6 \omega e_\omega - \tilde{\varphi}_7 e_\omega + \\ &+ \frac{1}{\lambda_5} \tilde{\varphi}_5 \dot{\tilde{\varphi}}_5 + \frac{1}{\lambda_6} \tilde{\varphi}_6 \dot{\tilde{\varphi}}_6 + \frac{1}{\lambda_7} \tilde{\varphi}_7 \dot{\tilde{\varphi}}_7. \end{aligned} \quad (4.28)$$

Визначивши з (4.28) алгоритм ідентифікації параметрів $\varphi_5 - \varphi_7$ у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\varphi}}_5 &= -\lambda_5 \xi e_\omega, \\ \dot{\tilde{\varphi}}_6 &= \lambda_6 \omega e_\omega, \\ \dot{\tilde{\varphi}}_7 &= \lambda_7 e_\omega, \end{aligned} \quad (4.29)$$

отримаємо

$$\dot{V} = -k_{\omega 1} e_\omega^2 \leq 0. \quad (4.30)$$

Повні рівняння адаптивного спостерігача кутової швидкості IPMSM задаються виразами (4.25) та (4.29). Вони описують нелінійну динамічну систему четвертого порядку в наступній формі:

$$\begin{aligned}
\dot{\hat{\omega}} &= \varphi_5 \xi - \varphi_6 \omega - \varphi_7 + k_{\omega 1} \tilde{\omega}, \\
\dot{\hat{\varphi}}_5 &= \lambda_5 \xi e_{\omega}, \\
\dot{\hat{\varphi}}_6 &= -\lambda_6 \omega e_{\omega}, \\
\dot{\hat{\varphi}}_7 &= -\lambda_7 e_{\omega}.
\end{aligned}
\tag{4.31}$$

Використовуючи для системи (4.31) аналіз стійкості, який концептуально схожий до розглянутого при ідентифікації електричних параметрів, встановлюємо, що при виконанні умов персистентності збудження адаптивний спостерігач гарантує, що $\lim_{t \rightarrow \infty} (e_{\omega}, \tilde{\varphi}_5, \tilde{\varphi}_6, \tilde{\varphi}_7) = 0$. В такому випадку, параметри механічної частини будуть асимптотично оцінюватися.

