

Київ – 2021 р.

ВІДОМІСТЬ ДИПЛОМНОГО ПРОЕКТУ

№ з/п	Формат	Позначення	Найменування	Кількість листів	Примітка
1	A4		Завдання на дипломний проект	2	
2	A4	141.0016.012.БР	Пояснювальна записка	118	
3	A1	141.8116.012.БР	Структурна схема системи керування моментом	1	
4	A1	141.8116.012.БР	Структурна схема системи керування кутовою швидкістю	1	
5	A1	141.8116.012.БР	Структурна схема системи керування кутовим положенням	1	

				141.8116.012.БР		
	ПІБ	Підп.	Дата			
Розробн.	Поліщук В.В.	<i>В.В. Поліщук</i>		Відомість дипломного проекту	Лист	Листів
Керівн.	Пересада С.М.				2	118
Консульт.					КПІ ім. Ігоря Сікорського Каф. АЕМС-ЕП Гр. ЕП-п81	
Н/контр.						
Зав.каф.	Пересада С.М					

Пояснювальна записка до дипломного проекту

на тему: «Керування кутовою швидкістю і кутовим положенням синхронних
явнополюсних двигунів»

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

Факультет електроенерготехніки та автоматики
(повна назва)

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу
(повна назва)

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Спеціальність – 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка
(код і назва)

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

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри
_____ Сергій ПЕРЕСАДА
(підпис)

«___» _____ 20__ р.

ЗАВДАННЯ
на дипломний проект студенту
Поліщуку Вадиму Васильовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту Керування кутовою швидкістю і кутовим положенням синхронних явнополюсних двигунів

керівник проекту _____, завідувачий кафедрою, д.т.н., професор Пересада С.М.,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

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

2. Термін подання студентом проекту 7 червня 2020 р.

3. Вихідні дані до проекту Параметри двигуна NORD 100T2/4: номінальна потужність 3 кВт; номінальний струм 5.4 А; номінальна кутова швидкість обертання ротора 220 рад/с; номінальний момент навантаження 13.6 Нм; к-сть пар полюсів 2; момент інерції ротора двигуна, 0.0155 кг·м²; активний опір статора 1.7 Ом; індуктивність по осі q 58 мГн; індуктивність по осі d 31 мГн; потік, створений дією постійних магнітів 0.615 Вб.

4. Зміст пояснювальної записки Аналітичний огляд технічної літератури. Синтез алгоритмів керування моментом та кутовою швидкістю явнополіусних синхронних двигунів з постійними магнітами. Синтез алгоритму керування кутовим положенням явнополіусних синхронних двигунів. Дослідження динамічних режимів відпрацювання кутової швидкості і положення.

5. Перелік графічного матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслеників, плакатів, презентацій тощо) Структурна схема системи керування моментом. Структурна схема системи керування кутовою швидкістю. Структурна схема системи керування кутовим положенням.

6. Консультанти розділів проекту*

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

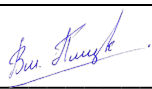
* Якщо визначені консультанти. Консультантом не може бути зазначено керівника дипломного проекту.

7. Дата видачі завдання 19 квітня 2021 р.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання дипломного проекту	Термін виконання етапів проекту	Примітка
1	Аналітичний огляд технічної літератури	26.04	
2	Синтез алгоритму керування моментом	3.05	
3	Синтез алгоритму керування кутовою швидкістю	10.05	
4	Синтез алгоритму керування кутовим положенням	17.05	
5	Дослідження динамічних режимів відпрацювання кутової швидкості та положення	24.05	
6	Оформлення роботи та підготовка до захисту	31.05	

Студент


(підпис)

Поліщук В. В.

Керівник проекту

(підпис)

Пересада С. М.

РЕФЕРАТ

Дипломна робота виконана на 118 сторінках, вміщує 54 рисунки, 1 таблицю, 3 додатки, а також графічний матеріал виконаний на 3 аркушах А1.

Метою дипломоної роботи є розробка навчальних матеріалів державною мовою для вивчення студентами систем керування явнополюсними синхронними двигунами з постійними магнітами. В дипломній роботі розроблено алгоритми керування моментом, кутовою швидкістю та кутовим положенням синхронних явнополюсних двигунів з постійними магнітами, за умов струмовго керування та керування напругами, що прикладаються до статорних обмоток. Проведено дослідження динамічних режимів відпрацювання кутової швидкості та положення за умов спрощених алгоритмів керування кутовою швидкістю та кутовим положенням відповідно. На основі синтезованих алгоритмів керування розроблені структурні схеми. Для дослідження динаміки перехідних процесів систем керування було розроблено моделюючі програми, для програмного середовища SIMNON.

Реалізація дипломної роботи виконувалась з допомогою наступних програмних застосунків: MATLAB R2013a, Microsoft Office Visio, Microsoft Office Word 19, SIMNON.

ЯВНОПОЛЮСНИЙ СИНХРОННИЙ ДВИГУН З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ, СИСТЕМА КЕРУВАННЯ, АЛГОРИТМ, МОМЕНТ, КУТОВА ШВИДКІСТЬ, КУТОВЕ ПОЛОЖЕННЯ, СТРУКТУРНА СХЕМА, ПЕРЕХІДНІ ПРОЦЕСИ.

					141.8116.012.БР			
					Керування кутовою швидкістю і кутовим положенням синхронних явнополюсних двигунів Реферат	Лім	Маса	Масштаб
						Т		
						Аркуш 6	Аркушів 118	
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата				
Розроб.		Поліщук В.В.						
Перевір.								
Керівник		Пересада С.М.				КПІ ім. Ігоря Сікорського		
Н. контр.						Каф. АЕМС-ЕП		
Затверд.		Пересада С.М.				Гр. ЕП-п81		

ABSTRACT

The thesis paper is made on 118 pages, contains 54 figures, 1 table, 3 applications, as well as graphic material made on 3 sheets of A1.

The purpose of the diploma work is to develop educational materials in the state language for students to study the control systems of interior permanent magnet synchronous motor. The thesis develops algorithms for torque, angular speed and angular position control of interior permanent magnet synchronous motor, under conditions of current control and control of voltages attached to stator windings. The study of dynamic modes working off of angular speed and position under the conditions of simplified algorithms of control of angular speed and angular position, respectively, was carried out. On the basis of synthesized control algorithms structural schemes have been developed. To research the dynamics of transition processes of control systems, simulation programs were developed for the SIMNON software environment.

Thesis was implemented using the following software applications: MATLAB R2013a, Microsoft Office Visio, Microsoft Office Word 19, SIMNON.

INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR,
CONTROL SYSTEM, ALGORITHM, TORQUE, ANGULAR SPEED,
ANGULAR POSITION, STRUCTURAL SCHEME, TRANSIENT
PROCESSES.

					<i>141.8116.012.БР</i>			
					Керування кутовою швидкістю і кутовим положенням синхронних явнополюсних двигунів Реферат	<i>Лім</i>	<i>Маса</i>	<i>Масштаб</i>
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		Т		
Розроб.		Поліщук В.В.						
Перевір.								
						<i>Аркуш 7</i> <i>Аркушів 118</i>		
Керівник		Пересада С.М.				КПІ ім. Ігоря Сікорського Каф. АЕМС-ЕП Гр. ЕП-п81		
Н. контр.								
Затверд.		Пересада С.М.						

ЗМІСТ

ВСТУП	11
1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ТЕХНІЧНОЇ ЛІТЕРАТУРИ.....	13
2 СИНТЕЗ АЛГОРИТМІВ КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ ТА КУТОВОЮ ШВИДКІСТЮ	23
2.1 Задача керування моментом	23
2.2 Цілі керування моментом.....	24
2.3 Регулятор моменту.....	24
2.4 Регулятор струму по осі q	26
2.5 Регулятор струму по осі d	28
2.6 Дослідження динаміки відпрацювання вихідних координат системи керування моментом, з керуючою дією у вигляді напруг статора	32
2.7 Задача керування кутовою швидкістю	34
2.8 Цілі керування кутовою швидкістю.....	35
2.9 Регулятор швидкості.....	35
2.10 Регулятор струму по осі q	37
2.11 Дослідження динаміки системи керування кутовою швидкістю ..	42
2.12 Висновок	45
3 СИНТЕЗ АЛГОРИТМУ КЕРУВАННЯ КУТОВИМ ПОЛОЖЕННЯМ..	46
3.1 Задача керування кутовим положенням	46
3.2 Цілі керування системи керування кутовим положенням.....	46
3.3 Регулятор положення.....	47
3.4 Регулятор швидкості.....	47
3.5 Регулятор струму по осі q	49

3.6 Дослідження динаміки.....	53
3.7 Висновок	56
4 ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ РЕЖИМІВ ВІДПРАЦЮВАННЯ КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ І ПОЛОЖЕННЯ.....	57
4.1 Повний алгоритм керування кутовою швидкістю.....	57
4.2 Керування кутовою швидкістю з регулятором струму по осі q , без компенсації похідної від завдання.....	60
4.3 Керування кутовою швидкістю з П-регулятором струму по осі q ..	63
4.4 Керування кутовою швидкістю з І-регулятором струму по осі q	64
4.5 Керування кутовою швидкістю з регулятором швидкості без компенсації похідної по завданню	66
4.6 Керування кутовою швидкістю з П-регулятором швидкості.....	68
4.7 Керування кутовою швидкістю з І-регулятором швидкості	69
4.8 Керування кутовою швидкістю з завданням швидкості у вигляді траєкторії 1-го порядку.....	71
4.9 Повний алгоритм керування кутовим положенням	74
4.10 Керування кутовим положенням з регулятором струму по осі q , без компенсації похідної від завдання.....	78
4.11 Керування кутовим положенням з П-регулятором струму по осі q	80
4.12 Керування кутовим положенням з І-регулятором струму по осі q	81
4.13 Керування кутовим положенням з регулятором швидкості без компенсації 2-ї похідної за заданим кутовим положенням	82
4.14 Керування кутовим положенням з регулятором швидкості без компенсації похибки відпрацювання кутового положення.....	84
4.15 Керування кутовим положенням з П-регулятором швидкості	86

4.16 Керування кутовим положенням з І-регулятором швидкості	88
4.17 Керування кутовим положенням з регулятором положення без компенсації 1-ї похідної по завданню	89
4.18 Керування кутовим положенням з регулятором положення без компенсації похибки відпрацювання кутового положення	91
4.19 Керування кутовим положенням із завданням на відпрацювання кутового положення у вигляді траєкторії 2-го порядку	92
4.20 Висновок	96
ВИСНОВОК	97
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	98
Додаток А – Параметри двигуна NORD 100T2/4	100
Додаток Б – Текст програми IPMSMT	101
Додаток В – Текст програми IPMSMW	106
Додаток Г – Текст програми IPMSMP	112

ВСТУП

Синхронні двигуни з постійними магнітами (СДПМ) набули широкого застосування в найрізноманітніших галузях підприємств і виробництв, транспорті та невиробничих використаннях. Причиною такого поширення СДПМ стало здешевшання матеріалів, які мають хороші магнітні властивості, для виготовлення магнітів для роторів синхронних двигунів.

Явнополюсний синхронний двигун має ротор, у якому магніти заглиблені всередину конструкції ротора (вставлені в спеціальні пази), а не розміщені на поверхні як це зроблено у неявнополюсного СДПМ. Така конструкція ротора синхронних машин з постійними магнітами володіє високими властивостями явнополюсності, тому їх відносять до класу явнополюсних.

Математична модель явнополюсних СДПМ є складнішою в порівнянні з моделлю неявнополюсних СДПМ, а отже і алгоритми векторного керування моментом, кутовою швидкістю та кутовим положенням – матимуть складніші рівняння регуляторів порівняно з алгоритмами керування неявнополюсних СДПМ.

Набуте поширення та високий потенціал розвитку явнополюсних СДПМ призводить до необхідності дослідження та вивчення методів керування даним типом двигунів. Складність викладення матеріалу для вивчення явнополюсних СДПМ призвело до браку навчальних матеріалів, зокрема державною мовою.

Отже, основним завданням бакалаврської роботи є чіткий та покроковий синтез алгоритмів керування моментом, кутовою швидкістю та кутовим положенням явнополюсних синхронних двигунів з постійними магнітами, а також дослідження динаміки систем керування кутовою швидкістю та кутовим положенням, за умов спрощених алгоритмів керування кутовою швидкістю та кутовим положенням ротора явнополюсних СДПМ.

Головна ідея роботи полягає в розробці навчальних матеріалів, для вивчення студентами систем керування явнополюсними СДПМ, а саме розглянуто:

- а) методику синтезу алгоритму керування моментом;
- б) синтез алгоритму керування кутовою швидкістю;
- в) синтез алгоритму управління кутовим положенням;

- d) розробку моделюючих програми, для середовища SIMNON, для дослідження синтезованих систем керування методом математичного моделювання.
- e) дослідження динаміки відпрацювання вихідних координат за умов повного та спрощеного алгоритму керування кутовою швидкістю;
- f) дослідження динамічних режимів відпрацювання кутового положення;
- g) побудову структурних схем систем керування, опираючись на рівняння алгоритмів.

1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ТЕХНІЧНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

В даному розділі проведено аналітичний огляд технічної літератури, зібрано інформацію про конструкції синхронних машин, конфігурації роторів синхронних двигунів з постійними магнітами та особливості їх будови, а також проведено порівняння синхронних і асинхронних двигунів з постійними магнітами.

Синхронна машина – це машина змінного струму, частота обертання ротору якої рівна частоті обертання магнітного поля статора [1].

Хоча синхронні машини в світовій практиці знайшли своє призначення в більшій мірі у вигляді синхронних генераторів або компенсаторів, використання їх в якості двигунів також має своє місце [2].

Синхронні машини, як і інші електричні машини складаються з рухомого ротора (індуктора) та нерухомого статора (якоря), це є прямою конструкцією електричної машини. Деякі синхронні машини виконуються із зворотною конструкцією, у таких машин індуктор у вигляді електромагніту, або постійних магнітів розташовується на статорі, а обмотка якоря розташовується на роторі [2].

За прямої конструкції синхронної машини, ротор може виконуватись в явнополюсному та неявнополюсному вигляді [2].

На роторі синхронної машини розміщують обмотку збудження. Вона складається з котушок, які розміщені на кожному з полюсів. До обмотки збудження, прикладають постійну напругу через щітково-колекторний вузол, який розташовується на валу машини [2].

Явнополюсні синхронні машини високої потужності, зазвичай виконуються з демпферними обмотками. Вони розташовуються в полюсних наконечниках і по суті являють собою ротор асинхронної машини з короткозамкненим ротором. Її призначення полягає в демпфуванні коливань ротору, при коливанні швидкості [2].

Неявнополюсний ротор виконується суцільним, без демпферних обмоток [2].

Існує інша класифікація синхронних двигунів відповідно до конструкції:

- двигуни з електромагнітним збудженням;

- двигуни ПМ;
- реактивні двигуни;
- гістерезисні двигуни[4].

Новітні дослідження з приводу рідкоземельних магнітних матеріалів, відкривають перспективи в розвитку проектування нових конструкцій синхронних двигунів. Це дозволить їм поширюватись в майбутньому, і в деякій мірі витіснити перешіть асинхронного електроприводу в світовій промисловості. Уже на сьогоднішній день на виробництвах часто можна зустріти синхронні електродвигуни з постійними магнітами потужністю до 15 кВт. В загальному синхронні двигуни з постійними магнітами можуть досягати потужностей понад 1 МВт [3], [4].

Синхронні двигуни з постійними магнітами мають ряд переваг, які роблять цей тип двигунів привабливими до використання. Вони мають високу енергетичну щільність та ефективність, можуть досягати високих значень крутного моменту, та добрі динамічні показники. Саме через це синхронні двигуни з постійними магнітами знайшли своє застосування в автомобілебудуванні, в авіакосмічній галузі, а також в широкому спектрі загальнопромислових приводів [3], [5] [7], [8].

Синхронні двигуни ПМ зазвичай виготовляються з однією з наступних конфігурацій ротора:

(а) класичний (ротор Ф. Меррілла, патент США 2543639, присвоєний компанії General Electric), з виступаючими полюсами, ламінованими полюсними наконечниками і клітковою обмоткою (рис. 1.1а);

(b) ротор із внутрішнім (заглибленим) магнітом (рис. 1.1b);

(c) ротор з поверхневим магнітом (рис. 1.1c);

(d) ротор з вбудованим магнітом (рис. 1.1d);

(e) ротор з симетрично розташованими заглибленими магнітами (рис. 1.1e);

(f) ротор з заглибленими асиметрично розподіленими магнітами, відповідно до патенту Німеччини 1173178, виданим Siemens, який називають *Siemosyn* (рис. 1.1f) [3], [4].

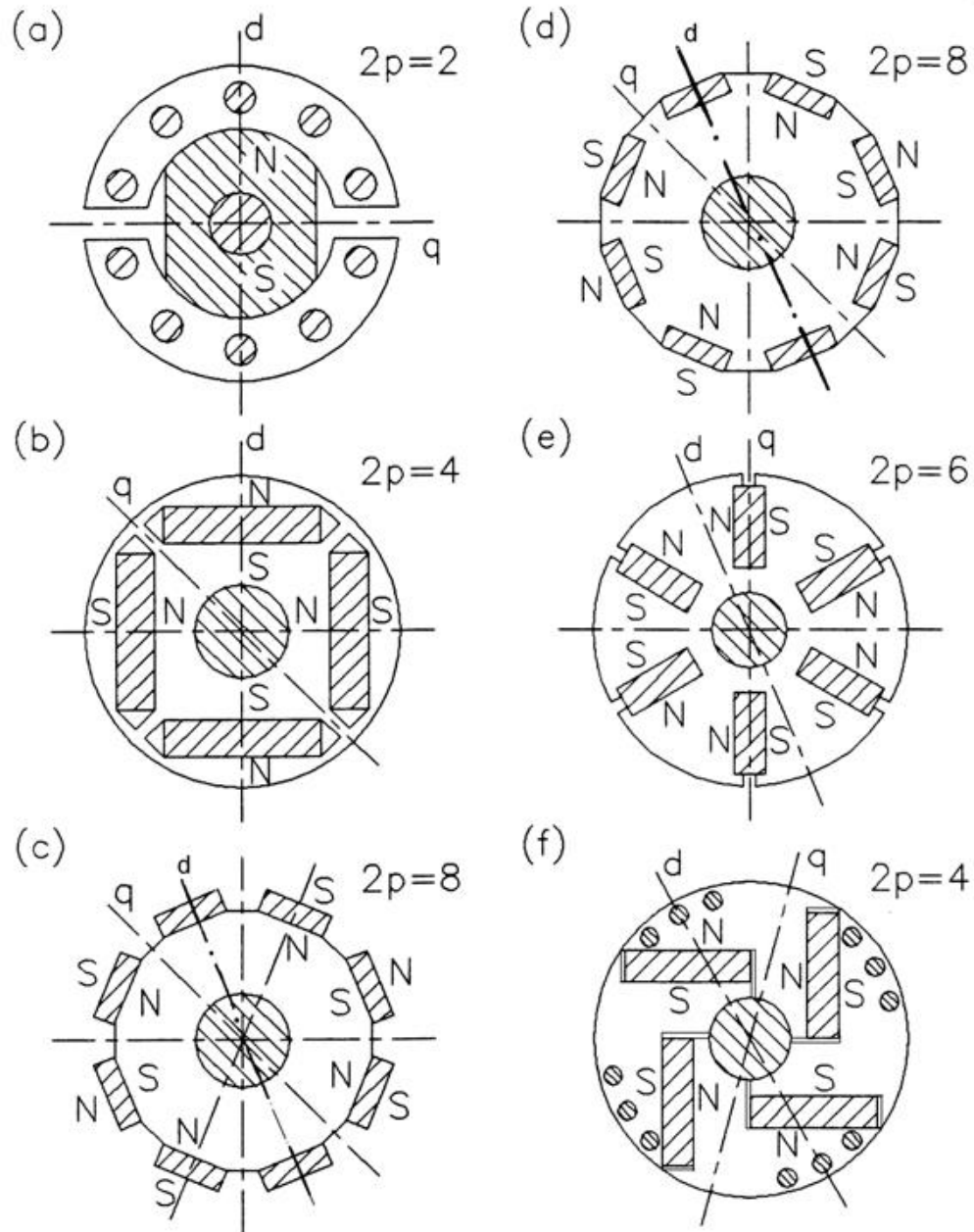


Рисунок 5.1 – Конфігурації ротора синхронних двигунів з постійними магнітами: (a) класична конфігурація (патент США 2543639), (b) ротор з внутрішнім магнітом, (c) ротор з поверхневим магнітом, (d) ротор з вбудованим магнітом, (e) ротор з заглибленими симетрично розподіленими магніти; (f) ротор з асиметрично розподіленими заглибленими магнітами (патент Німеччини 1173178)

Перша вдала конструкція ротору з постійними магнітами, для малих синхронних двигунів, які працюють на високих частотах була запатентована Ф. В. Меррілом. Це чотириполіусний двигун, який подібний до двополіусного (рис. 1.1a). Багатошарове зовнішнє кільце має глибокі вузькі щілини між полюсами магніту (рис. 1.1a). Магніт захищений від розмагнічування, оскільки потік якоря при запуску і реверсі проходить через багатошарові кільця і вузькі щілини, минаючи власне сам магніт. Магнітний матеріал встановлюється на вал за допомогою втулки з алюмінієвого або цинкового сплаву. Товщина багатошарового кільця ротора вибирається такою, щоб щільність магнітного потоку становила приблизно 1,5 Тл, коли ротор і статор зібрані. Щільність магнітного потоку в зубцях ротора може досягати 2 Тл [4], [8].