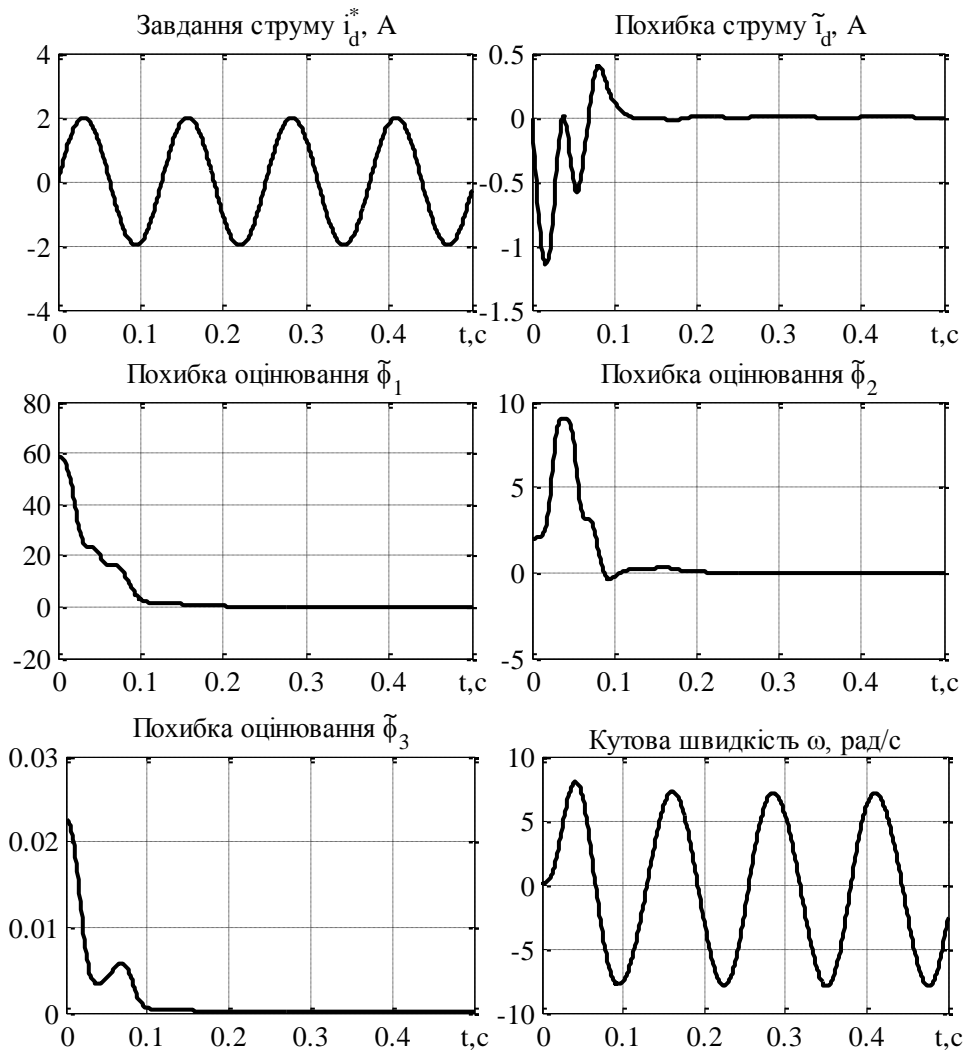
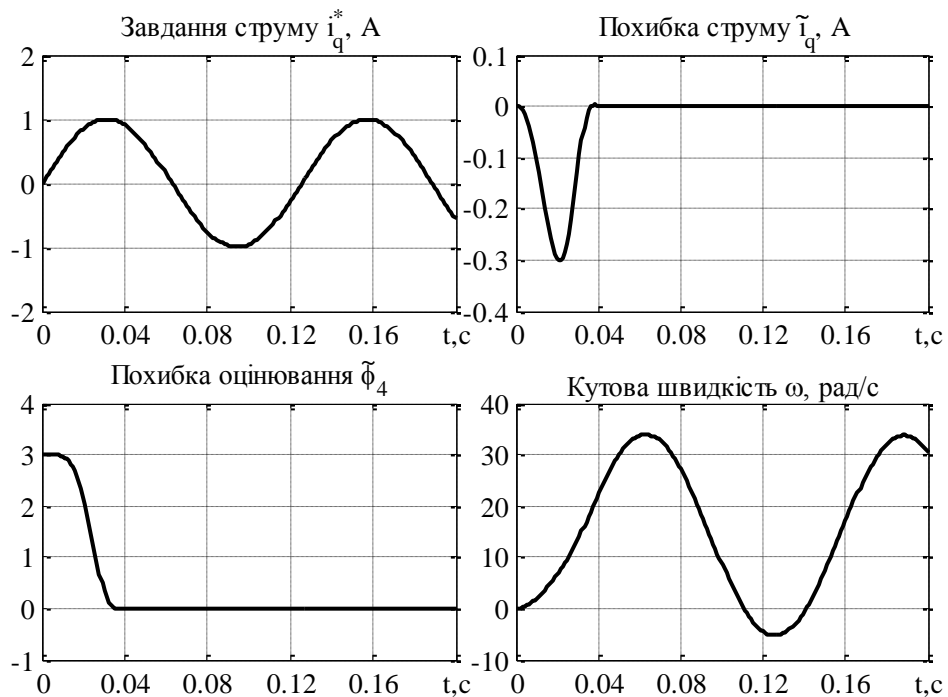
4.3 Результати математичного моделювання ідентифікації параметрів

На першому етапі ідентифікація параметрів R , L_d та L_q здійснювалась в умовах тесту з $i_d^* = 100 \cos(50t)$ А, $u_q = 10 \sin(50t)$ В. Коефіцієнти алгоритму ідентифікації: $\lambda_1 = 1000$, $\lambda_2 = 55$, $\lambda_3 = 0.004$. Коефіцієнт пропорційної складової регулятора струму $k_{id} = 100$. Графіки перехідних процесів оцінювання та відпрацювання струму i_d наведено на рис. 4.1.

З аналізу графіків на рис. 4.1 випливає, що асимптотичне оцінювання завершується за час в межах 0.3 с. Динамічна похибка струму під час оцінки складає 1 А.

На другому етапі відбувається ідентифікація параметру ($L_{md} i_f$). Опір R та індуктивності L_d , L_q вважаються відомими. Заданий моментний струм сформовано у вигляді $i_q^* = \sin(50t)$ А, в той час як $u_d = 0$.

На рис. 4.2 наведені графіки перехідних процесів при оцінюванні параметру φ_4 для коефіцієнтів налаштування $\lambda_4 = 80$, $k_{i1} = 1000$, з початковим значенням $\hat{\varphi}_4(0) = 0$.

Рисунок 4.1 – Графіки перехідних процесів ідентифікації параметрів ϕ_1 , ϕ_2 , ϕ_3 Рисунок 4.2 – Графіки перехідних процесів ідентифікації параметру ϕ_4

Аналіз графіків показує, що оцінювання величини ($L_{md}i_f$) виконується за час менше 0.04 с. Динамічна похибка відпрацювання струму \tilde{i}_q складає 0.3 А.

На третьому етапі виконується ідентифікація механічних параметрів J , v та M_c . В умовах тесту коефіцієнти налаштування спостерігача встановлені: $k_{\omega 1} = 150$, $\lambda_5 = 90$, $\lambda_6 = 380$ та $\lambda_7 = 1.6 \cdot 10^4$. Вхідні напруги двигуна сформовані у вигляді $u_q = 12\sin(50t) + 5\sin(150t)$ А, $u_d = 0$, момент навантаження $M_c = 10$ Нм прикладається при $t = 0$ і не змінюється протягом часу ідентифікації. Оцінки $\hat{\varphi}_5$, $\hat{\varphi}_6$, $\hat{\varphi}_7$ мають нульові початкові умови.

Графіки перехідних процесів оцінювання параметрів φ_5 , φ_6 , φ_7 та відпрацювання кутової швидкості наведено на рис. 4.3.

З графіків перехідних процесів оцінювання механічних параметрів IPMSM за допомогою адаптивного спостерігача кутової швидкості слідує, що в умовах сформованого тесту ідентифікація відбувається за час, який не перевищує 0.4 с, а загальний час ідентифікації параметрів на трьох етапах не перевищує 1-2 с.

Моделюючі програми наведено в Додатку Г.

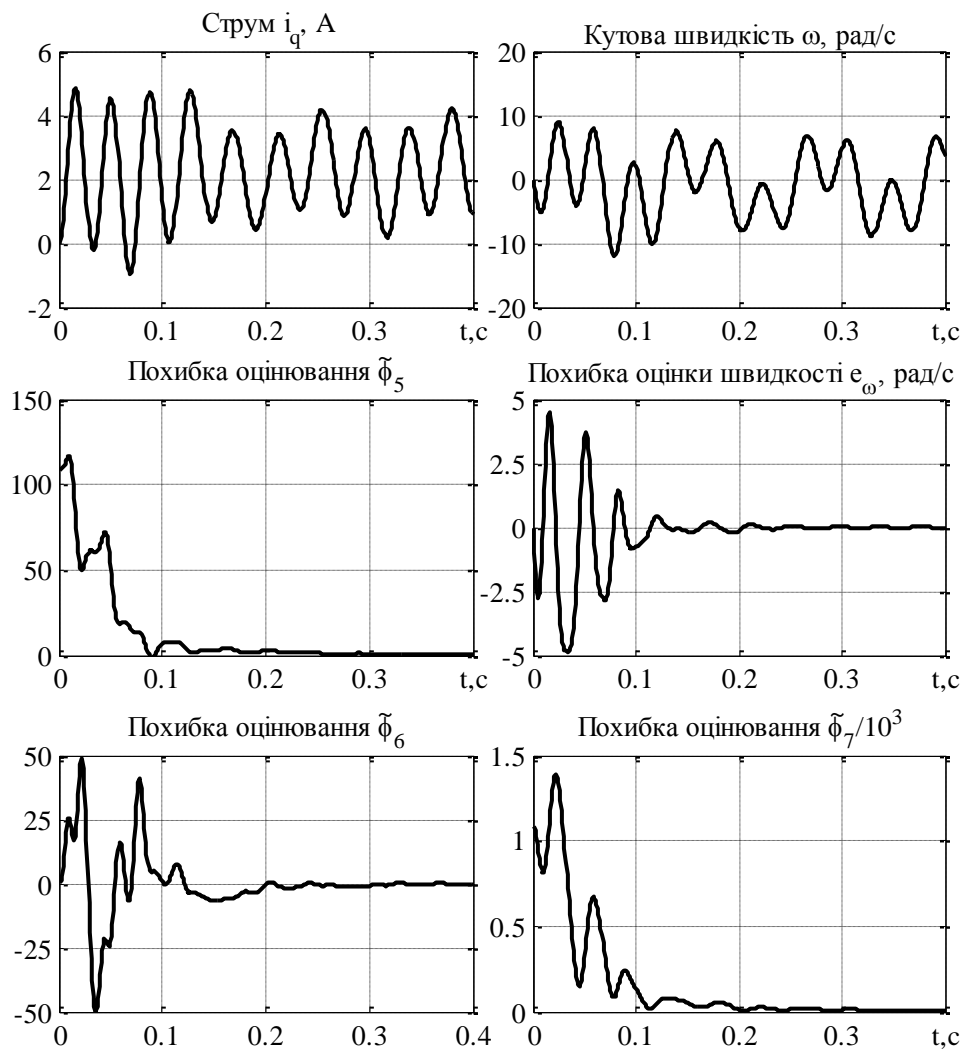


Рисунок 4.3 – Графіки перехідних процесів ідентифікації параметрів Φ_5 , Φ_6 , Φ_7 та оцінювання кутової швидкості

Висновки по розділу 4

1. Запропоновано триетапну процедуру початкової ідентифікації параметрів IPMSM для реалізації функції самоідентифікації параметрів. В першому етапі ідентифікуються активний опір та індуктивності по осям d і q , в другому – магнітний потік ротора, а в останньому – момент інерції ротора, коефіцієнт в'язкого тертя та момент навантаження. Експоненційна стійкість розробленого алгоритму доведена з використанням леми Барбалат.