Ротор з внутрішнім магнітом має радіально розташовані поперемінно намагнічені магніти (рис. 1.1b). Оскільки площа полюса магніту менше площі полюса поверхні ротора, щільність потоку в повітряному зазорі менша, ніж щільність потоку в магніті. Індуктивність по осі d менше, ніж по осі q , оскільки магнітний потік по осі q може проходити через сталеві полюсні наконечники, не перетинаючи постійний магніт. Магніт добре захищений від відцентрових сил. Така конструкція використовується у високочастотних високошвидкісних двигунів [4], [8].

Електродвигун з поверхневими магнітами може бути намагнічений радіально (рис. 5.1c) або іноді по колу. Іноді використовується зовнішній неферромагнітним циліндр з високою провідністю. Він захищає магніт від розмагнічуючої дії реакції якоря і відцентрових сил, забезпечує асинхронний пусковий момент а також діє як демпфер. Якщо використовуються рідкоземельні магніти, індуктивності по осі d і q практично однакові [4].

У двигунах з ротором із вбудованим магнітом (рис. 5.1d) магніти намагнічені радіально і закладені в неглибокі пази. Магнітопровід ротора може бути шихтованим або виготовленим з цільного шматку сталі. У першому випадку необхідно також передбачувати пускову обмотку або зовнішній неферромагнітний циліндр. Індуктивність ротора по осі q більша, ніж по осі d . Загалом, ЕРС E_f ,

індукована дією постійних магнітів нижча, ніж у роторів з поверхневим розташуванням магнітів [4].

Ротор з заглибленими магнітами має намагнічені розташовані по колу магніти, які вбудовані в глибокі пази (рис. 5.1е). Індуктивний опір по осі q більше, ніж по осі d . Така конструкція ротору вимагає обов'язкового використання неферомагнітного матеріалу для валу (рис. 1.2). У разі феромагнітного валу більша частина марного магнітного потоку проходить через вал (рис. 1.1а). Ротор з заглибленим магнітом повинен бути обладнаний неферомагнітним валом (рис. 1.2b) або повинна використовуватися неферомагнітна втулка між феромагнітним валом і сердечником ротора [4], [8].

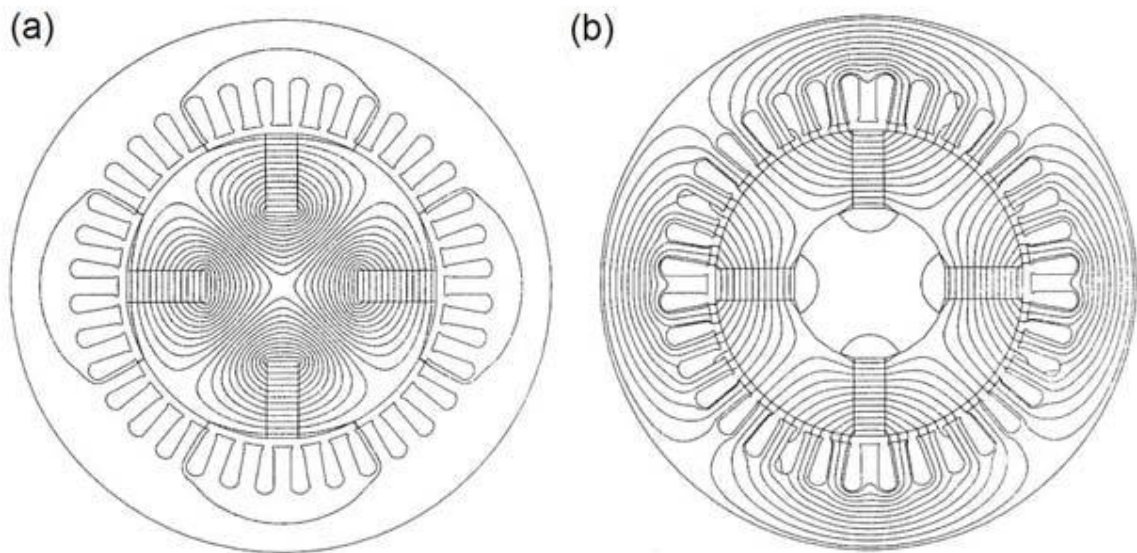


Рисунок 1.2 – Розподіл магнітного потоку в поперечному перерізі синхронного двигуна з заглибленим магнітом: (a) неправильно сконструйований ротор з феромагнітним валом, (b) ротор з неферомагнітним валом [4].

Синхронні двигуни з постійними магнітами, в порівнянні з їх асинхронними аналогами, не мають втрат в обмотці ротора і вимагають простих інверторів з лінійною комутацією, які більш ефективні, ніж інвертори з примусовою комутацією. Таблиця 1.1 містить порівняння швидкості, коефіцієнта потужності $\cos \phi$, повітряного зазору, характеристик момент-напруга і вартості синхронних і асинхронних двигунів. Великий повітряний зазор в синхронних двигунах

робить їх більш надійними, ніж асинхронні. Збільшений повітряний зазор необхідний для мінімізації ефекту реакції якоря, зменшення індуктивності ротора (при необхідності) і підвищення стабільності. Загальні втрати потужності приводу синхронного двигуна з постійними магнітами менші на 43% в порівнянні з приводом асинхронного двигуна [3], [4], [7].

Таблиця 1.1 – Порівняння асинхронних і синхронних двигунів з постійними магнітами [4].

Критерій	Синхронний двигун з постійними магнітами	Асинхронний двигун
Швидкість	Постійна, незалежить від навантаження	Із збільшенням навантаження, зменшується
Коефіцієнт потужності $\cos \varphi$	Регульований. Можлива робота при $\cos \varphi = 1$	Залежить від ширини повітряного зазору. $\cos \varphi = 0.8 \dots 0.9$ при номінальному навантаженні $\cos \varphi = 0.1$ при ненавантаженому двигуні
Ширина повітряного зазору	Від одиниць сотих, до декількох одиниць міліметру	Найменша можлива
Характеристика момент-напруга	Момент прямопропорційний вхідній напрузі	Момент прямопропорційний до квадрату вхідної напруги
Вартість	Більш дорогі ніж асинхронні двигуни	Економічно ефективні

Наприкінці 1970-х років вчені різних галузей науки, почали об'єднувати досягнення в галузі транзисторних інверторів з ШІМ і принципи векторного керування з машинами ІРМ, закладаючи основу для сучасних високопродуктивних

приводів із зворотними зв'язками машин з постійними магнітами з використанням зворотного зв'язку по положенню ротора (див. рис. 1.3) [6].

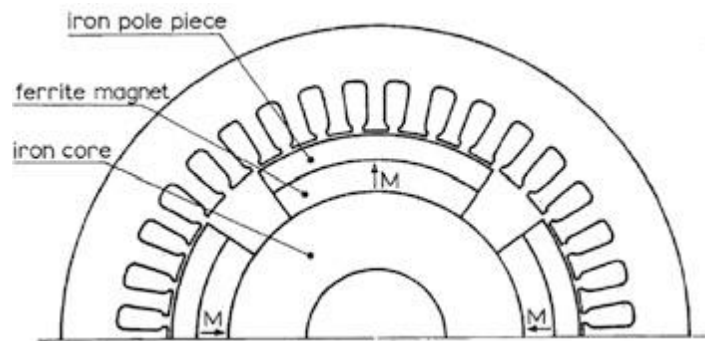


Рисунок 1.3 – Базова 4-полюсна машина ІРМ з феритовими магнітами і без сепаратора ротора, що робить її придатною для векторного управління зі зворотними зв'язками з використанням синусоїдального транзисторного інвертора ШІМ і зворотного зв'язку по положенню ротора [6].

Однією з примітних особливостей поперечного перерізу машини ІРМ на рис. 1.3 є відсутність клітки ротора. З додаванням датчика положення ротора клітина ротора більше не потрібна для створення крутного моменту для прискорення або уповільнення ротора, коли частота інвертора швидко змінюється в схемах управління без зворотного зв'язку. Замість цього зворотний зв'язок по положенню ротора, що передається в контролер приводу, забезпечує основу для «само-синхронної» роботи, гарантуючи, що ротор синхронної машини ніколи не вийде з синхронізму з порушенням регульованої частоти інвертора. В таких умовах наявність клітки ротора стає не тільки непотрібною, а й фактично небажаною, оскільки клітка уповільнює швидкість зміни магнітного потоку в машині, перешкоджаючи швидкій зміні крутного моменту і створюючи небажані перехідні втрати в кліті ротора [6], [8].

Комерційна доступність високоміцних рідкоземельних магнітів, починаючи з магнітів з самарію і кобальту (SmCo) в 1970-х роках, а потім з неодим-залізо-борних магнітів (NdFeB) в 1980-х роках, дозволила досягти значно більш високих значень крутного моменту- і питомої потужності синхронних машин з постійними магнітами. Протягом декількох років після появи цих рідкоземельних магнітів їх застосування в високопродуктивних синхронних приводах

машин з постійними магнітами обмежувалося застосуваннями у спеціалізованих приводах, таких як сервоприводи верстатів і роботів, через високу вартість магнітів. Виробники магнітів з Китаю, використовуючи великі родовища рідкоземельних мінералів в Китаї, поступово досягли успіху в зниженні вартості магнітів NdFeB протягом 1990-х років, відкривши двері для набагато більш широкого використання високопродуктивних приводів машин з постійними магнітами в різних сферах, які не можуть дозволити високої вартості вихідного продукту. Яскравим прикладом для цього стало впровадження як Toyota, так і Honda синхронних машин з постійним магнітом, що використовують магніти NdFeB в трансмісії для їх гібридних електромобілів першого покоління, Prius і Insight, відповідно. У той час як Honda вибрала машину з постійним магнітом з ротором з поверхневим магнітом для своєї конфігурації трансмісії з інтегрованим двигуном-генератором (IMA) першого покоління, Toyota вибрала дві машини з постійним магнітом з роторами із внутрішніми магнітами в кожній зі своїх гібридних трансмісій Synergy (див. рис. 1.4). Поява цих транспортних засобів значно вплинуло на мислення багатьох інших виробників, яким були потрібні високопродуктивні приводи машин в своїй продукції, що призвело до швидкого розширення використання синхронних приводів машин з постійним магнітом на основі NdFeB для широкого спектра нових комерційних і промислових застосувань в наступні роки. У галузі транспорту практично всі інші великі виробники автомобілів у всьому світі взяли приклад з Honda і Toyota, вибравши синхронні машини з постійними магнітами для своїх гібридних і акумуляторно-електричних транспортних засобів. Майже всі ці виробники, включаючи Honda, в кінцевому підсумку перейшли на ту чи іншу форму машин з постійним магнітом з роторами із внутрішніми магнітами, в якості кращої топології машин для своїх тягових приводів [6], [7].

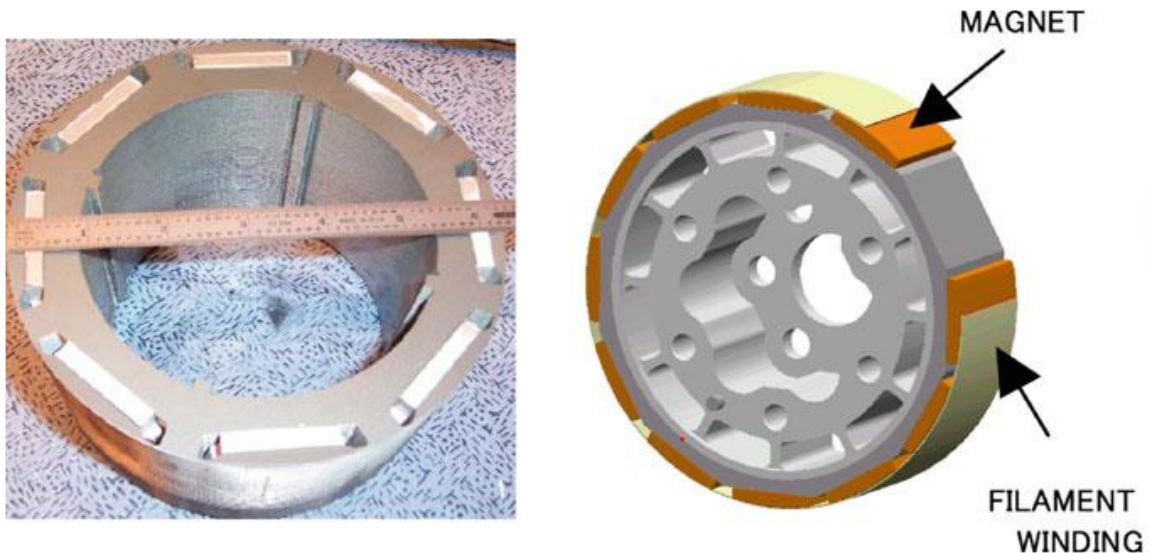


Рисунок 1.4 – Ротори синхронних тягових машин РМ, використовуваних в ранніх поколіннях серійних гібридних електромобілів: лівий ротор IPM від Toyota Prius 2003; правий рендер ротора від Honda Hybrid Civic 2004 [6].

Підводячи підсумки можна говорити, що машини з постійними магнітами, у яких магніти заглиблені у ротор умовно можна віднести до класу явнополюсних машин. Машини магніти у яких розташовані на поверхні ротора умовно відносять до класу неявнополюсних синхронних машин. Це пов'язано неоднорідністю магнітного потоку в роторі, і цілком залежить від конструкції ротора синхронної машини з постійними магнітами. Зазвичай явнополюсність визначається коефіцієнтом магнітної «яскравості» який визначається за виразом (1.1) [6].

$$\xi = \frac{L_q}{L_d} \quad (1.1)$$

де L_d , L_q – індуктивності статора по осям d та q відповідно [6].

Отже провівши аналітичний огляд існуючої літератури, можна дійти висновку, що інформація стосовно явнополюсних синхронних двигунів з постійними магнітами та системи їх керування носить ознайомчий характер. Це пояснюється тим даний тип двигунів став доступною до широкого використання в недалекому минулому, і тільки почав свій стрімкий розвиток. Подальші перспективи розвитку синхронного електроприводу з явнополюсними двигунами з

постійними магнітами в багатьох галузях промисловості та електромобілебудуванні вказує на необхідність наявності методичних матеріалів, для вивчення та засвоєння понять про керування моментом, кутовою швидкістю та кутовим положенням даного типу двигунів студентами.

Отже основним завданням являється чіткий та покроковий синтез наступних алгоритмів керування явнопольсними синхронними двигунами з постійними магнітами:

- a) алгоритм відпрацювання моменту, за умов струмового керування та з керуючим діями у вигляді напруг, що прикладаються до статора;
- b) алгоритм відпрацювання кутової швидкості;
- c) алгоритм відпрацювання кутового положення.

А також провести дослідження динамічних режимів відпрацювання кутової швидкості та кутового положення.

2 СИНТЕЗ АЛГОРИТМІВ КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ ТА КУТОВОЮ ШВИДКІСТЮ

Матеріал даного розділу містить викладення алгоритмів керування моментом та кутовою швидкістю явнополюсних синхронних двигунів з постійними магнітами. Матеріал базується на матеріалах викладених в [9], [10], [11].

2.1 Задача керування моментом

Об'єктом керування виступає динамічна модель явнополюсного СД в системі координат ротора (d-q) зі збудженням постійними магнітами, яка має наступний вигляд [9], [10]

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= \frac{3p_n}{2J} (L_m i_f + (L_d - L_q) i_d) i_q - \frac{M_c}{J}, \\ M &= \frac{3p_n}{2} (L_m i_f + (L_d - L_q) i_d) i_q, \\ \dot{i}_d &= -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p_n \omega i_q + \frac{1}{L_d} u_d, \\ \dot{i}_q &= -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p_n \omega i_d - \frac{L_m i_f}{L_q} p_n \omega + \frac{1}{L_q} u_q,\end{aligned}\tag{2.1}$$

де θ – кутове положення ротора, відносно нерухомого статора, ω – кутова швидкість ротора, відносно нерухомого статора, p_n – кількість пар полюсів СД, J – момент інерції (сумарний приведений до валу двигуна), $L_m i_f = \text{const}$ – магнітний потік створений дією постійних магнітів, L_d , L_q – індуктивності статора по осям d та q відповідно i_d , i_q – струми статора по осям d та q відповідно, M_c – момент статичного навантаження, R – активний опір обмотки статора, u_d , u_q – напруги статора по осям d та q відповідно.

Необхідно сконструювати алгоритм управління, з вектором керуючих струмів, за умов струмового керування двигуном, та вектором керуючих напруг, за умов керування напругою статора, як функцію залежності від вимірюваних

змінних (θ, M, i_d, i_q) за задаючих дій $M^*(t)$ та $i_d^*(t)$, причому як $M^*(t)$ так $i_d^*(t)$ мають відому обмежену першу похідну за часом. Кутова швидкість за умови керування моментом, є зовнішньою обмеженою функцією часу. Параметри двигуна є відомими, і вважаються незмінними [11].

2.2 Цілі керування моментом

1) Асимптотичне відпрацювання моменту та прямої компоненти струму [11]

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i}_d = 0. \quad (2.2)$$

де $\tilde{M} = M^* - M$ – похибка відпрацювання заданої траєкторії моменту, $\tilde{i}_d = i_d^* - i_d$ – похибка відпрацювання заданої траєкторії прямої компоненти струму.

2) Асимптотична розв’язаність керування моментом та прямою компонентою струму [11].

3) Асимптотична лінеаризація підсистем керування моментом та прямою компонентою струму [11].

2.3 Регулятор моменту

Виходячи з рівняння моменту в (2.1) і виразу похибки відпрацювання заданого моменту можна записати [11]

$$M = M^* + \tilde{M} = \frac{3p_n}{2} (L_m i_f + (L_d - L_q) i_d^*) (i_q^* - \tilde{i}_q), \quad (2.3)$$

де $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$ – похибка відпрацювання заданої польової компоненти струму.

Тоді керуюча дія по осі q , запишеться у вигляді [11]

$$i_q^* = \frac{M^*}{\frac{3p_n}{2} (L_m i_f + (L_d - L_q) i_d^*)}. \quad (2.4)$$

Слід відмітити, що завдання $i_d^*(t)$ має бути таким, щоб

$$\frac{3p_n}{2}(L_m i_f + (L_d - L_q) i_d^*) > 0.$$

Структура регулятора положення, відповідно до рівняння (2.4) зображена на рисунку 2.1.