2. З проведеного глобального дослідження самоідентифікації слідує, що оцінювання всіх семи параметрів досягається асимптотично в умовах сформованих тестів, і загальна тривалість процесу самоідентифікації не перевищує декількох секунд.

ВИСНОВКИ

1. Показано, що полеорієнтоване векторне керування явнополіусним синхронним двигуном з постійними магнітами забезпечує ефективне керування лише за умови точної інформації про всі параметри двигуна. Параметри явнополіусних двигунів можуть змінюватись в типових режимах роботи, що призводить до зниження показників якості керування. Проблема визначення параметрів явнополіусних синхронних двигунів з постійними магнітами, як і повна розв'язка керування механічними координатами та прямою компонентою струму статора вирішені не повністю. Отже виникає необхідність розробки алгоритмів відпрацювання кутової швидкості та положення, які забезпечать розв'язку процесів керування механічних координат та прямою компонентою струму статора.

2. В роботі синтезовано алгоритми векторного керування кутовою швидкістю/положенням і прямою компонентою струму статора явнополіусного двигуна зі збудженням від постійних магнітів. Алгоритми забезпечують асимптотичне відпрацювання кутової швидкості/положення з властивістю асимптотичної розв'язки процесів по осям d та q . Лінеаризація підсистеми керування кутовою швидкістю/положенням досягається асимптотично за умови відомих параметрів двигуна. Це забезпечує можливість керування компонентами вектора струму статора з метою реалізації енергоефективних алгоритмів, не впливаючи при цьому на процеси регулювання механічних координат.

3. Запропоновано триетапну процедуру початкової ідентифікації параметрів IPMSM для реалізації функції самоідентифікації. В першому етапі ідентифікуються активний опір та індуктивності по осям d і q , в другому – магнітний потік ротора, а в останньому – момент інерції ротора, коефіцієнт в'язкого тертя та момент навантаження. Послідовне виконання алгоритмів ідентифікації дозволяє асимптотично оцінювати всі сім параметрів в умовах сформованих тестів.

4. Проведено повномасштабне дослідження розроблених алгоритмів векторного керування кутової швидкості/положення явнополіусними

синхронними двигунами з постійними магнітами. В результаті моделювання синтезованих алгоритмів підтверджено, що алгоритми забезпечують асимптотичність регулювання кутової швидкості/положення та прямої компоненти струму статора з розв'язкою процесів керування механічними та електричними координатами.

5. З проведених тестувань синтезованої процедури самоідентифікації слідує, що запропонований підхід дозволяє оцінити всі параметри явнополюсних синхронних двигунів з постійними магнітами та момент навантаження, інформація про які необхідна для ефективного керування двигуном.

Розроблений алгоритм самоідентифікації може бути застосований для будь-яких явнополюсних синхронних двигунів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Bimal K. Bose, *Power electronics and motor drives*. The University of Tennessee, Knoxville: Condra Chair of Excellence in Power Electronics, 2006.
2. Bimal K. Bose, *Modern power electronics and ac drives*. The University of Tennessee, Knoxville: Condra Chair of Excellence in Power Electronics, 2001.
3. R. Krishnan, "Selection criteria for servo motor drives," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-23, no. 2, pp. 270-275, March 1987.
4. W. Leonard, "Microcomputer control of high dynamic performance ac drives—A survey," in *Automatica*, Pergamon Press Ltd, Vol. 22, No. I, pp. 1–19, 1986.
5. S. Morimoto, Y. Takeda and T. Hirasu, "Current phase control methods for permanent magnet synchronous motors," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 5, no. 2, pp. 133-139, April 1990.
6. C. Choi, W. Lee, S. Kwon and J. Hong, "Experimental estimation of inductance for interior permanent magnet synchronous machine considering temperature distribution," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 6, pp. 2990-2996, June 2013.
7. B. J. Chalmers, "Influence of saturation in brushless permanent-magnet motor drives," in *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*, vol. 139, no. 1, pp. 51-52, Jan. 1992.
8. S. Morimoto, M. Sanada and Y. Takeda, "Effects and compensation of magnetic saturation in flux-weakening controlled permanent magnet synchronous motor drives," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 6, pp. 1632-1637, Nov. 1994.
9. P. Zhou, M. A. Rahman and M. A. Jabbar, "Field circuit analysis of permanent magnet synchronous motors," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 30, no. 4, pp. 1350-1359, July 1994.
10. T. Sebastian, "Temperature effects on torque production and efficiency of PM motors using NdFeB magnets," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 2, pp. 353-357, March-April 1995.

11. K. M. Rahman and S. Hiti, "Identification of machine parameters of a synchronous motor," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 2, pp. 557-565, March-April 2005.
12. U. Schaible and B. Szabados, "Dynamic motor parameter identification for high speed flux weakening operation of brushless permanent magnet synchronous machines," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 3, pp. 486-492, Sept. 1999.
13. C. B. Butt, M. A. Hoque and M. A. Rahman, "Simplified fuzzy-logic-based MTPA speed control of IPMSM drive," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 6, pp. 1529-1535, Nov.-Dec. 2004.
14. M. J. Corley and R. D. Lorenz, "Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 4, pp. 784-789, July-Aug. 1998.
15. Banerjee, Z. Li, S. Mukundan, A. Balamurali, C. Lai and N. C. Kar, "Online parameter estimation and self commissioning of permanent magnet motor drive," *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Jeju, 2018, pp. 1401-1406.
16. J. Jacob, P. Kumar, S. Calligaro and R. Petrella, "Self-commissioning identification of permanent magnet flux-linkage magnitude in sensorless drives for PMSM at quasi stand-still," *2018 IEEE 9th International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, Helsinki, 2018, pp. 144-149.
17. G. Pellegrino, B. Boazzo and T. M. Jahns, "Plug-in direct-flux vector control of pm synchronous machine drives," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 5, pp. 3848-3857, Sept.-Oct. 2015.
18. M. A. Arjona, M. Cisneros-Gonzalez and C. Hernandez, "Parameter estimation of a synchronous generator using a sine cardinal perturbation and mixed stochastic-deterministic algorithms," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 486-493, Feb. 2011.

19. B. Nahid Mobarakeh, F. Meibody-Tabar and F. M. Sargos, "On-line identification of PMSM electrical parameters based on decoupling control," *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*, Chicago, IL, USA, 2001, pp. 266-273 vol.1.
20. Hyunbae Kim, J. Hartwig and R. D. Lorenz, "Using on-line parameter estimation to improve efficiency of IPM machine drives," *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)*, Cairns, Qld., Australia, 2002, pp. 815-820 vol.2.
21. S. Morimoto, M. Sanada and Y. Takeda, "Mechanical sensorless drives of IPMSM with online parameter identification," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 5, pp. 1241-1248, Sept.-Oct. 2006.
22. S. S. Ichikawa, M. Tomita, S. Doki and S. Okuma, "Sensorless control of permanent-magnet synchronous motors using online parameter identification based on system identification theory," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 2, pp. 363-372, April 2006.
23. K. Cho, J. Bae, S. Chung and M. Youn, "Torque harmonics minimisation in permanent magnet synchronous motor with back EMF estimation," in *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 141, no. 6, pp. 323-330, Nov. 1994.
24. R. E. Fairbairn and R. G. Harley, "On-line measurement of synchronous machine parameters," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 3, pp. 639-645, May-June 1992.
25. S. Jung, J. Hong and K. Nam, "Current minimizing torque control of the ipmsm using ferrari's method," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 5603-5617, Dec. 2013.
26. W. Huang, Y. Zhang, X. Zhang and G. Sun, "Accurate torque control of interior permanent magnet synchronous machine," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 29, no. 1, pp. 29-37, March 2014.

27. Y. A. I. Mohamed and T. K. Lee, "Adaptive self-tuning MTPA vector controller for IPMSM drive system," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 3, pp. 636-644, Sept. 2006.
28. S. J. Underwood and I. Husain, "Online parameter estimation and adaptive control of permanent-magnet synchronous machines," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2435-2443, July 2010.
29. D. Yang, H. Mok, J. Lee and S. Han, "Adaptive torque estimation for an ipmsm with cross-coupling and parameter variations," *Energies*, 27 January 2017, 13 pages.
30. W. Xu and R. D. Lorenz, "Reduced parameter sensitivity stator flux linkage observer in deadbeat-direct torque and flux control for IPMSMs," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 4, pp. 2626-2636, July-Aug. 2014.
31. B. Cheng and T. R. Tesch, "Torque feedforward control technique for permanent-magnet synchronous motors," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 3, pp. 969-974, March 2010.
32. C. Yu, T. Fukushige, N. Limsuwan, T. Kato, D. D. Reigosa and R. D. Lorenz, "Variable-flux machine torque estimation and pulsating torque mitigation during magnetization state manipulation," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 5, pp. 3414-3422, Sept.-Oct. 2014.
33. Q. Liu and K. Hameyer, "An adaptive torque controller with MTPA for an IPMSM using model based self-correction," *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Dallas, TX, 2014, pp. 391-397.
34. Q. Liu, A. Thul and K. Hameyer, "A robust model reference adaptive controller for the PMSM drive system with torque estimation and compensation," *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Berlin, 2014, pp. 665-671.
35. A. H. Wijenayake, J. M. Bailey and M. Naidu, "A DSP-based position sensor elimination method with an on-line parameter identification scheme for