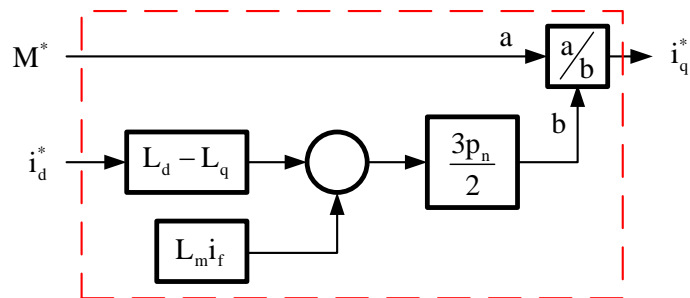


Рисунок 2.1 – Структурна схема регулятора моменту

Вектор керуючих струмів в системі координат статора набуває наступного вигляду [11]

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix} = e^{J p_n \theta} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

$$\text{де } e^{J p_n \theta} = \begin{bmatrix} \cos(p_n \theta) & -\sin(p_n \theta) \\ \sin(p_n \theta) & \cos(p_n \theta) \end{bmatrix}.$$

Компоненти струму i_d , i_q , які в подальшому будуть використовуватись в регуляторах струму, для визначення відповідних похибок відпрацювання, так само можуть бути визначені із реальних значень фізичних величин згідно перетворення Парка-Горєва за виразом [11]

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = e^{-J p_n \theta} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

$$\text{де } e^{-J p_n \theta} = \begin{bmatrix} \cos(p_n \theta) & \sin(p_n \theta) \\ -\sin(p_n \theta) & \cos(p_n \theta) \end{bmatrix}.$$

Виконавши підстановку (2.4) в (2.2), отримаємо рівняння похибки відпрацювання[11]

$$\tilde{M} = \frac{3p_n}{2} (L_m i_f + (L_d - L_q) i_d^*) \tilde{i}_q \quad (2.7)$$

За умов струмового керування $i_q^* = i_q$, $i_d^* = i_d$, а отже і відповідні похибки відпрацювання нульові. Як видно з рівняння динаміки похибки (2.7), при $\tilde{i}_q = 0$, система є лінійною та асимптотично стійкою.

2.4 Регулятор струму по осі q

Для подальшого проектування регулятора струму, необхідно визначити похідну від керуючої дії i_q^* .

Так похідна від заданого струму i_q^* визначається за виразом [11]

$$\dot{i}_q^* = \frac{\dot{M}^*}{\frac{3p_n}{2} (L_m i_f + (L_d - L_q) i_d^*)}. \quad (2.8)$$

Структура блоку розрахунку похідної у відповідності до виразу (2.8) зображена на рисунку 2.2.

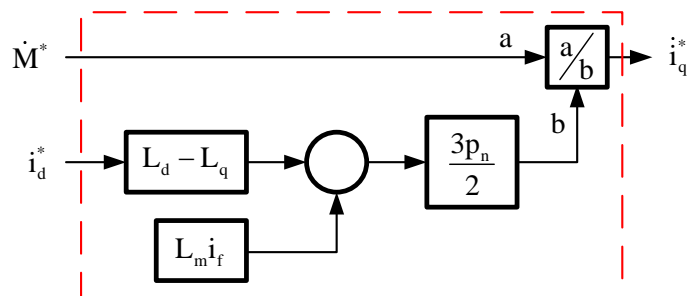


Рисунок 2.2 – Структурна схема блоку розрахунку похідної від заданого струму по осі q

Динаміка похибки відпрацювання струму по осі q виходячи з 5-го рівняння в (2.1) [10]

$$\dot{\tilde{i}}_q = -\frac{R}{L_q} \tilde{i}_q - \frac{L_d}{L_q} p_n \omega i_d - \frac{L_m i_f}{L_q} p_n \omega + \frac{1}{L_q} u_q - \dot{i}_q^* \quad (2.9)$$

Із рівняння динаміки похибки відпрацювання (2.9) сформуємо керуючу дію у вигляді напруги по осі q [10], [13]

$$\begin{aligned} u_q &= R i_q^* + L_d p_n \omega i_d + L_m i_f p_n \omega + L_q (\dot{i}_q^* - k_i \tilde{i}_q - x_q), \\ \dot{x}_q &= k_{ii} \cdot \tilde{i}_q, \end{aligned} \quad (2.10)$$

де k_i , k_{ii} – пропорційний та інтегральний коефіцієнти налаштування регуляторів струму відповідно.

Структуру регулятора струму по осі q, у відповідності до рівнянь (2.10) зображено на рисунку 2.3.

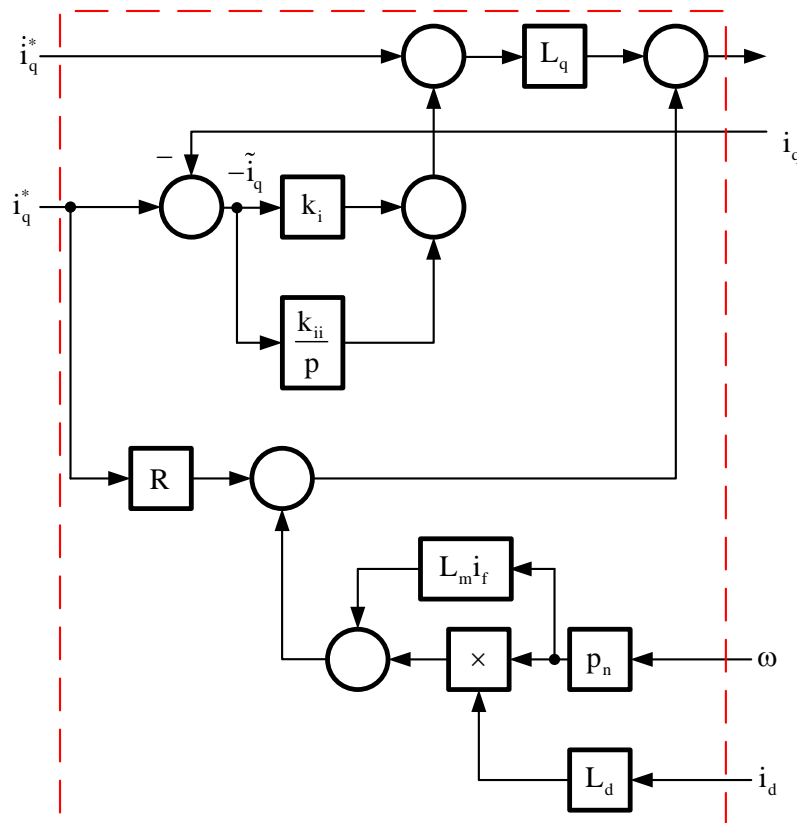


Рисунок 2.3 – Структурна схема регулятора струму по осі q

2.5 Регулятор струму по осі d

Динаміка похибки відпрацювання струму по осі d виходячи з 4-го рівняння в (2.1) [10]

$$\dot{\tilde{i}}_d = -\frac{R}{L_d} \tilde{i}_d + \frac{L_q}{L_d} p_n \omega i_q + \frac{1}{L_d} u_d - \dot{i}_d^* \quad (2.11)$$

Із рівняння динаміки похибки відпрацювання (2.11) сформуємо керуючу дію у вигляді напруги по осі d [10], [13]

$$\begin{aligned} u_d &= R \dot{i}_d^* - L_q p_n \omega i_q + L_d (\dot{i}_d^* - k_i \tilde{i}_d - \dot{x}_d), \\ \dot{x}_d &= k_{ii} \tilde{i}_d. \end{aligned} \quad (2.12)$$

Структуру регулятора струму по осі d, у відповідності до рівнянь (2.12) зображено на рисунку 2.4.

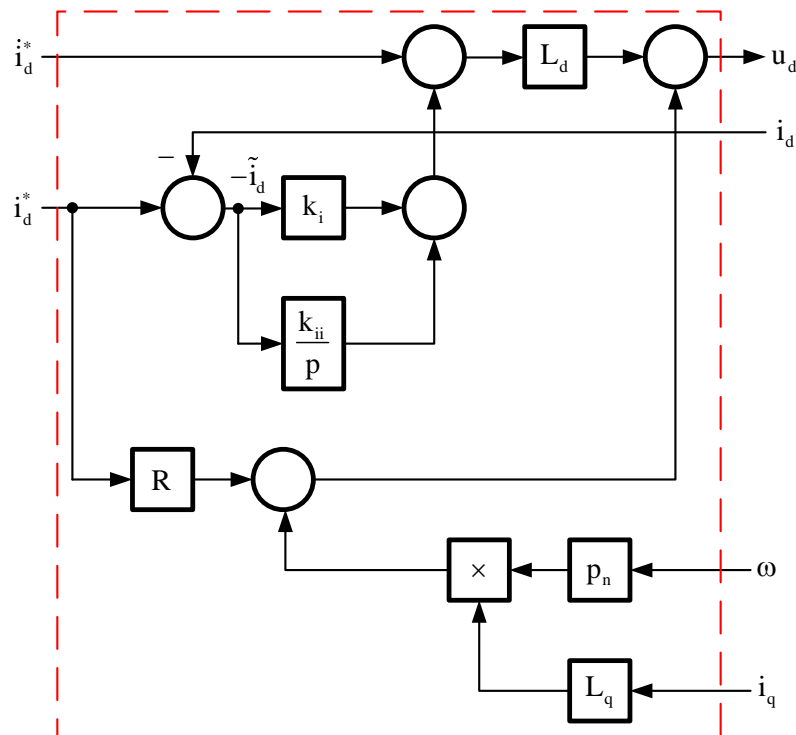


Рисунок 2.4 – Структурна схема регулятора струму по осі d

Вектор керуючих напруг в системі координат статора набуває наступного вигляду [11]

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \end{pmatrix} = e^{j p_n \theta} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix}. \quad (2.13)$$

Виконавши підстановку (2.10) та (2.12) в (2.1), отримаємо рівняння динаміки похибок [11]

$$\begin{aligned} \tilde{M} &= \frac{3p_n}{2} (L_m \tilde{i}_f + (L_d - L_q) \tilde{i}_d^*) \tilde{i}_q, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -k_{iq} \tilde{i}_q - x_q - \frac{k_\omega}{\mu} \tilde{M}_c, \\ \dot{x}_q &= k_{ii} \tilde{i}_q, \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -k_{id} \tilde{i}_d - x_d, \\ \dot{x}_d &= k_{ii} \tilde{i}_d. \end{aligned} \quad (2.14)$$

$$\text{де } k_{iq} = k_i + \frac{R}{L_q}, \quad k_{id} = k_i + \frac{R}{L_d}.$$

Як видно з рівнянь динаміки похибок (2.14), за будь яких додатних значень коефіцієнтів налаштування регуляторів струму $k_i, k_{ii}, k_{id}, k_{iq}$ система є лінійною та асимптотично стійкою.

Оптимізація динаміки похибок відпрацювання забезпечується за рахунок вибору коефіцієнтів налаштування регуляторів (2.10), (2.12), щодо стандартної лінійної системи 2-го порядку. Так для стандартного налаштування з коефіцієнтом демпфування $\xi = 0.707$ використовується співвідношення $k_{ii} = \frac{k_i^2}{2}$, а для $\xi = 1$ використовується $k_{ii} = \frac{k_i^2}{4}$ [11].

Структурна схема системи керування моментом СДПМ, з керуючою дією у вигляді напруг статора, зображена на рисунку 2.5.

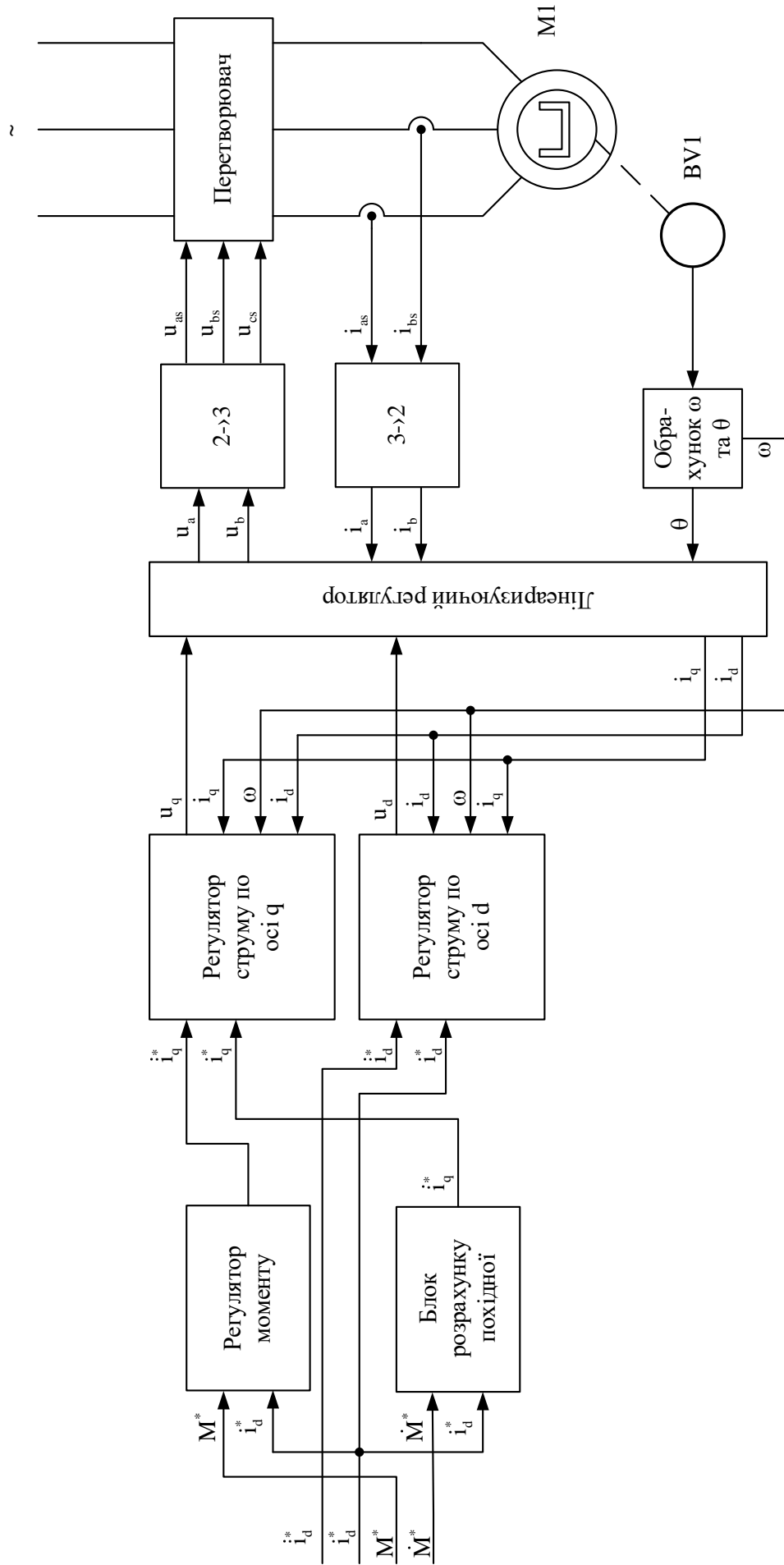


Рисунок 2.5 – Структурна схема системи керування моментом СДПМ

На рисунку 2.5, можна побачити структурні блоки регулятора моменту (рис. 2.1), блоку розрахунку похідної (рис. 2.2), регулятор струму по осі q (рис. 2.3), регулятор струму по осі d (рис. 2.4), а також блок лінеаризуючого регулятора, який виконує пряме та зворотнє перетворення координат (перетворення Парка-Горьєва), який зображено на рисунку 2.6.

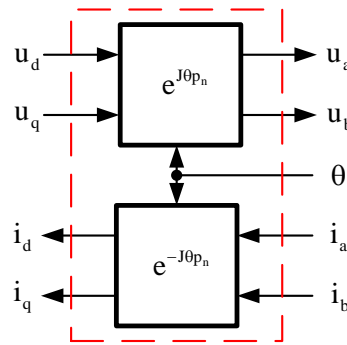


Рисунок 2.6 – Структура блоку лінеаризуючого регулятора

Для взаємозв'язку реальних електричних трифазних змінних електричної машини та двофазних змінних керуючих дій використовуються наступні вирази [12]

$$\mathbf{x}_{(ab)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \mathbf{x}_{(abc)} \triangleq [3 \rightarrow 2] \mathbf{x}_{(abc)}, \quad (2.15)$$

де $[3 \rightarrow 2]$ – матриця перетворення векторів трифазних змінних $\mathbf{x}_{(abc)}$ до двофазних $\mathbf{x}_{(ab)}$; $\mathbf{x}_{(ab)}$ – вектор у двофазній системі координат (a – b).

Зворотнє перетворення визначається у вигляді [12]

$$\mathbf{x}_{(abc)} = [2 \rightarrow 3] \mathbf{x}_{(ab)}, \quad (2.16)$$

$$\text{де } [2 \rightarrow 3] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}.$$

2.6 Дослідження динаміки відпрацювання вихідних координат системи керування моментом, з керуючою дією у вигляді напруг статора

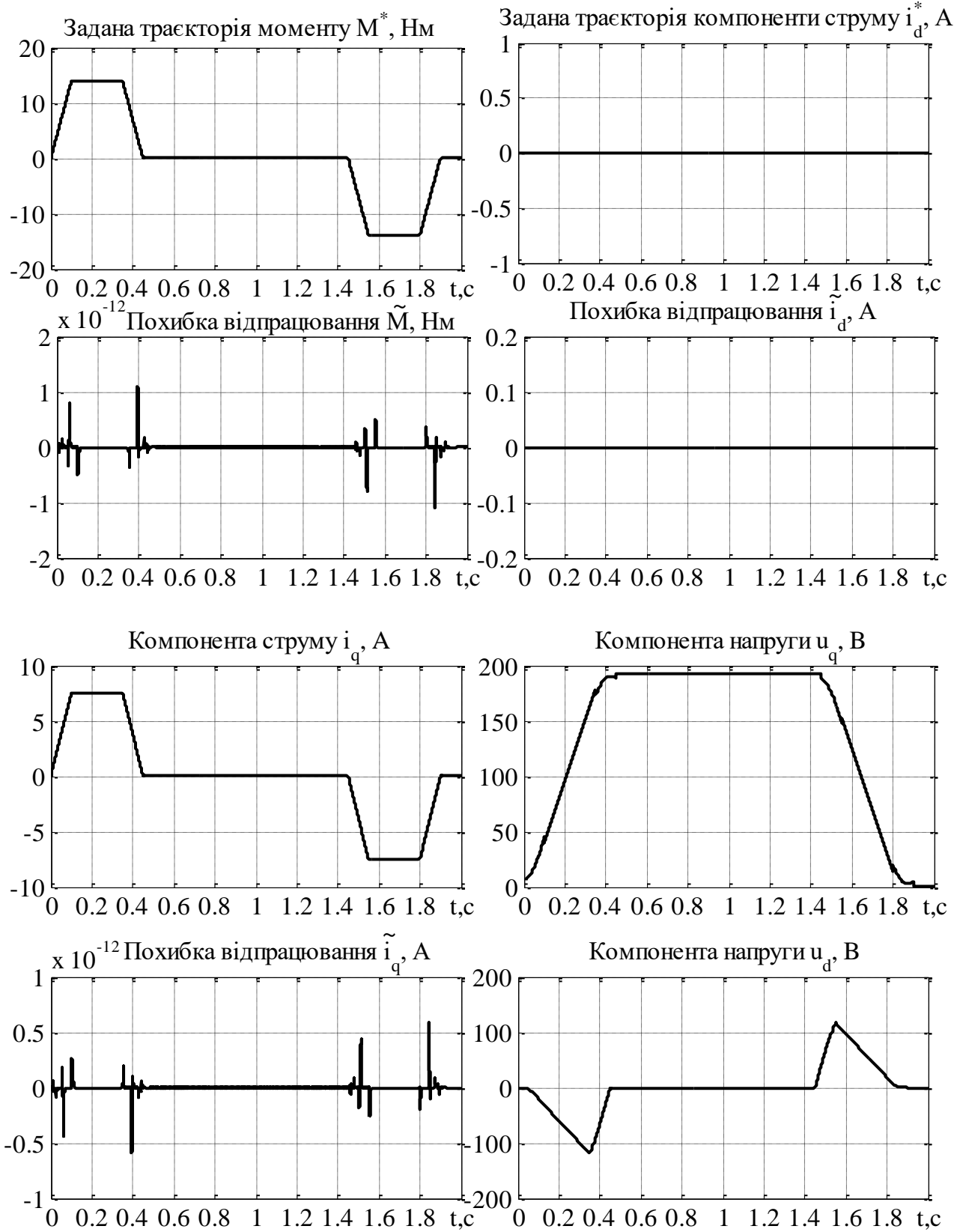
Проведемо дослідження динаміки спроектованої системи векторного керування моментом СД.