- permanent magnet synchronous motor drives,” *IAS '95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*, Orlando, FL, USA, 1995, pp. 207-215 vol.1.
36. H. Nee, L. Lefevre, P. Thelin and J. Soulard, “Determination of d and q reactances of permanent-magnet synchronous motors without measurements of the rotor position,” in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 5, pp. 1330-1335, Sept.-Oct. 2000.
37. G. Foo and M. F. Rahman, “Sensorless sliding-mode MTPA control of an ipm synchronous motor drive using a sliding-mode observer and HF signal injection,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 4, pp. 1270-1278, April 2010.
38. M. Schroedl, “Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the “INFORM” method,” *IAS '96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting*, San Diego, CA, USA, 1996, pp. 270-277 vol.1.
39. Limei Wang and R. D. Lorenz, “Rotor position estimation for permanent magnet synchronous motor using saliency-tracking self-sensing method,” *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*, Rome, Italy, 2000, pp. 445-450 vol.1.
40. T. Noguchi, K. Yamada, S. Kondo and I. Takahashi, “Initial rotor position estimation method of sensorless PM synchronous motor with no sensitivity to armature resistance,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 1, pp. 118-125, Feb. 1998.
41. S. Bolognani, R. Oboe and M. Zigliotto, “Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 1, pp. 184-191, Feb. 1999.
42. F. Genduso, R. Miceli, C. Rando and G. R. Galluzzo, “Back EMF sensorless-control algorithm for high-dynamic performance PMSM,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 6, pp. 2092-2100, June 2010.

- 43.S.Amornwongpeeti, O.Kiselychnyk, J.Wang, N.Shatti, N.Shah, M.Soumelidis, “Adaptive torque control of IPMSM motor drives for electric vehicles,” The 26th IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 19-21 June 2017, Edinburgh, Scotland, UK, pp. 226-231.
- 44.S.-K. Sul, *Control of electric machine drive systems*. John Wiley & Sons, 2011.
- 45.R. H. Park, “Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I,” in *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 48, no. 3, pp. 716-727, July 1929.
- 46.S. Peresada and A. Tonielli, “High-performance robust speed-flux tracking controller for induction motor,” *Int. J. Adapt. Control Signal Process.*, John Wiley & Sons, No. 14, pp. 177–200, 2000.
- 47.R. Sepulchre, M. Jankovic and P. Kokotovic , *Constructive Nonlinear Control*, Berlin: Springer-Verlag. 1997.
- 48.С. М. Пересада, В. С. Решетник, Д. І. Родькін, О. Ю. Зінченко, “Лінеаризуюче керування відпрацюванням кутової швидкості та початкова ідентифікація параметрів синхронної явнополюсної машини зі збудженням від постійних магнітів,” Вісник НТУ “ХПІ”, 2019. (в публікації)
- 49.R. Marino, S. Peresada and P. Tomei, “Nonlinear adaptive control of permanent magnet step motors,” *Auromorica*, Vol. 31. No. II, pp.1595-1604, 1995.
- 50.Narendra, K. S. and A. M. Annaswamy, *Stable Adaptive Systems*, Englewood Cliffs, N.J: Prentice-Hall, 1989.

ДОДАТОК А

Таблиця А.1 – Паспортні дані двигуна NORD 100T2/4

| Параметр | Значення |
|--|----------|
| Номінальна активна потужність P_n , кВт | 3 |
| Номінальний струм I_n , А | 5.4 |
| Номінальний момент M_n , Нм | 13.6 |
| Активний опір статора R , Ом | 1.33 |
| Індуктивність статора по осі d L_d , мГн | 22.6 |
| Індуктивність статора по осі q L_q , мГн | 45.9 |
| Кількість пар полюсів p_n | 2 |
| Момент інерції ротора J , кг · м ² | 0.0046 |
| Коефіцієнт моменту k_T , Нм / А | 2.6 |
| Потокозчеплення постійних магнітів ($L_{md}i_f$), Вб | 0.86 |