Послідовність керування, яка прийнята для моделювання системи керування моментом наступна: Завдання на відпрацювання заданого моменту $M^* = 13.9$ Нм на інтервалі часу від $t = 0.1$ с до $t = 0.35$ с, $M^* = -13.9$ Нм на інтервалі часу від $t = 1.55$ с до $t = 1.9$ с. Обмеження похідної від заданого моменту за модулем становить $\dot{M}^* = 139$ Нм/с.

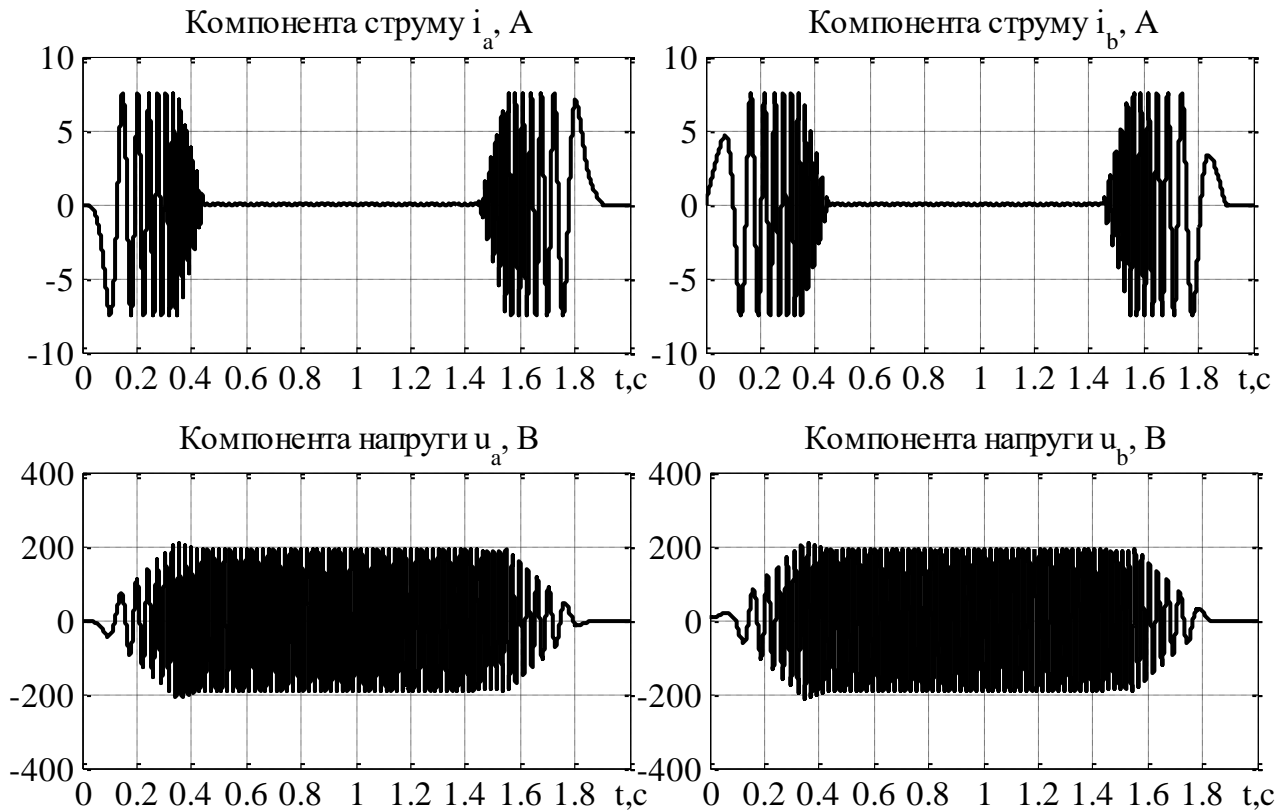
Налаштування коефіцієнтів регуляторів прийняті наступні: $k_i = 1000$, $k_{ii} = \frac{k_i^2}{2}$.

Провівши математичне моделювання системи керування моментом, згідно рівнянь регулятора моменту (2.4), регулятора струму по осі q (2.10), регулятора струму по осі d (2.12), у відповідності до вищевказаної послідовності керування отримаємо графіки перехідних процесів, які зображені на рисунку 2.7.

Для моделювання використовується програмний модуль IPMSMT (дод. Б). Параметри двигуна визначені згідно дод. А.



a)



б)

Рисунок 2.7 – Графіки перехідних процесів системи векторного керування моментом

Вигляд графіків перехідних процесів, зображених на рисунку 2.7, доводять, що цілі керування, визначені в (2.2) – досягнуті.

2.7 Задача керування кутовою швидкістю

Об'єктом керування виступає динамічна модель явнополюсного СД в системі координат ротора (d-q) (2.1).

Необхідно сконструювати алгоритм управління, з вектором керуючих струмів, за умов струмового керування двигуном, та вектором керуючих напруг, за умов керування напругою статора, як функцію залежності від вимірюваних змінних $(\theta, \omega, i_d, i_q)$ за задаючих дій $\omega^*(t)$ та $i_d^*(t)$, причому $i_d^*(t)$ має відому обмежену першу похідну за часом, а $\omega^*(t)$ – відому обмежену першу і другу похідні за часом. Параметри двигуна є відомими, і вважаються незмінними. Момент

статичного навантаження – невідомий, але обмежений, та такий, який змінюється повільно, або є постійним [10].

2.8 Цілі керування кутовою швидкістю

1) Асимптотичне відпрацювання кутової швидкості та прямої компоненти струму [10], [11]

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i}_d = 0, \quad (2.17)$$

де $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$ – похибка відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості.

2) Асимптотична розв'язаність керування кутовою швидкістю та прямою компонентою струму [10], [11].

3) Асимптотична лінеаризація підсистем керування кутовою швидкістю та прямою компонентою струму [10], [11].

2.9 Регулятор швидкості

Модель СД (2.1) записана у вигляді похибок відпрацювання [10], [11]

$$\dot{\tilde{\omega}} = \mu(\tilde{i}_q + i_q^*) - \hat{M}_c - \tilde{M}_c - \dot{\omega}^* + \frac{3p_n}{2J}(L_d - L_q)\tilde{i}_d i_q, \quad (2.18)$$

де $\tilde{M}_c = \frac{M_c}{J} - \hat{M}_c$ – похибка оцінювання моменту навантаження,

\hat{M}_c – оцінка моменту навантаження $\frac{M_c}{J} = \text{const}$, $\mu = \frac{3p_n}{2J}(L_m i_f + (L_d - L_q)i_d^*) > 0$ –

за умов $i_d^* = 0$, коли потік задається тільки дією постійних магнітів величина $\mu = \text{const}$.

Регулятор швидкості, який визначається з (2.18), представлений у вигляді [10]

$$\begin{aligned} i_q^* &= \frac{1}{\mu}(\hat{M}_c + \dot{\omega}^* - k_\omega \tilde{\omega}), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega}, \end{aligned} \quad (2.19)$$

де k_ω , $k_{\omega i}$ – пропорційний та інтегральний коефіцієнти налаштування регулятора швидкості відповідно.

Структура регулятора швидкості відповідно до рівняння (2.19) зображено на рисунку 2.8.

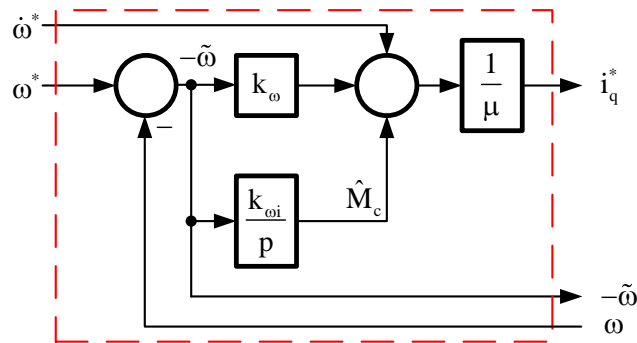


Рисунок 2.8 – Структурна схема регулятора швидкості

Вектор керуючих струмів в системі координат статора запишеться в такому ж вигляді, як це визначено в (2.6).

Виконавши підстановку (2.19) в (2.18), отримаємо рівняння динаміки похибок у вигляді [10], [11]

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\omega}} &= -k_\omega \tilde{\omega} - \tilde{M}_c + \mu \tilde{i}_q + \frac{3p_n}{2J}(L_d - L_q)\tilde{i}_d(\tilde{i}_q + i_q^*), \\ \dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i} \tilde{\omega}.\end{aligned}\tag{2.20}$$

За умов струмового керування $i_q^* = i_q$, $i_d^* = i_d$, а отже і відповідні похибки відпрацювання нульові. Як видно з рівнянь динаміки похибок (2.20), за будь яких додатних значень коефіцієнтів налаштування регулятора швидкості k_ω , $k_{\omega i}$, при $\tilde{i}_q = \tilde{i}_d = 0$, система є лінійною та асимптотично стійкою.

Стандартні для лінійної системи 2-го порядку співвідношення коефіцієнтів налаштування регулятора швидкості: з коефіцієнтом демпфування $\xi = 0.707$

використовується співвідношення $k_{\omega i} = \frac{k_{\omega}^2}{2}$, а для $\xi = 1$ використовується

$$k_{\omega i} = \frac{k_{\omega}^2}{4} \quad [11].$$

2.10 Регулятор струму по осі q

Для подальшого проектування регулятора струму, так само як це було у випадку системи керування моментом, необхідно визначити похідну від заданого струму i_q^* , яка запишеться як [10]

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

Як можна побачити із рівняння (2.21), можна виділити відому \dot{i}_{q1}^* та невідому \dot{i}_{q2}^* складові похідної [10]

$$\begin{aligned} \dot{i}_{q1}^* = & \frac{1}{\mu} (\dot{M}_c + \ddot{\omega}^*) - \frac{k_{\omega}}{\mu} (-k_{\omega} \tilde{\omega} + \mu \tilde{i}_q + \frac{3p_n}{2J} (L_d - L_q) \tilde{i}_d i_q) - \\ & - \frac{1}{\mu^2} (\dot{\omega}^* - k_{\omega} \tilde{\omega}) \frac{3p_n}{2J} (L_d - L_q) \dot{i}_d^*, \\ \dot{i}_{q2}^* = & \frac{k_{\omega}}{\mu} \tilde{M}_c. \end{aligned} \quad (2.22)$$

Структура блоку розрахунку відомої складової похідної від заданого струму у відповідності до 1-го рівняння в (2.22) зображена на рисунку 2.9.

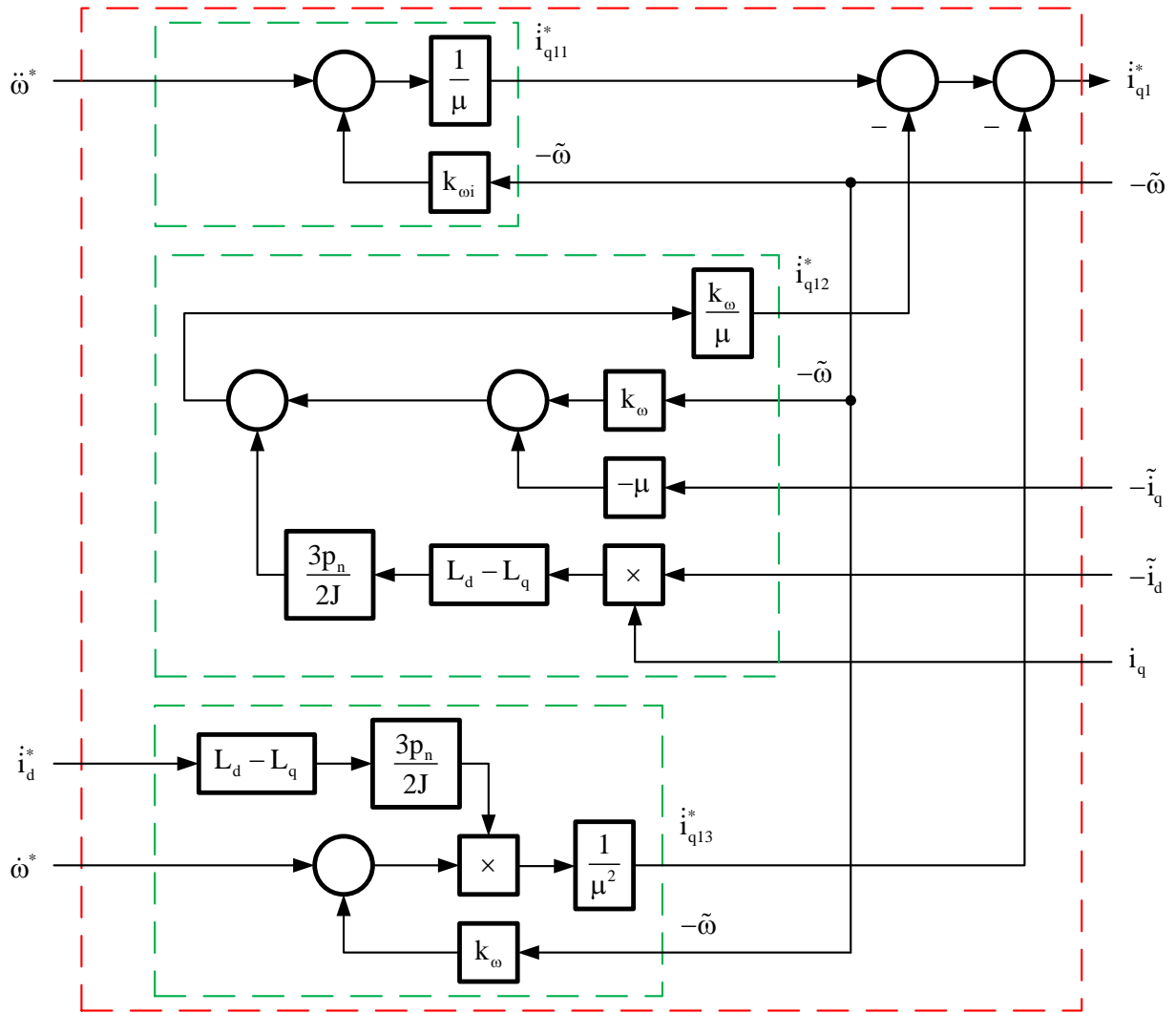


Рисунок 2.9 – Структурна схема блоку розрахунку відомої складової похідної від заданого струму i_q^*

Динаміка похибки відпрацювання струму по осі q запишеться так само як в рівнянні (2.9). Із рівняння динаміки похибки відпрацювання (2.9) сформуємо керуючу дію у вигляді напруги по осі q [10], [13]

$$\begin{aligned} u_q &= R i_q^* + L_d p_n \omega i_d + L_m i_f p_n \omega + L_q (\dot{i}_{q1}^* - k_i \tilde{i}_q - x_q), \\ \dot{x}_q &= k_{ii} \tilde{i}_q. \end{aligned} \quad (2.23)$$

Структуру регулятора струму по осі q , у відповідності до рівнянь зображено на рисунку 2.10.

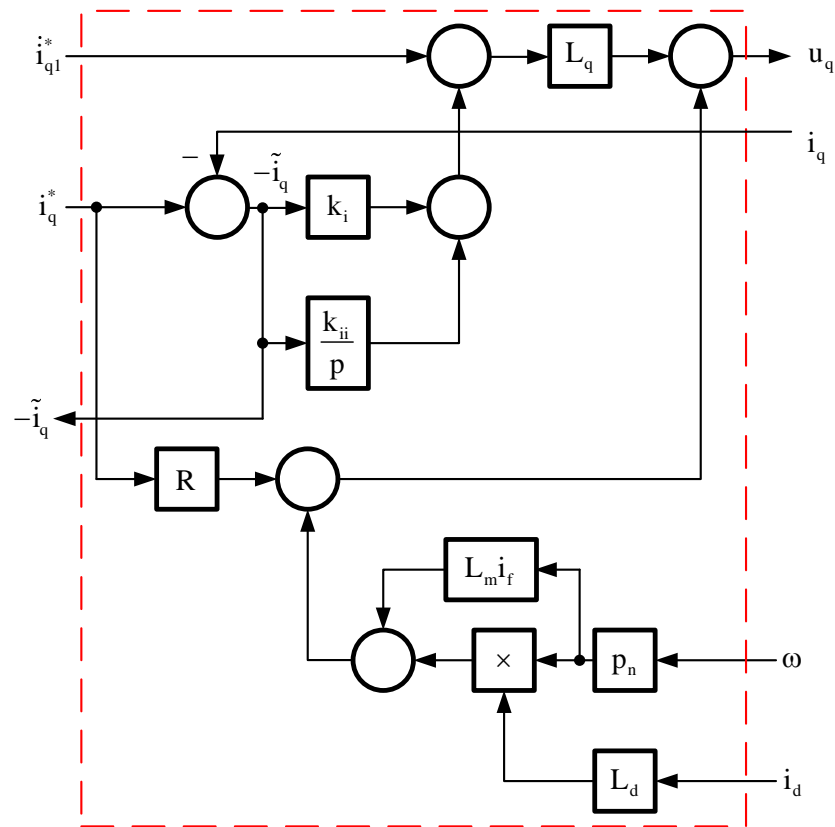


Рисунок 2.10 – Структурна схема регулятора струму по осі q системи керування кутовою швидкістю

Динаміка похибки відпрацювання струму по осі d запишеться так само як в рівнянні (2.11). Вираз для керуючої дії у вигляді напруги по осі d матиме такий самий вигляд як і у випадку керування моментом (2.12). Вектор керуючих напруг в системі координат статора визначено як у виразі (2.13). Структурна схема регулятора струму по осі d , для системи керування кутовою швидкістю, повинна мати також вихід із похибкою відпрацювання струму по осі d , як це зображено на рисунку 2.11. Також ідентична модифікація внесена до структурної схеми регулятора струму по осі q (рис. 2.10). Це зроблено для того щоб повторно не розраховувати відповідні похибки відпрацювання струмів в блоці розрахунку відомої складової похідної від заданого струму i_q^* .

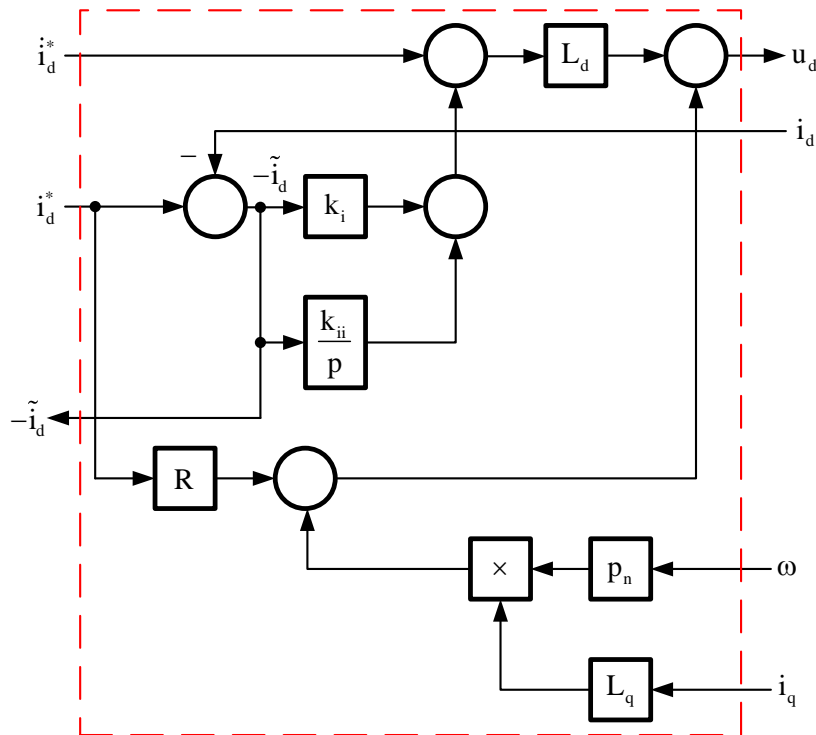


Рисунок 2.11 – Структурна схема регулятора струму по осі d системи керування кутовою швидкістю

Виконавши підстановку (2.23) та (2.12) в, (2.1) отримаємо рівняння динаміки похибок які запишуться як [10], [11]

$$\begin{aligned}
 \dot{\tilde{\omega}} &= -k_{\omega}\tilde{\omega} - \tilde{M}_c + \mu\tilde{i}_q + \frac{3p_n}{2J}(L_d - L_q)\tilde{i}_d(\tilde{i}_q + i_q^*), \\
 \dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i}\tilde{\omega}, \\
 \dot{\tilde{i}}_q &= -k_{iq}\tilde{i}_q - x_q - \frac{k_{\omega}}{\mu}\tilde{M}_c, \\
 \dot{x}_q &= k_{ii}\tilde{i}_q, \\
 \dot{\tilde{i}}_d &= -k_{id}\tilde{i}_d - x_d, \\
 \dot{x}_d &= k_{ii}\tilde{i}_d,
 \end{aligned} \tag{2.24}$$

$$\text{де } k_{iq} = k_i + \frac{R}{L_q}, \quad k_{id} = k_i + \frac{R}{L_d}.$$

Структурна схема системи керування кутовою швидкістю явнополюсних СДПМ, з керуючою дією у вигляді напруг статора, зображена на рисунку 2.12.

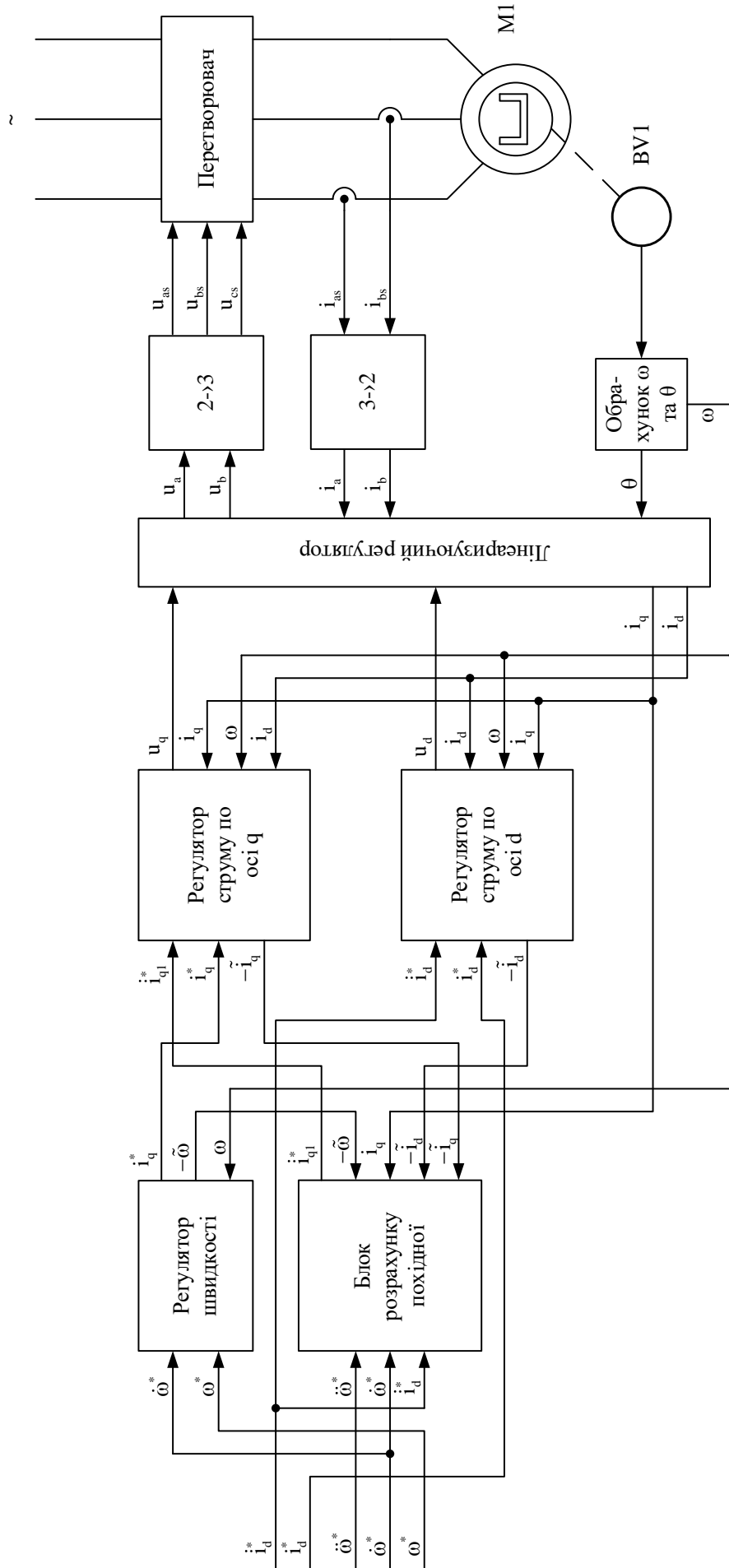


Рисунок 2.12 – Структурна схема системи керування кутовою швидкістю СДПМ

На рисунку 2.12, можна побачити структурні блоки регулятора швидкості (рис 2.8), блоку розрахунку похідної (рис. 2.9), регулятор струму по осі q (рис. 2.10), регулятор струму по осі d (рис. 2.11), блок лінеаризуючого регулятора (рис. 2.6).

Як видно з рівнянь динаміки похибок (2.24), за будь яких додатних значень коефіцієнтів налаштування регулятора швидкості k_ω , $k_{\omega i}$, та регуляторів струму k_i , k_{ii} система є лінійною та асимптотично стійкою.

2.11 Дослідження динаміки системи керування кутовою швидкістю

Проведемо дослідження динаміки спроектованої системи векторного керування кутовою швидкістю явнополісного СД.

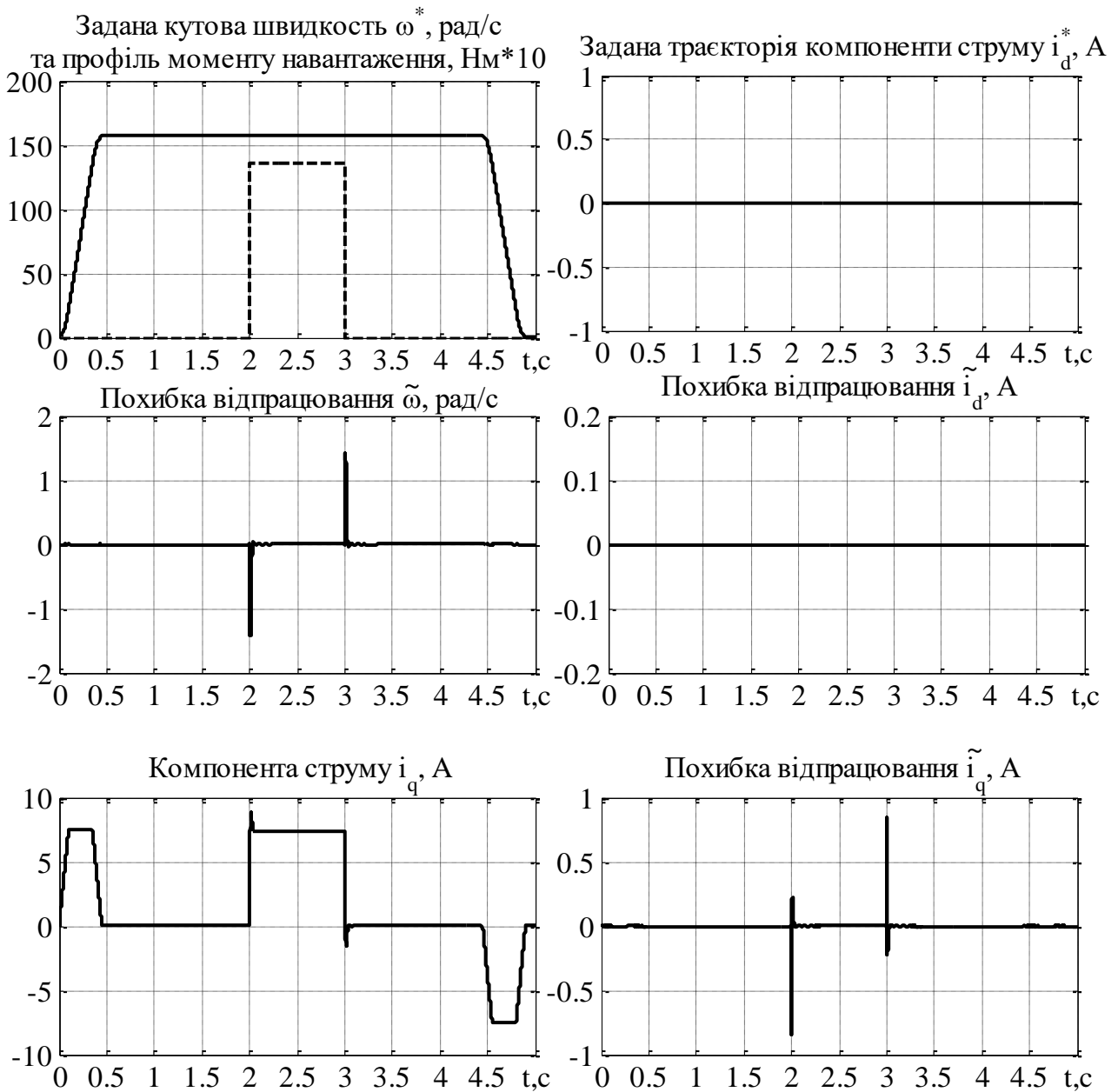
1. Послідовність керування, яка прийнята для моделювання системи керування моментом наступна: Завдання кутової швидкості задане у вигляді траєкторії 2-го порядку. Розгін відбувається з нульової швидкості, на $t = 0$ с, та досягає кінцевого значення $\omega^* = 157$ рад / с на $t = 0.5$ с, з обмеженням 1-ї, та 2-ї похідних $\dot{\omega}^* = 450$ рад/с² та $\ddot{\omega}^* = 4500$ рад/с³ відповідно. Гальмування до нульової швидкості починається на $t = 4.5$ с, і триває 0.5 с.
2. Завдання прямої компоненти струму i_d^* задане нульовим, на протязі всього тесту.
3. Момент статичного навантаження $M_c = 13.6$ Нм прикладається на $t = 2$ с, а на відмітці $t = 3$ с спадає до нуля.

Налаштування коефіцієнтів регуляторів прийняті наступні: $k_\omega = 200$, $k_{\omega i} = \frac{k_\omega^2}{2}$, $k_i = 1000$, $k_{ii} = \frac{k_i^2}{2}$.

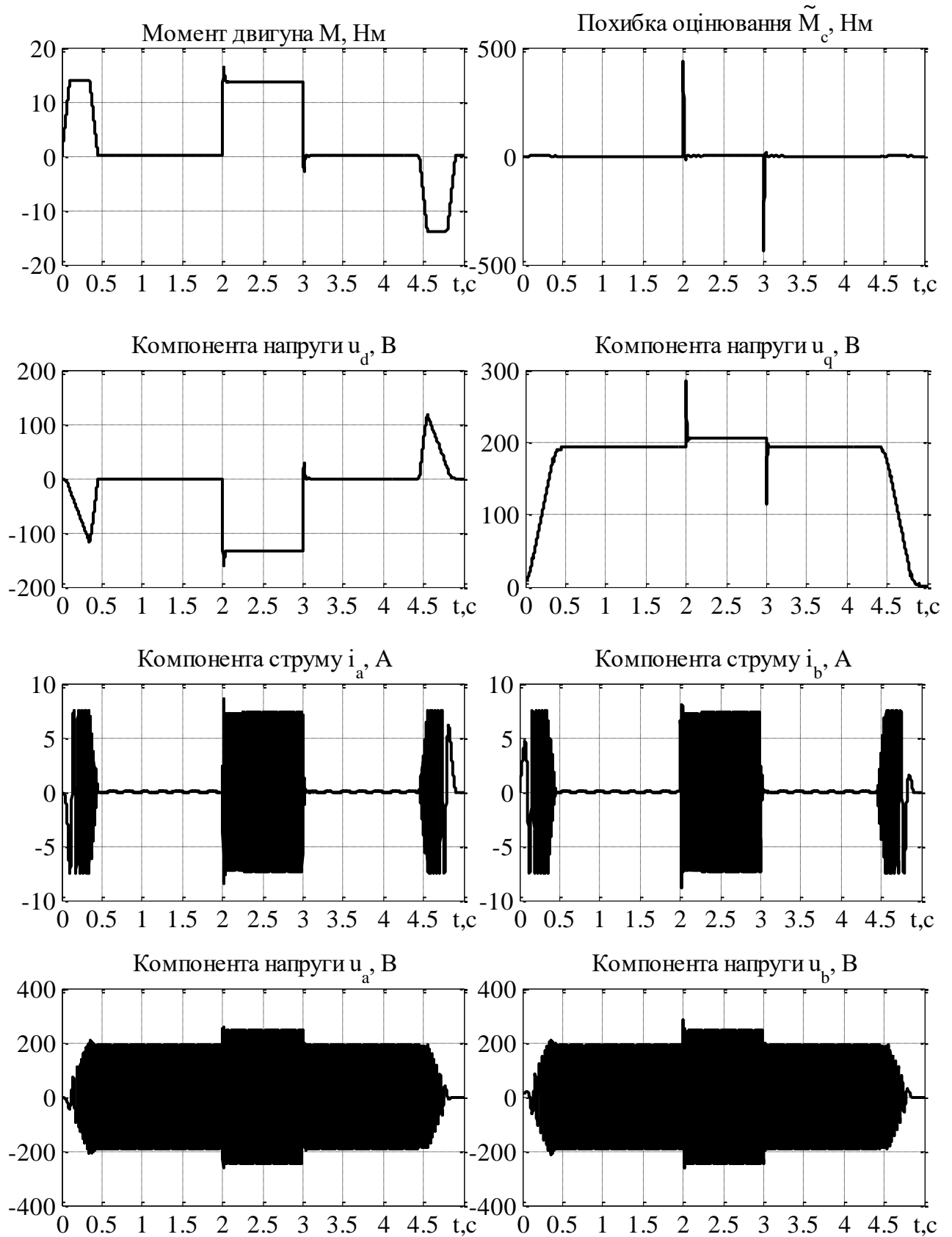
Провівши математичне моделювання системи керування моментом, згідно рівнянь регулятора швидкості (2.19), регулятора струму по осі q (2.23),

регулятора струму по осі d (2.12), у відповідності до вищевказаної послідовності керування отримаємо графіки перехідних процесів, які зображені на рисунку 2.13.

Для моделювання використовується програмний модуль IPMSMW (дод. В). Параметри двигуна визначені згідно дод. А.



a)



б)

Рисунок 2.13 – Графіки перехідних процесів системи векторного керування кутовою швидкістю

Вигляд графіків перехідних процесів, зображених на рисунку 2.13, доводять, що цілі керування, визначені в (2.17) – досягнуті.

2.12 Висновок

Результатом роботи за даним розділом є готові алгоритми керування моментом та кутовою швидкістю СД.

Покрокове викладення матеріалу з поясненнями дозволяє використовувати викладене в якості навчально-методичних матеріалів для вивчення відповідних систем керування явнополюсними СД.

За графіками перехідних процесів, отриманими в результаті математичного моделювання (рис. 2.7 і 2.13) можна сказати, що синтезовані алгоритми керування моментом та кутовою швидкістю повністю задовольняють поставлені задачі цілі керування.

Особливу увагу приділено розробленим структурним схемам, побудованим поблочно, виокремлюючи кожен регулятор в окремий блок, які дозволяють наочно показати структуру алгоритмів керування, не використовуючи складні математичні вирази, що може значно спростити викладення матеріалу для студентів.

3 СИНТЕЗ АЛГОРИТМУ КЕРУВАННЯ КУТОВИМ ПОЛОЖЕННЯМ

Матеріал цього розділу носить навчальний характер, він направлений на вивчення системи керування кутовим положенням явнополюсних СДПМ, і базується на матеріалах викладених в [11], [14], [15], [16].

3.1 Задача керування кутовим положенням

Об'єктом керування виступає динамічна модель явнополюсного СД в системі координат ротора (d-q) зі збудженням від постійних магнітів (2.1).

Необхідно сконструювати алгоритм управління, з вектором керуючих струмів, за умов струмового керування двигуном, та вектором керуючих напруг, за умов керування напругою статора, як функцію залежності від вимірюваних змінних $(\theta, \omega, i_d, i_q)$ за задаючих дій $\theta^*(t)$ та $i_d^*(t)$, причому $i_d^*(t)$ має відому обмежену першу похідну за часом, а $\theta^*(t)$ – відому обмежену першу, другу та третю похідні за часом. Параметри двигуна є відомими, і вважаються незмінними. Момент статичного навантаження – невідомий, але обмежений, та такий, який змінюється повільно, або є постійним [11], [16].

3.2 Цілі керування системи керування кутовим положенням

1) Асимптотичне відпрацювання положення та прямої компоненти струму [11], [14], [15]

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

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

2) Асимптотична розв'язаність керування положенням та прямою компонентою струму [11].

3) Асимптотична лінеаризація підсистем керування кутовим положенням, кутовою швидкістю та прямою компонентою струму [11].

3.3 Регулятор положення

Рівняння динаміки похибки відпрацювання кутового положення, яке випливає з 1-го рівняння динамічної моделі двигуна (2.1) запишеться у вигляді [11], [14]

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

Виходячи із рівняння (3.2), задане значення кутової швидкості записується наступним чином [15], [16]

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

де k_{θ} – коефіцієнт налаштування пропорційної складової регулятора положення.

Структурну схему регулятора положення у відповідності до рівняння (3.3) зображено на рисунку 3.1.

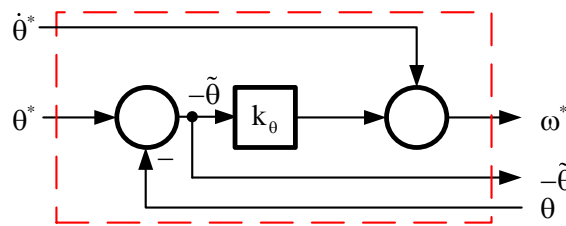


Рисунок 3.1 – Структурна схема регулятора положення

Виконавши підстановку (3.3) в (3.2), маємо рівняння динаміки похибки відпрацювання кутового положення [15]

$$\ddot{\tilde{\theta}} = -k_{\theta} \tilde{\theta} + \ddot{\omega}. \quad (3.4)$$

3.4 Регулятор швидкості

Рівняння динаміки похибки відпрацювання кутової швидкості з 2-го рівняння в (2.1), враховуючи (3.3) і (3.4) запишеться так [11] [14]

$$\dot{\tilde{\omega}} = \mu(\tilde{i}_q + i_q^*) - \hat{M}_c - \tilde{M}_c - (\ddot{\theta}^* - k_{\theta}(-k_{\theta} \tilde{\theta} + \ddot{\omega})) + \frac{3p_n}{2J}(L_d - L_q)\tilde{i}_d i_q \quad (3.5)$$

Рівняння регулятора швидкості, виходячи з (3.5) набуває вигляду [11], [14], [16]

$$\begin{aligned} i_q^* &= \frac{1}{\mu} (\hat{M}_c + \ddot{\theta}^* + k_{\theta}^2 \tilde{\theta} - (k_{\omega} + k_{\theta}) \tilde{\omega}), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i} \cdot \tilde{\omega}. \end{aligned} \quad (3.6)$$

Структура регулятора швидкості відповідно до виразу (3.6) зображено на рисунку 3.2.

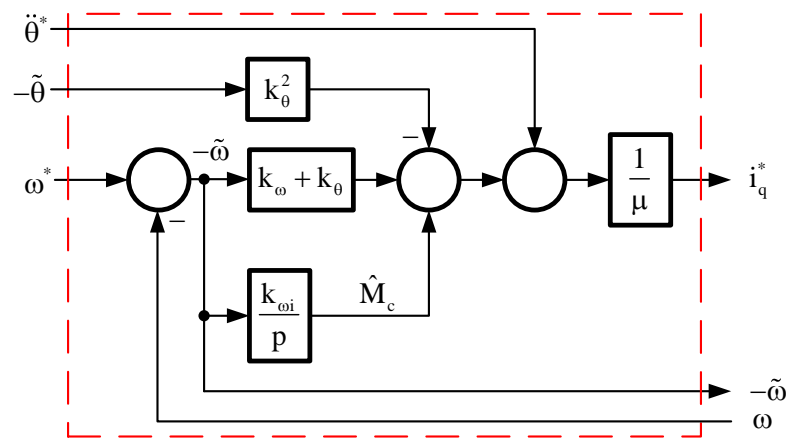


Рисунок 3.2 – Структурна схема регулятора швидкості системи керування кутовим положенням

Вектор керуючих струмів в системі координат статора можна записати в такому ж вигляді, як це визначено в (2.6).