ДОДАТОК Б

Моделююча програма алгоритму векторного керування кутовою швидкістю при живленні від джерела напруги:

```

"Programm SM-speed trackig full order
continuous system mt
state tet w wr Tlo
state id iq yd yq idr
der dtet dw dwr dTlo
der did diq dyd dyq didr
time t
zero=0
"variables
"tet-angle
"w-speed
"ia,ib-(a-b) currents
"id,iq-(d-q) currents
"Tl-laod torque
"Trq-torque
"Um-voltage limit
"yd,yq-current contr. integral
"wr-speed reference
"al 1-st derivative of wr
"all 2-nd derivative of wr
"Tlo-load estimation

" SM motor model
dtet=w
dw=3*pn*(ps0+(Ld-Lq)*id)*iq/(2*J)-nu*w/J-
Tl/J
did=(-R*id+pn*w*Lq*iq+ud)/Ld
diq=(-R*iq-pn*w*Ld*id-pn*ps0*w+uq)/Lq
mu=3*pn*(ps0+(Ld-Lq)*idr)/(2*J)
Trq=3*pn*(ps0+(Ld-Lq)*id)*iq*J/(2*J)

"Load torque
Tl=if t<0.2 then 0 else t1
t1=if t<0.5 then 14 else 0

"references
all=if t<t1 then 0 else all1
all1=if t<t2 then d2 else all2
all2=if t<t3 then 0 else all3
all3=if t<t4 then -d2 else 0

al=if t<t1 then 0 else al1
al1=if t<t2 then d2*(t-t1) else al2
al2=if t<t3 then d1 else al3
al3=if t<t4 then d1-d2*(t-t3) else 0

ta=wmax*J/(Mn)
ka=0.03
wmax=157"157
Mn=14
t1=0
t2=t1+ka*ta
t3=t1+ta-ka*ta
t4=t1+ta
d2=wmax/(ka*ta*(ta-2*ka*ta)+ka*ka*ta*ta)
d1=ta*ka*d2

dwr=al

"d-current dynamic
didr= -idr/tau-k*abs(iqr)/tau

```


"d-current controller

$ud = L_d \cdot (R \cdot id_r / L_d - p_n \cdot w \cdot L_q \cdot iq / L_d + didr -$
 $ki1d \cdot idd - yd)$
 $dyd = kii \cdot idd$

"q-current controller

$dyq = kii \cdot iq_d$
 $uq = L_q \cdot (R \cdot iqr / L_q + uq1 + iqr_d1 - ki1q \cdot iq_d - yq)$
 $uq1 = p_n \cdot w \cdot L_d \cdot id / L_q + p_n \cdot ps0 \cdot w / L_q$
 $iqr_d1 = (dTlo + nu \cdot al / J + all - kw \cdot ew_d) / \mu - eiqr_d1$
 $ew_d = -kw \cdot ew - nu \cdot ew / J + \mu \cdot iq_d + ew_d1$
 $ew_d1 = 3 \cdot p_n \cdot (L_d - L_q) \cdot idd \cdot iq / (2 \cdot J)$
 $eiqr_d1 = \epsilon \cdot (L_d -$
 $L_q) \cdot didr \cdot (3 \cdot p_n) / (2 \cdot J \cdot \mu \cdot \mu)$

"current errors

$idd = id - id_r$
 $iqd = iq - iqr$

"speed controller

$iqr = (-kw \cdot ew + nu \cdot wr / J + Tlo + al) / \mu$
 $\epsilon = -kw \cdot ew + nu \cdot wr / J + Tlo + al$
 $dTlo = -kwi \cdot ew$

"speed error

$ew = w - wr$

"load estimation error

$eTl = Tl - Tlo \cdot J$

"controller's parameters

$ki1d = 1000$
 $ki = ki1d + R / L_d$
 $ki1q = 1000$
 $kiq = ki1q + R / L_q$
 $kii = ki \cdot ki / 2$
 $kw = 200$
 $kwi = kw \cdot kw / 2$
 $\tau = 1e-3$
 $k = 0.2$

"motor parameters

$Um = 320$
 $p_n = 2$
 $ps0 = 0.86$
 $L_d = 22.6e-3$
 $L_q = 45.9e-3$
 $R = 1.33$
 $J = 0.0046 \cdot 2$
 $nu = 0$
 end

ДОДАТОК В

Моделююча програма алгоритму векторного керування кутовим положенням при живленні від джерела напруги:

```

"Programm SM-speed trackig full order
continuous system mt                                "Load torque
state tet w  tetr Tlo w1                            Tl=if t<0.5 then 0 else t1
state id iq yd yq idr                               t1=if t<0.8 then 14 else 0
der dtet dw  dtetr dTlo dw1
der did diq dyd dyq didr
time t
zero=0

"variables
"tet-angle
"w-speed
"ia,ib-(a-b) currents
"id,iq-(d-q) currents
"Tl-laod torque
"Trq-torque
"Um-voltage limit
"yd,yq-current contr. integral
"wr-speed reference
"al 1-st derivative of wr
"all 2-nd derivative of wr
"Tlo-load estimation

" SM motor model
dtet=w                                               tt=0.4
dw=3*pn*(ps0+(Ld-Lq)*id)*iq/(2*J)-nu*w/J-          kat=1
Tl/J                                                ta=wmax*J/(Mn)
did=(-R*id+pn*w*Lq*iq+ud)/Ld                       ka=0.3
diq=(-R*iq-pn*w*Ld*id-pn*ps0*w+uq)/Lq              wmax=157
mu=3*pn*(ps0+(Ld-Lq)*idr)/(2*J)                   Mn=10
Trq=3*pn*(ps0+(Ld-Lq)*id)*iq*J/(2*J)              t1=0

```

```

t2=t1+ka*ta
t3=t1+ta-ka*ta
t4=t1+ta
t5=t1+tt-ta
t6=t5+ka*ta
t7=t5+ta-ka*ta
t8=t5+ta
d2=wmax/(ka*ta*(ta-2*ka*ta)+ka*ka*ta*ta)
d1=ta*ka*d2

dtetr=w1
dw1=a1

"d-current reference
didr= -idr/tau-k*sqrt(iqr*iqr)/tau

"d-current controller
ud=Ld*(R*idr/Ld-pn*w*Lq*iq/Ld+didr-
ki1d*idd-yd)
dyd=kii*idd

"q-current controller
dyq=kii*iqd
uq=Lq*(R*iqr/Lq+uq1+iqrd1-ki1q*iqd-yq)
uq1=pn*w*Ld*id/Lq+pn*ps0*w/Lq
iqrd1=(dTlo+nu*wr/J+all+tor1-
kw*ewd)/mu-eiqrd1
wr=-kt*(-kt*et+ew)+al
tor1=(-kt*et+ew)*kt*kt
ewd=-kw*ew-nu*ew/J+mu*iqd+ewd1
ewd1=3*pn*(Ld-Lq)*idd*iq/(2*J)
eiqrd1=eps*(Ld-
Lq)*didr*(3*pn)/(2*J*mu*mu)

"current errors
idd=id-idr
iqd=iq-iqr

"speed controller
iqr=(-kw*ew+nu*wr/J+Tlo+wr)/mu
eps=-kw*ew+nu*wr/J+Tlo+wr
dTlo=-kwi*ew

"speed error
ew=w-wr
et=tet-tetr

"position controller
wr=-kt*et+w1

"load estimation error
Tle=Tl-Tlo*J

"controller's parameters
ki1d=1000
ki=ki1d+R/Ld
ki1q=1000
kiq=ki1q+R/Lq
kii=ki*ki/2
kw=200
kwi=kw*kw/2
kt=100
tau=1e-3
k=0.2

"motor parameters
Um=320
pn=2
ps0=0.86

```

$L_d=22.6e-3$

$L_q=45.9e-3$

$R=1.33$

$J=0.0046*2$

$\nu=0$

end

Для другого:

```

"Programm SM s-c mode of id
continuous system smw
state w id iq
state iqr
state F4o
der dw did diq
der diqr
der dF4o
time t

"reference
diqr = 50*cos(50*t)
ud = 0*sin(30*t)

"motor model
dw = (3*pn/(2*J))*(km+(Ld-Lq)*id)*iq
did = -
(R/Ld)*id+(Lq/Ld)*w*pn*iq+(1/Ld)*ud
diq = -(R/Lq)*iq-(Ld/Lq)*w*pn*id-
(F4/Lq)*w*pn+(1/Lq)*uq

"current controller
uq =
Lq*(R*iqr/Lq+Ld*w*pn*id/Lq+F4o*w*pn/L
q-ki*eiq+diqr)

"errors
eiq = iq-iqr
eF4 = F4-F4o

"observer
dF4o = -l4*w*pn*eiq

"observer parameters
l4 = 80

"control parameters
ki = 1000

"motor parameters
pn = 1
km = 3 "km=Lmd*if
Ld = 0.0226
Lq = 0.0459
R = 1.33
J = 0.0046

F4 = km
END

```

Для третьего:

```

"Programm SM s-c mode of id
continuous system mt
state w wo F5o F6o F7o id iq
der dw dwo dF5o dF6o dF7o did diq
time t

"load torque
Tl=10"if t<0.4 then 0 else 7

"model
dw = (3*pn/(2*J))*(km+(Ld-Lq)*id)*iq-
w*mu/J-Tl/J
did = -
(R/Ld)*id+(Lq/Ld)*w*pn*iq+(1/Ld)*ud
diq = -(R/Lq)*iq-(Ld/Lq)*w*pn*id-
(km/Lq)*w*pn+(1/Lq)*uq
"speed observer
dwo = (3*pn*F5o/2)*(km+(Ld-Lq)*id)*iq-
w*F6o-F7o+kw*ew

"algorithm
dF5o=lm5*ksi*ew
ksi=3*pn*(km+(Ld-Lq)*id)*iq/2
dF6o=-lm6*w*ew
dF7o=-lm7*ew

"voltage ref
ud=0
uq=12*sin(50*t)+5*sin(150*t)

" error
ew = w-wo
eF7=F7-F7o
eF6=F6-F6o
eF5=F5-F5o
"observed parameters
F5=1/J
F6=mu/J
F7=Tl/J
lm5=90
lm6=380
lm7=1.6e4
kw=150
"motor parameters
pn = 1
km = 3"km=Lmd*if
Ld = 0.0226
Lq = 0.0459
R = 1.33
J = 0.0046*2
mu=1e-5
end

```