Виконавши підстановку (3.6) в (3.5), отримаємо рівняння динаміки похибок у вигляді [16]

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\omega}} &= -k_{\omega} \cdot \tilde{\omega} - \tilde{M}_c + \mu \cdot \tilde{i}_q + \frac{3 \cdot p_n}{2 \cdot J} \cdot (L_d - L_q) \cdot \tilde{i}_d \cdot (\tilde{i}_q + i_q^*), \\ \dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i} \cdot \tilde{\omega}. \end{aligned} \quad (3.7)$$

За умов струмового керування $i_q^* = i_q$, $i_d^* = i_d$, а отже і відповідні похибки відпрацювання нульові. Як видно з рівнянь динаміки похибок (3.7), за будь яких додатних значень коефіцієнтів налаштування регулятора положення k_{θ} та

регулятора швидкості k_ω , $k_{\omega i}$, при $\tilde{i}_q = \tilde{i}_d = 0$, система є лінійною та асимптотично стійкою.

Для налаштування регулятора швидкості використовують стандартні для лінійної системи 2-го порядку співвідношення коефіцієнтів.

3.5 Регулятор струму по осі q

Для подальшого проектування регулятора струму, так само як це було в випадку систем керування моментом, та керування кутовою швидкістю, необхідно визначити похідну від заданого струму \dot{i}_q^* , яку можна записати наступним чином [11], [16]

$$\begin{aligned} \dot{i}_q^* = & \frac{1}{\mu} (\dot{\tilde{M}}_c + \ddot{\tilde{\theta}}^*) + \frac{k_\theta}{\mu} (k_\theta \tilde{\theta} + \tilde{\omega}) - \\ & - \frac{k_\omega + k_\theta}{\mu} (-k_\omega \tilde{\omega} + \mu \tilde{i}_q + \frac{3p_n}{2J} (L_d - L_q) \tilde{i}_d \dot{i}_q) - \\ & - \frac{1}{\mu^2} (\ddot{\tilde{\theta}}^* + k_\theta^2 \tilde{\theta} - (k_\omega + k_\theta) \tilde{\omega}) \frac{3p_n}{2J} (L_d - L_q) \dot{i}_d^* + \frac{k_\omega + k_\theta}{\mu} \tilde{M}_c \triangleq \dot{i}_{q1}^* + \dot{i}_{q2}^*. \end{aligned} \quad (3.8)$$

Як можна побачити із рівняння (3.8), можна виділити відому складову \dot{i}_{q1}^* та невідому складову \dot{i}_{q2}^* від похідної

$$\begin{aligned} \dot{i}_{q1}^* = & \frac{1}{\mu} (\dot{\tilde{M}}_c + \ddot{\tilde{\theta}}^*) + \frac{k_\theta}{\mu} (k_\theta \tilde{\theta} + \tilde{\omega}) - \\ & - \frac{k_\omega + k_\theta}{\mu} (-k_\omega \tilde{\omega} + \mu \tilde{i}_q + \frac{3p_n}{2J} (L_d - L_q) \tilde{i}_d \dot{i}_q) - \\ & - \frac{1}{\mu^2} (\ddot{\tilde{\theta}}^* + k_\theta^2 \tilde{\theta} - (k_\omega + k_\theta) \tilde{\omega}) \frac{3p_n}{2J} \cdot (L_d - L_q) \dot{i}_d^*, \\ \dot{i}_{q2}^* = & \frac{k_\omega + k_\theta}{\mu} \tilde{M}_c. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Структурна схема блоку розрахунку відомої складової від похідної від заданого струму по осі q зображена на рисунку 3.3.

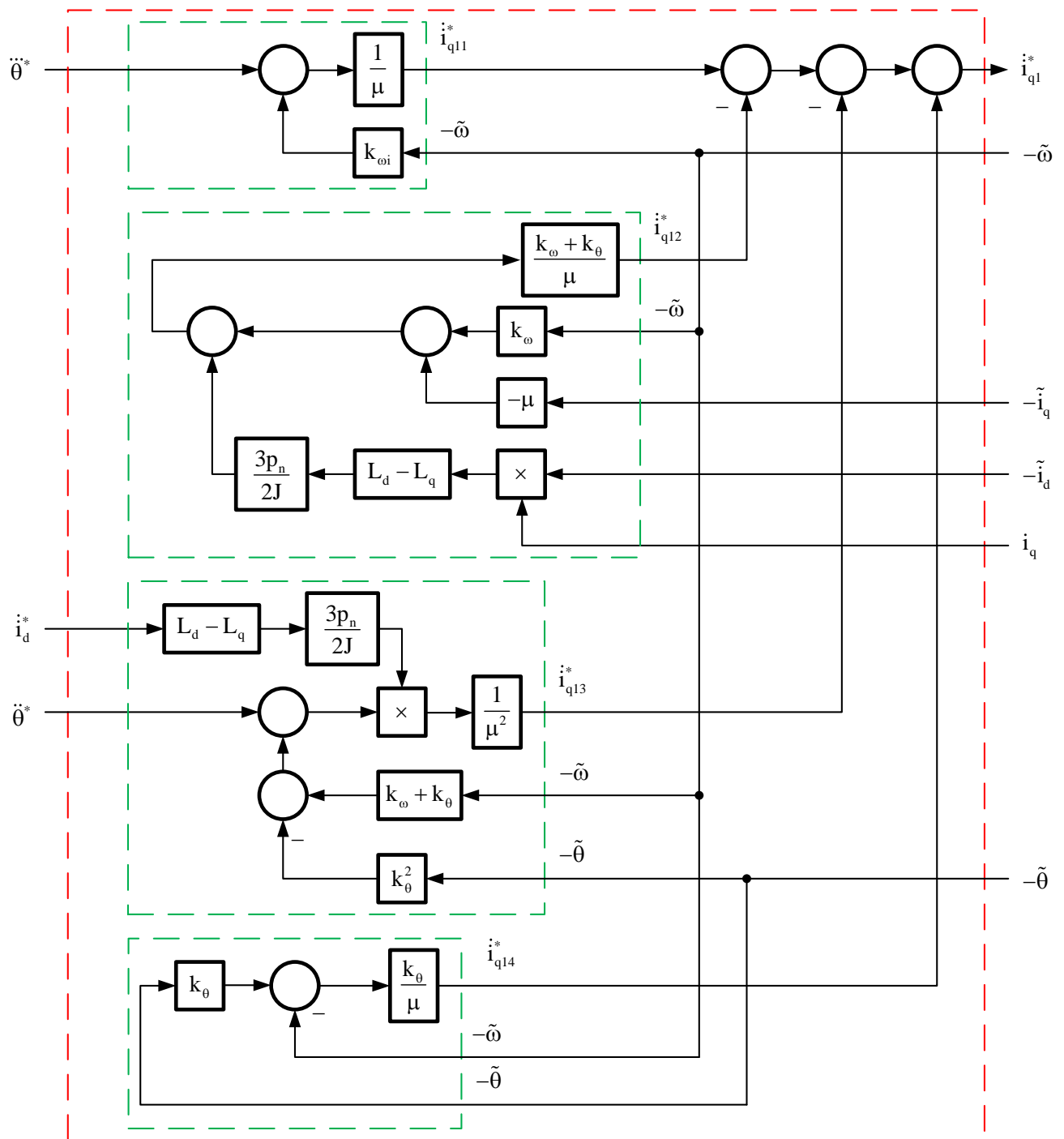


Рисунок 3.3 – Структурна схема блоку розрахунку відомої складової від похідної від заданого струму по осі q

Динаміка похибки відпрацювання струму по осі q запишеться так само як в рівнянні (2.9), а вираз для керуючої дії (напруги по осі q) має такий же вигляд як аналогічний вираз в системі керування кутовою швидкістю (2.23).

Динаміка похибки відпрацювання струму по осі d запишеться так само як в рівнянні (2.11). Вираз для керуючої дії у вигляді напруги по осі d матиме такий самий вигляд як i у випадку керування моментом (2.12). Вектор керуючих напруг в системі координат статора визначено як у виразі (2.13).

Структурні схеми регуляторів струму по осі q та d , для системи керування кутовим положенням, повинні мати вихід із похибкою відпрацювання струму по осі d , як це зображено на рисунках 2.10 і 2.11.

Виконавши підстановку (2.23) та (2.12) в (2.1), з розрахунком похідної \dot{i}_q^* згідно (3.8), отримаємо рівняння динаміки похибок [16]

$$\begin{aligned}\ddot{\tilde{\theta}} &= -k_{\theta} \cdot \tilde{\theta} - \tilde{\omega}, \\ \ddot{\tilde{\omega}} &= -k_{\omega} \cdot \tilde{\omega} - \tilde{M}_c + \mu \cdot \tilde{i}_q + \frac{3 \cdot p_n}{2 \cdot J} \cdot (L_d - L_q) \cdot \tilde{i}_d \cdot i_q, \\ \ddot{\tilde{M}}_c &= -k_{\omega i} \cdot \tilde{\omega}, \\ \ddot{\tilde{i}}_q &= -k_{iq} \cdot \tilde{i}_q - x_q - \frac{(k_{\omega} + k_{\theta})}{\mu} \cdot \tilde{M}_c, \\ \dot{x}_q &= k_{ii} \cdot \tilde{i}_q, \\ \ddot{\tilde{i}}_d &= -k_{id} \cdot \tilde{i}_d - x_d, \\ \dot{x}_d &= k_{ii} \cdot \tilde{i}_d.\end{aligned}\tag{3.10}$$

Як видно з рівнянь динаміки похибок (3.10), за будь яких додатних значень коефіцієнтів налаштування регулятора положення k_{θ} , регулятора швидкості k_{ω} , $k_{\omega i}$ та регуляторів струмів k_i , k_{ii} система є лінійною та асимптотично стійкою.

Структурна схема системи керування кутовим положенням явнополюсних СДПМ, з керуючою дією у вигляді напруг статора, зображена на рисунку 3.4.

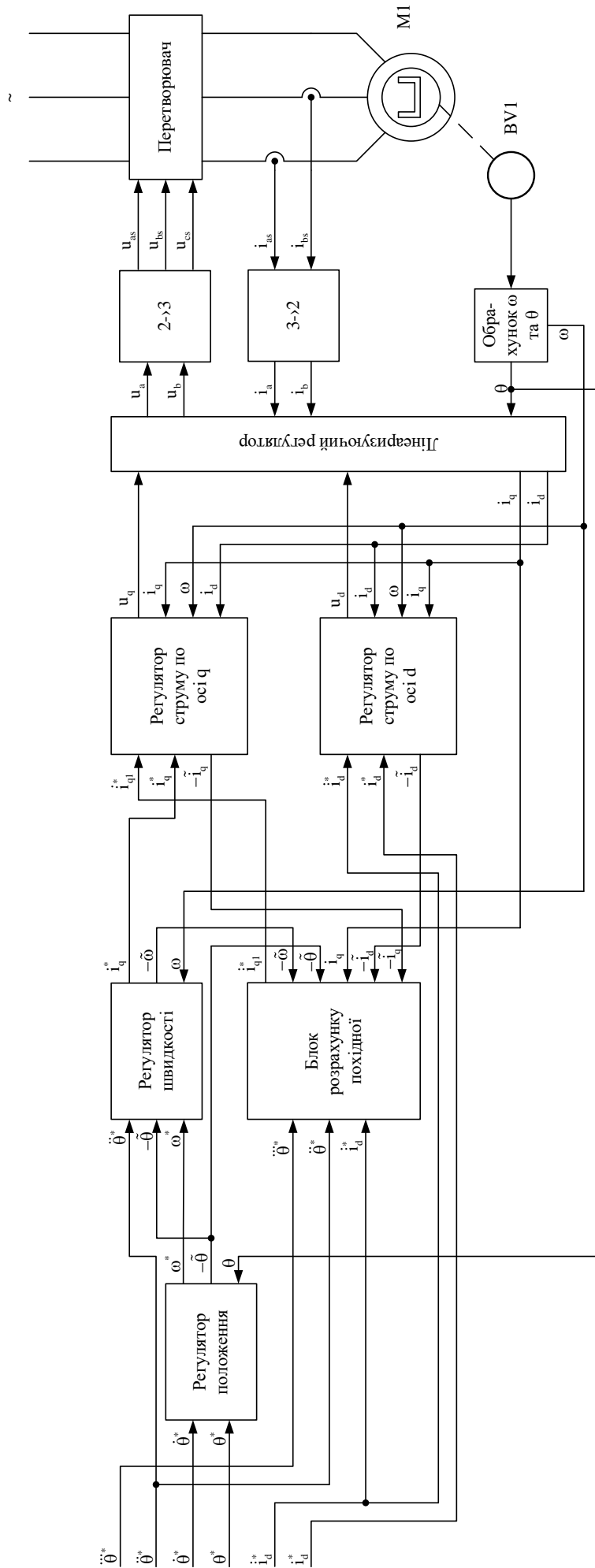


Рисунок 3.4 – Структурна схема системи керування кутовим положенням СДПМ

На рисунку 3.4, можна побачити структурні блоки регулятора положення (рис. 3.1) регулятора швидкості (рис. 3.2), блоку розрахунку похідної (рис. 3.3), регулятор струму по осі q (рис. 2.10), регулятор струму по осі d (рис. 2.11), блок лінеаризуючого регулятора (рис. 2.6).

3.6 Дослідження динаміки

Проведемо дослідження динаміки спроектованої системи векторного керування кутовим положенням СД.

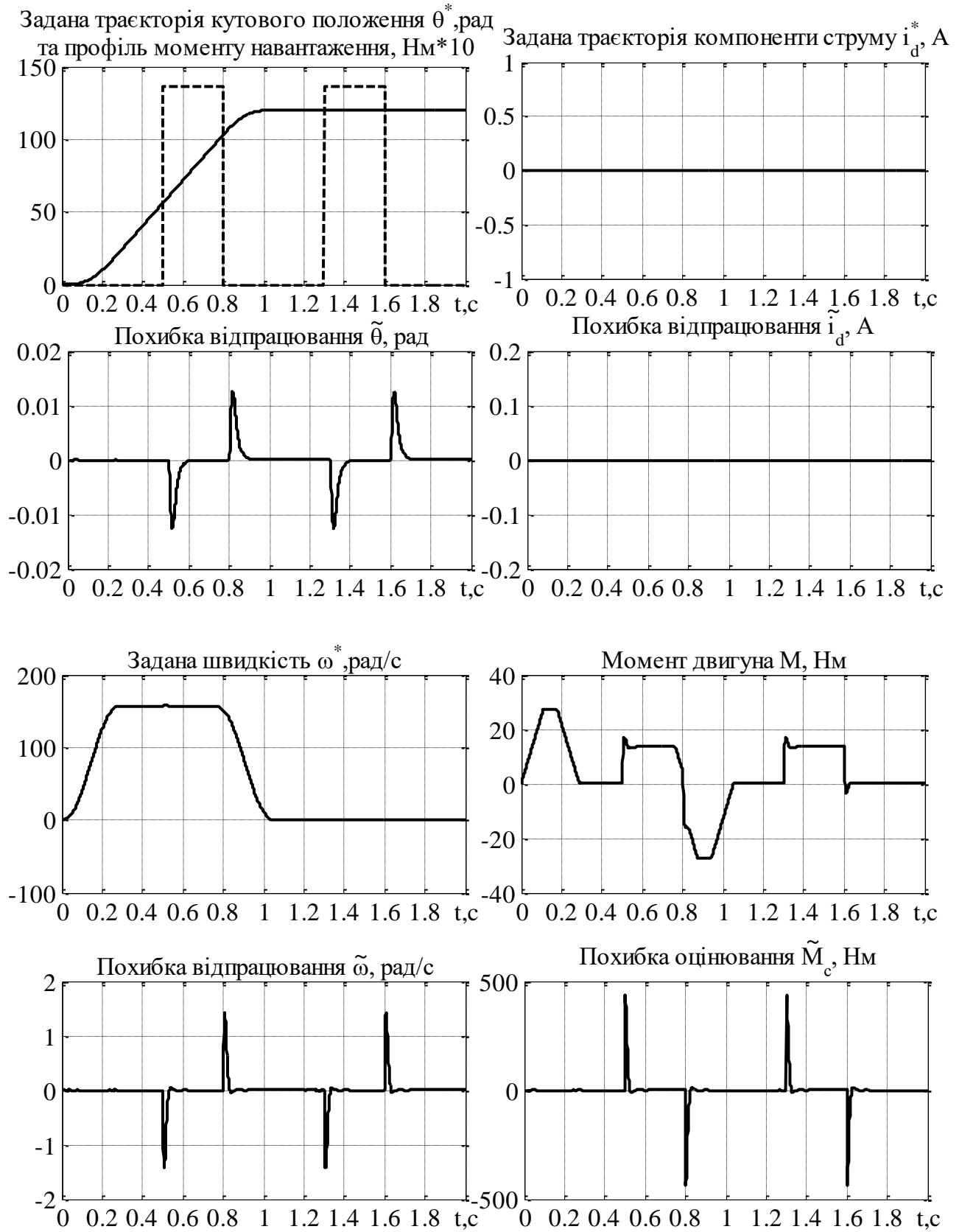
1. Завдання на відпрацювання кутового положення задане у вигляді траєкторії 3-го порядку. Початкове кутове положення ротора $\theta = 0$ рад, відпрацювання завдання починається на $t = 0$ с, та досягає кінцевого значення $\theta^* = 120$ рад на $t = 1$ с, з обмеженням 1-ї, 2-ї та 3-ї похідних $\dot{\theta}^* = 157$ рад/с, $\ddot{\theta}^* = 877$ рад/с², та $\ddot{\theta}^* = 8000$ рад/с³ відповідно.
2. Завдання прямої компоненти струму i_d^* задане нульовим, на протязі всього тесту.
3. Момент статичного навантаження $M_c = 13.6$ Нм прикладається на етапі відпрацювання заданого кутового положення впродовж інтервалу часу $t = 0.5 \dots 0.8$ с, та на етапі утримання заданого кутового положення (на нульовій швидкості) впродовж інтервалу часу $t = 1.3 \dots 1.6$ с спадає до нуля.

Налаштування коефіцієнтів регуляторів прийняті наступні: $k_\theta = 50$,

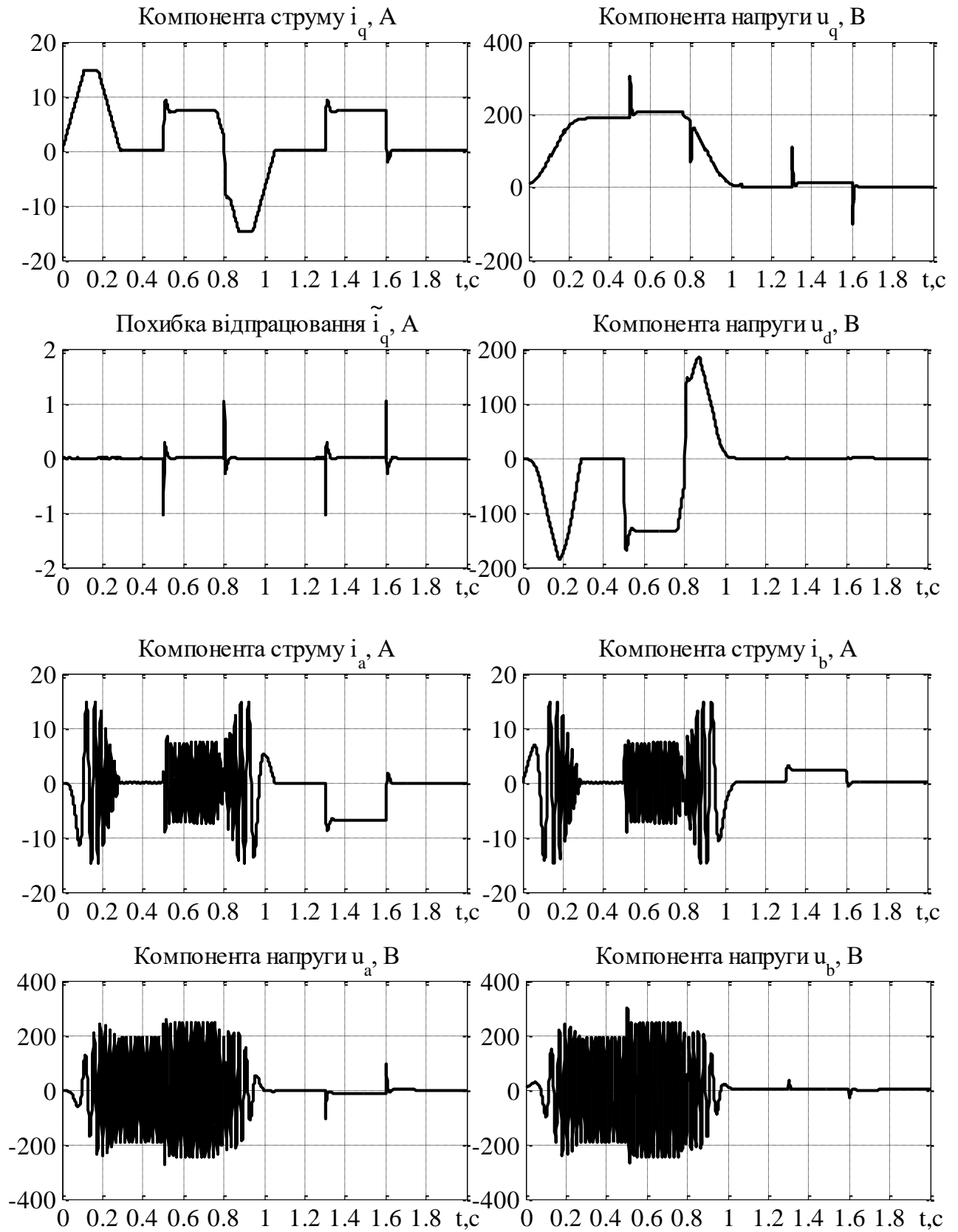
$$k_\omega = 200, k_{\omega i} = \frac{k_\omega^2}{2}, k_i = 1000, k_{ii} = \frac{k_i^2}{2}.$$

Провівши математичне моделювання системи керування моментом, згідно рівнянь регулятора положення (3.3), регулятора швидкості (3.6), регулятора струму по осі q (2.23), регулятора струму по осі d (2.12), у відповідності до вказаної послідовності керування отримаємо графіки перехідних процесів, які зображені на рисунку 3.5.

Для моделювання використовується програмний модуль IPMSMP (дод. Г). Параметри двигуна визначені згідно дод. А.



a)



б)

Рисунок 3.5 – Графіки перехідних процесів системи векторного керування кут-
вим положенням

Вигляд графіків перехідних процесів, зображених на рисунку 3.5, доводять, що цілі керування, визначені в (3.1) – досягнуті.

3.7 Висновок

Результатом за даним розділом є навчальні матеріали, для вивчення системи керування кутовим положенням синхронного явнополюсного двигуна з постійними магнітами. Викладені матеріали містять покроковий синтез регуляторів положення та швидкості, а також блоку формування похідної від заданого струму i_q^* . Послідовність викладення матеріалу дозволяє використовувати викладене для навчальних цілях. Всі розроблені регулятори викладені у вигляді блочних структурних схем, які дозволяють викладати матеріал, не використовуючи складні математичні вирази.

Дослідження динаміки системи керування кутовим положення, методом математичного моделювання (рис 3.5), показало що синтезований алгоритм керування повністю задовольняє поставлені цілі та задачі керування.

4 ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ РЕЖИМІВ ВІДПРАЦЮВАННЯ КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ І ПОЛОЖЕННЯ

В даному розділі проведено дослідження динамічних режимів відпрацювання вихідних координат систем керування кутовою швидкістю та керування кутовим положенням. Відповідні дослід виконані з метою перевірки точності та швидкодії системи по відпрацюванню вихідних координат за умов спрощених алгоритмів керування, з точки зору математичного моделювання системи керування двигуном.

4.1 Повний алгоритм керування кутовою швидкістю

Алгоритм керування кутовою швидкістю явноплюсних СДПМ, як було визначено раніше, складається з декількох блоків рівнянь:

Регулятор швидкості

$$\begin{aligned} i_q^* &= \frac{1}{\mu} (\hat{M}_c + \dot{\omega}^* - k_\omega \tilde{\omega}), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega}. \end{aligned} \quad (4.1)$$

Рівняння розрахунку відомої складової похідної від завдання струму по осі q

$$\begin{aligned} \dot{i}_{q1}^* &= \frac{1}{\mu} (\dot{\hat{M}}_c + \ddot{\omega}^*) - \frac{k_\omega}{\mu} (-k_\omega \tilde{\omega} + \mu \tilde{i}_q + \frac{3p_n}{2J} (L_d - L_q) \tilde{i}_d \dot{i}_q) - \\ &- \frac{1}{\mu^2} (\dot{\omega}^* - k_\omega \tilde{\omega}) \frac{3p_n}{2J} (L_d - L_q) \dot{i}_d^*. \end{aligned} \quad (4.2)$$

Регулятор струму по осі q

$$\begin{aligned} u_q &= R i_q^* + L_d p_n \omega \dot{i}_d + L_m i_f p_n \omega + L_q (\dot{i}_{q1}^* - k_i \tilde{i}_q - x_q), \\ \dot{x}_q &= k_{ii} \cdot i_q. \end{aligned} \quad (4.3)$$

Регулятор струму по осі d

$$\begin{aligned} u_d &= R i_d^* - L_q p_n \omega i_q + L_d (\dot{i}_d^* - k_i \tilde{i}_d - x_d), \\ \dot{x}_d &= k_{ii} \tilde{i}_d. \end{aligned} \quad (4.4)$$

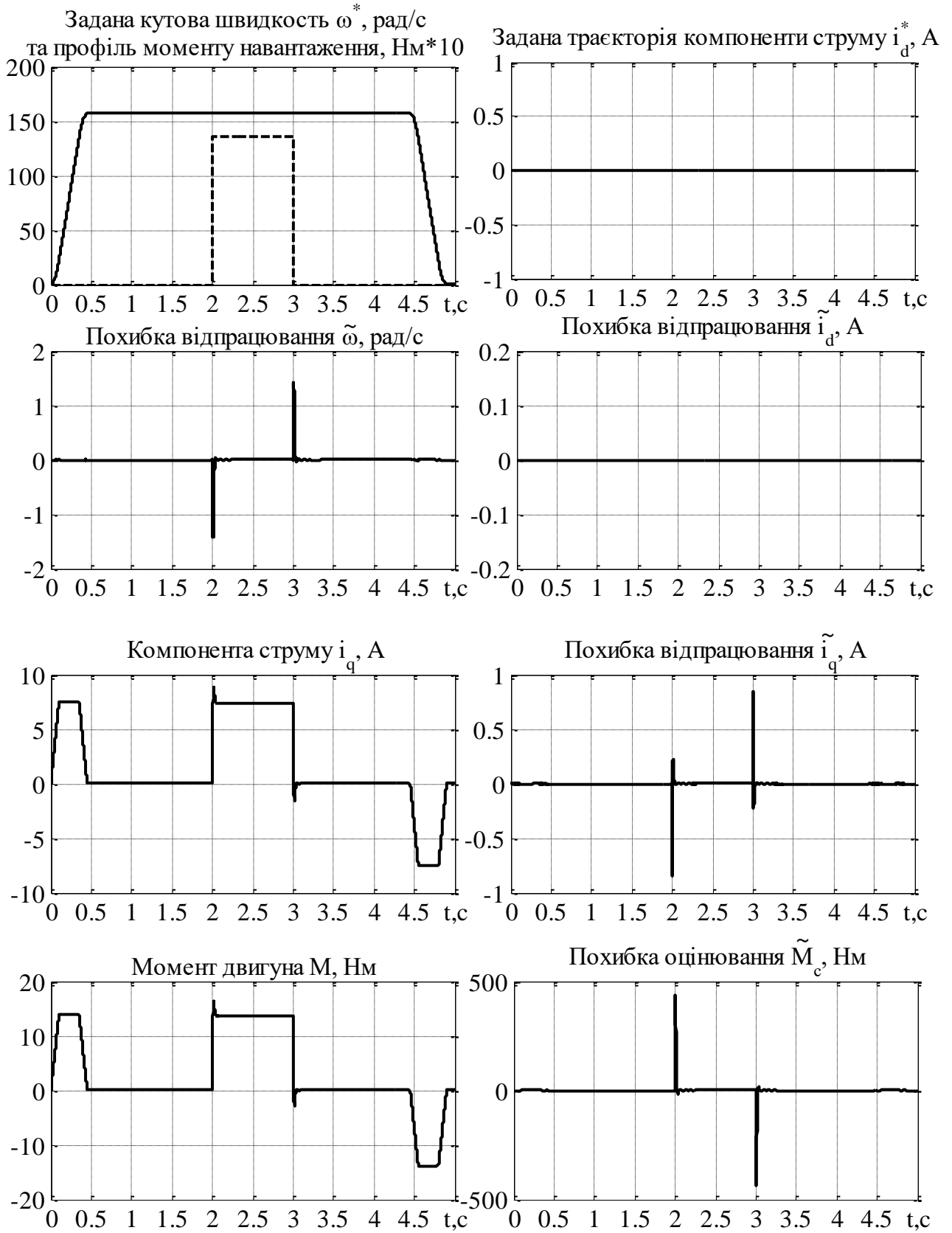
Задача дослідження динамічних режимів полягає у визначенні динаміки відпрацювання кутової швидкості та компоненти струму i_q системи керування кутовою швидкістю, у випадку коли одна, або декілька складових, із рівнянь регулятора швидкості, або рівняння регулятора струму по осі q , відсутні, через невимірюваність однієї із величин, або через ціленаправлене спрощення математики алгоритму керування для спрощення системи керування двигуном.

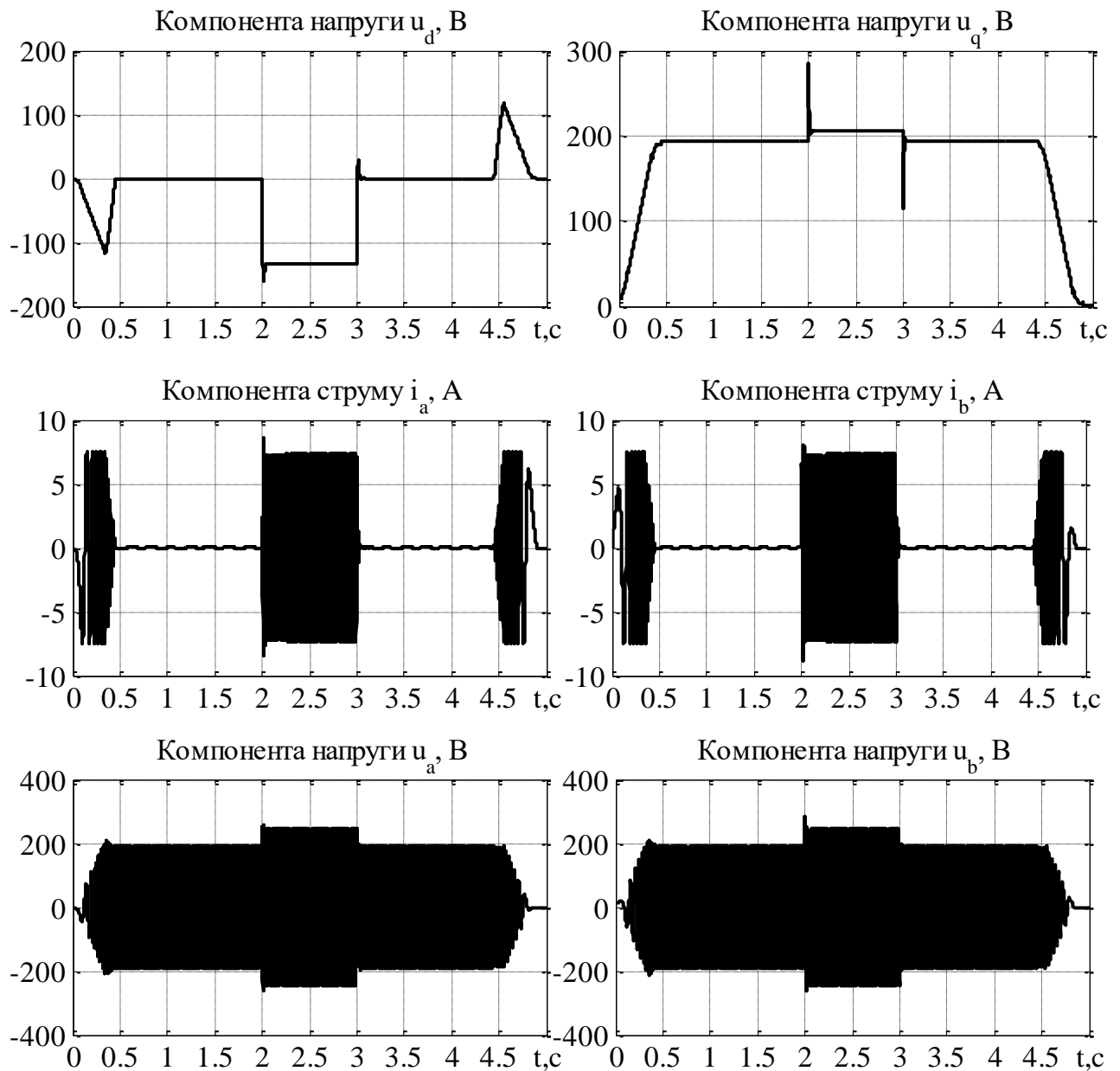
Послідовність керування, яка прийнята для моделювання системи керування кутовою швидкістю наступна:

4. Завдання кутової швидкості задане у вигляді траєкторії 2-го порядку. Розгін відбувається з нульової швидкості, на $t = 0$ с, та досягає кінцевого значення $\omega^* = 157$ рад/с на $t = 0.5$ с, з обмеженням 1-ї, та 2-ї похідних $\dot{\omega}^* = 450$ рад/с² та $\ddot{\omega}^* = 4500$ рад/с³ відповідно. Гальмування до нульової швидкості починається на $t = 4.5$ с, і триває 0.5 с.
5. Завдання прямої компоненти струму i_d^* задане нульовим, на протязі всього тесту.
6. Момент статичного навантаження $M_c = 13.6$ Нм прикладається на $t = 2$ с, а на відмітці $t = 3$ с спадає до нуля.

Налаштування коефіцієнтів регуляторів прийняті наступні: $k_\omega = 200$, $k_{\omega i} = \frac{k_\omega^2}{2}$, $k_i = 1000$, $k_{ii} = \frac{k_i^2}{2}$.

За умов використання повного алгоритму керування кутовою швидкістю, відповідно до вказаної послідовності керування, можна отримати графіки перехідних процесів які зображені на рисунку 4.1.





б)

Рисунок 4.1 – Графіки перехідних процесів системи векторного керування кутовою швидкістю СДПМ за умов повного алгоритму

4.2 Керування кутовою швидкістю з регулятором струму по осі q , без компенсації похідної від завдання

Як можна помітити в рівнянні регулятора струму по осі q (4.3) присутня відома складова похідної від заданого струму i_{q1}^* (4.2), обчислення якої є складною математичною задачею. Вилучення її із алгоритму керування, призведе до

значного спрощення системи керування, а як наслідок до здешевшення обладнання, яке може реалізувати даний алгоритм керування двигуном.

Вилучивши компоненту \dot{i}_{q1}^* , рівняння регулятора струму по осі q спростяться до наступного вигляду

$$\begin{aligned} u_q &= R i_q^* + L_d p_n \omega i_d + L_m i_f p_n \omega + L_q (-k_i \tilde{i}_q - x_q), \\ \dot{x}_q &= k_{ii} \tilde{i}_q. \end{aligned} \quad (4.5)$$

Структура регулятора струму по осі q спроститься (рис 4.2).

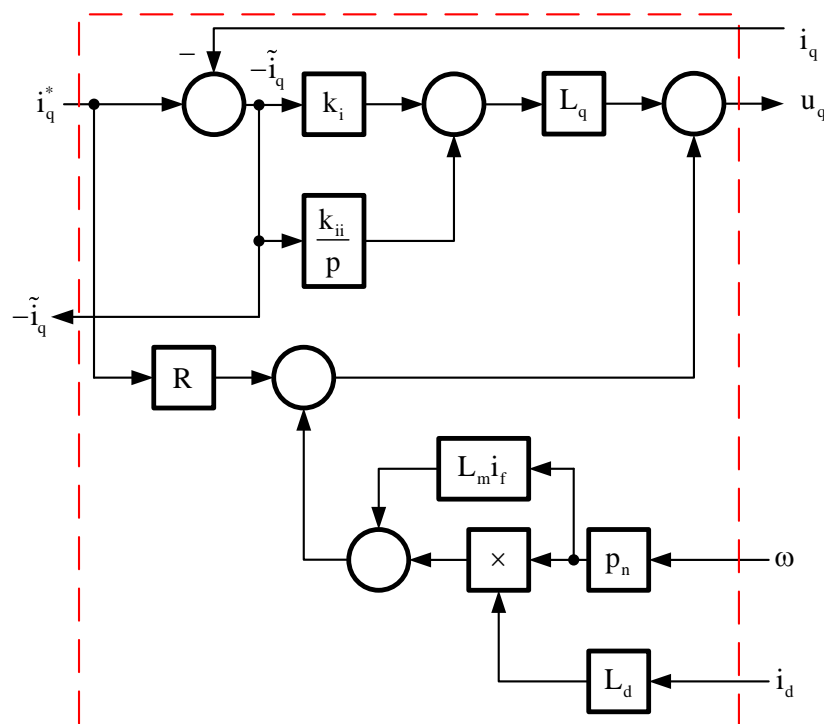


Рисунок 4.2 – Спрощена структура регулятора струму по осі q

Крім цього, очевидним є те, що зникла необхідність використання блоку розрахунку похідної.

Провівши моделювання з використанням регулятора струму (4.5), відповідно до вказаної послідовності керування, можна зазначити відмінності у графіках які зображені на рисунку 4.3.

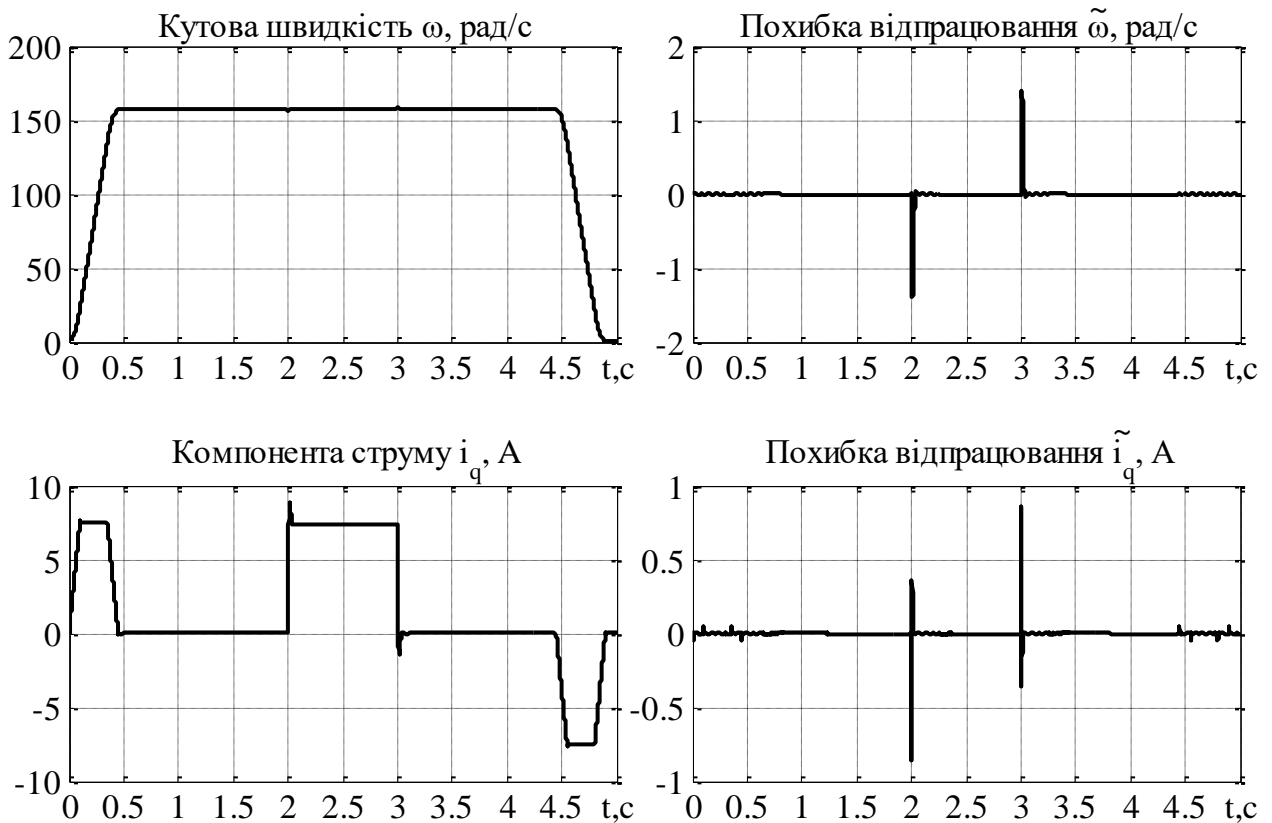


Рисунок 4.3 – Графіки перехідних процесів системи керування кутовою швидкістю з використанням регулятора струму по осі q , без компенсації похідної від завдання

Як видно з рисунку 4.3 з'явилась динамічна похибка відпрацювання кутової швидкості та компоненти струму по осі q , на початку процесу розгону/зупинки. Також можна відмітити збільшення значення динамічної похибки компоненти струму по осі q при накиданні/скиданні навантаження.

Провівши аналіз графіків перехідних процесів системи керування з використанням алгоритму (4.5), можна сказати, що даний алгоритм цілком придатний і може бути використаним для керування двигунами, які тривало працюватимуть у статичному режимі роботи, із незмінним навантаженням, або навантаженням яке змінюється плавно, наприклад у системах примусової вентиляції, охолодження, циркуляції рідини тощо.

4.3 Керування кутовою швидкістю з П-регулятором струму по осі q

Ще одним важливим варіантом спрощення системи керування, є спрощення регулятора від пропорційно-інтегрального – до пропорційного. При цьому рівняння регулятора струму по осі q (4.3), спроститься до наступного вигляду

$$u_q = Ri_q^* + L_d p_n \omega i_d + L_m i_f p_n \omega + L_q (\dot{i}_{q1}^* - k_i \tilde{i}_q). \quad (4.6)$$

Структура регулятора струму по осі q за 3 рівнянням з (4.6) (рис 4.4).

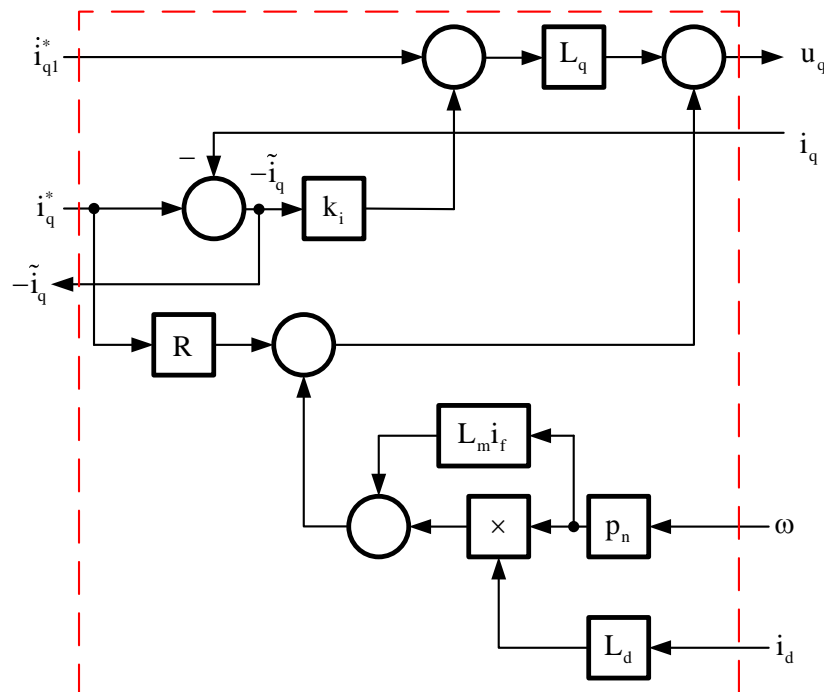


Рисунок 4.4 – Структура П-регулятора струму по осі q

Провівши моделювання з використанням алгоритму із П-регулятором струму по осі q, відповідно до вказаної послідовності керування, можна зазначити відмінності у графіках які зображені на рисунку 4.5.

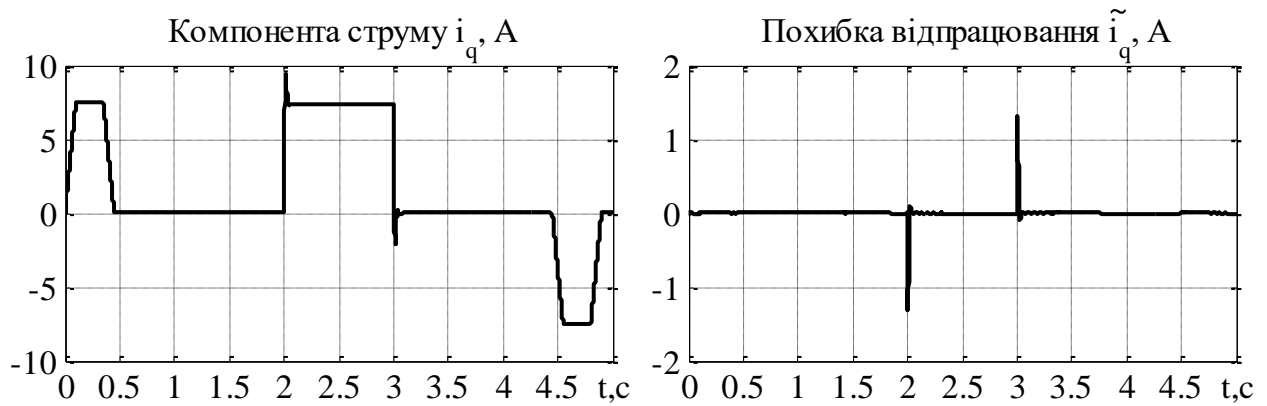


Рисунок 4.5 – Графіки перехідних процесів системи керування кутовою швидкістю з використанням П-регулятора струму по осі q

Як видно із рисунку 4.5 динамічна похибка відпрацювання струму по осі q , при використанні П-регулятора струму, при накиданні та скиданні навантаження має порівняно більше значення, ніж похибка яка виникала в аналогічних умовах з використанням повного алгоритму.

Даний алгоритм придатний до використання в системах керування явнопольсними синхронними двигунами, незважаючи на те, що він має гірші динамічні показники відпрацювання компоненти струму по осі q , при накиданні та скиданні навантаження. Слід також враховувати що в реальних умовах стрибкоподібне накидання навантаження неможливе, тому за динамічними показниками, система керування, яка використовує алгоритм керування двигуном (4.6) може знайти своє застосування у багатьох галузях промисловості, виробництв, а також транспорті.

4.4 Керування кутовою швидкістю з І-регулятором струму по осі q

Ще одним варіантом спрощення регулятора від пропорційно-інтегрального – до інтегрального. При цьому рівняння регулятора струму по осі q (4.3), набувають вигляду

$$\begin{aligned} u_q &= R i_q^* + L_d p_n \omega i_d + L_m i_f p_n \omega + L_q (\dot{i}_{q1}^* - x_q), \\ \dot{x}_q &= k_{ii} i_q. \end{aligned} \quad (4.7)$$

Структура регулятора струму по осі q за 3 рівнянням з (4.7) зображена на рисунку 4.6.

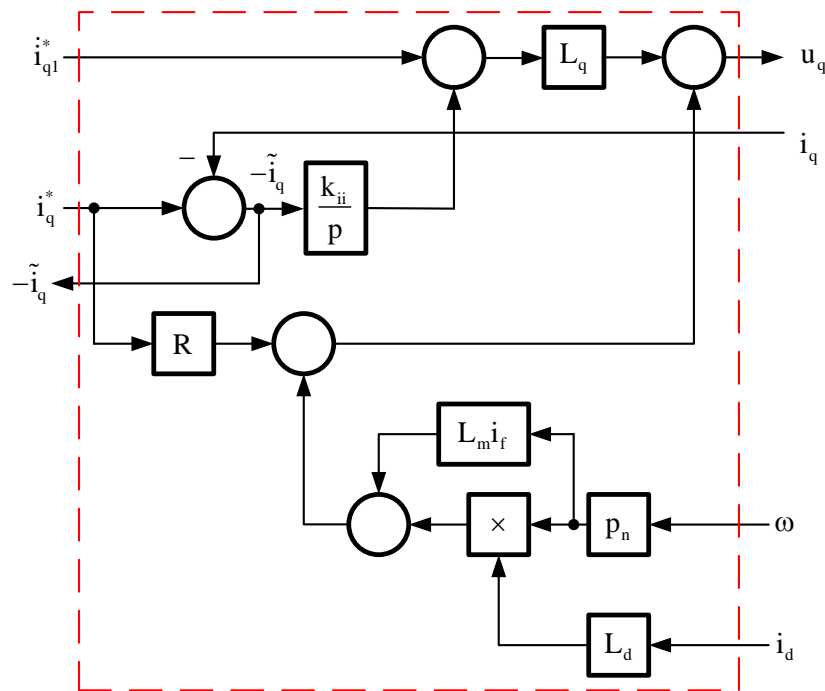
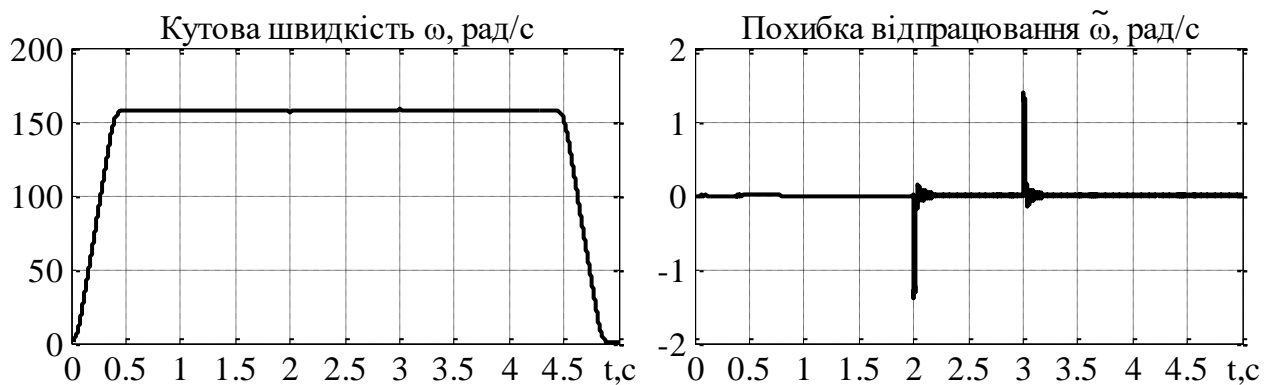


Рисунок 4.6 – Структура І-регулятора струму по осі q

Промодельовавши систему керування, яка використовує регулятор струму по осі q відповідно до рівнянь (4.7), за вказаною раніше послідовністю керування, отримуємо графіки перехідних процесів, які зображені на рисунку 4.7.



a)

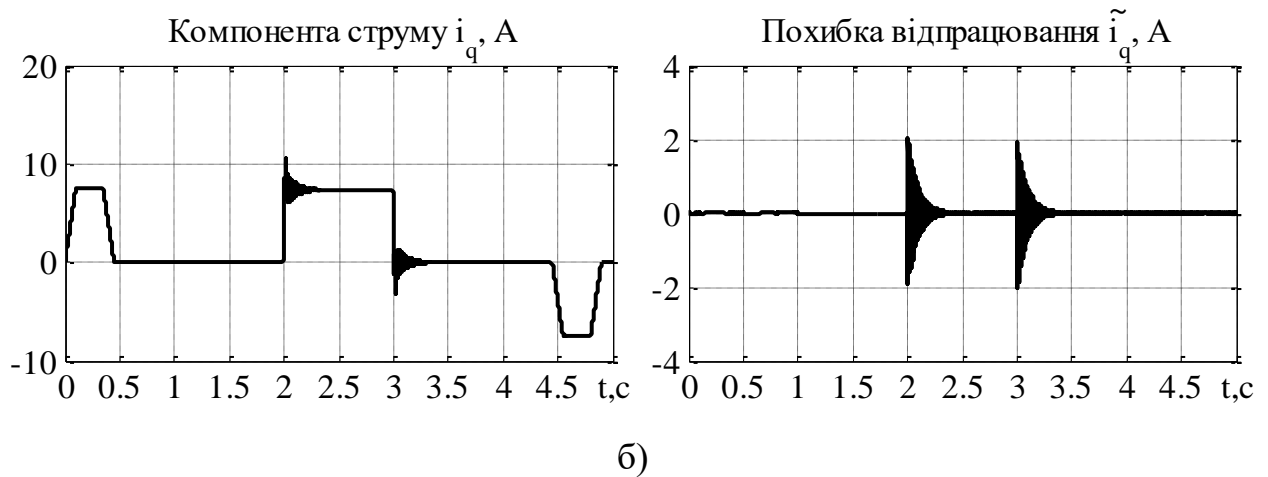


Рисунок 4.7 – Графіки перехідних процесів системи керування кутовою швидкістю, з І-регулятором струму по осі q

Із графіків на рисунку 4.7, можна сказати що система, яка використовує І-регулятор струму не придатна до використання, перехідні процеси похибок відпрацювання як струму по осі q , так і похибки відпрацювання кутової швидкості, при накиданні/скиданні навантаження, набувають характеру затухаючих коливань. Хоча статичні похибки відпрацювання рівні нулю, затухання коливань триває на протязі 0.5 с, що унеможлиблює використання такої системи в застосуваннях де потрібна висока швидкодія, при зміні моменту навантаження. Крім цього, такі коливання також призводять до коливань потужності (рис 4.8), що погано впливає на енергетичні показники, та роботу електромережі живлення.

4.5 Керування кутовою швидкістю з регулятором швидкості без компенсації похідної по завданню

Наступним етапом дослідження динамічних режимів роботи системи відпрацювання кутової швидкості – є дослідження впливів компонент регулятора швидкості на перехідні процеси системи. Слід почати з вилучення компенсації похідної від завдання з 1-го рівняння в (4.1). Тоді рівняння регулятора швидкості набувають вигляду

$$\begin{aligned} i_q^* &= \frac{1}{\mu}(\hat{M}_c - k_\omega \tilde{\omega}), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega}. \end{aligned} \quad (4.8)$$

Структура регулятора швидкості, за умов відсутності компенсації похідної за завданням швидкості, згідно з рівняннями (4.8) зображена на рисунку 4.8.

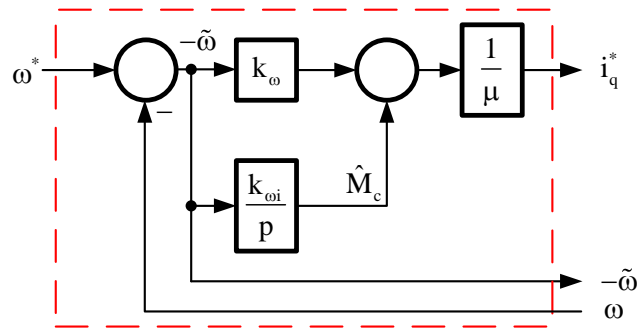
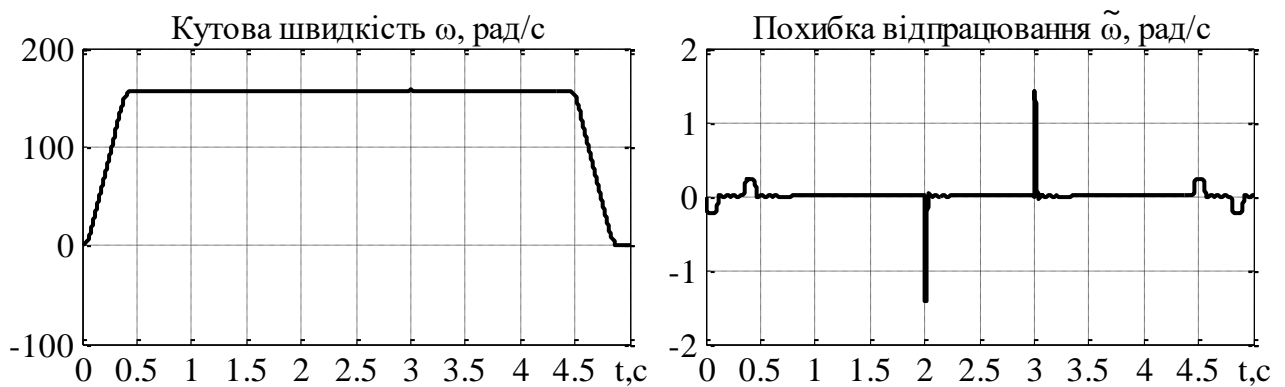


Рисунок 4.8 – Структура регулятора швидкості, без компенсації похідної від заданої швидкості

Провівши моделювання системи керування з використанням регулятора швидкості згідно (4.8), отримаємо графіки перехідних процесів, які зображені на рисунку 4.9.



a)

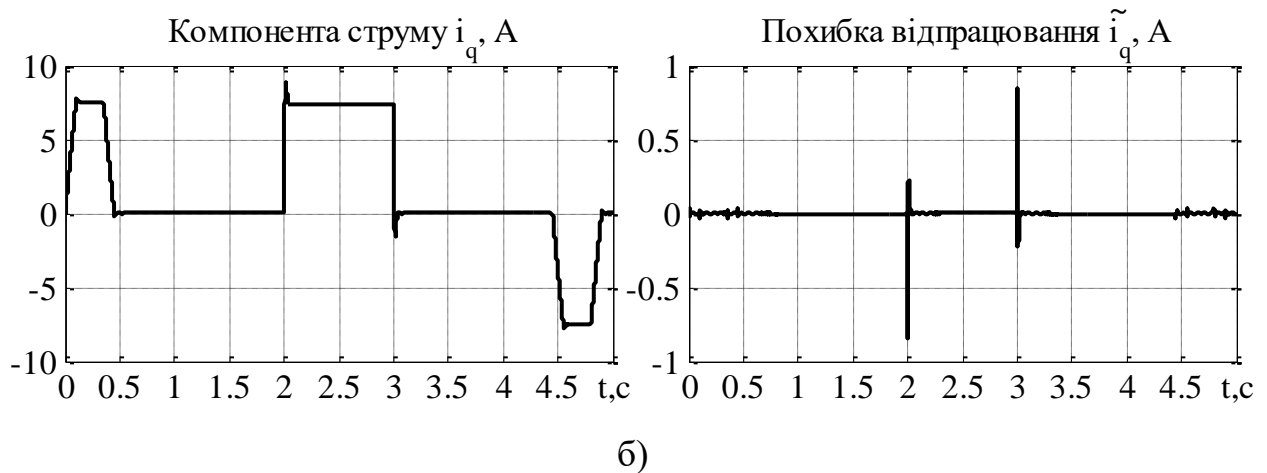


Рисунок 4.9 – Графіки перехідних процесів системи керування кутовою швидкістю, з регулятором швидкості без компенсації похідної від завдання

Як видно з рисунку 4.9 на початку та вкінці процесу розгону/зупинки двигуна, виникає похибка відпрацювання кутової швидкості, а також динамічна похибка відпрацювання компоненти струму по осі q , на цьому ж етапі керування двигуном.

Використання такої системи керування кутовою швидкістю явноплюсних СДПМ виправдане у випадках, коли двигун працює в довготривалому режимі роботи та немає необхідності до частих пусків та зупинок, а також у випадку знижених вимог до точності відпрацювання кутової швидкості на етапах пуску/зупинки двигуна. Яскравим прикладом використання даної системи є електропривод конвеєру, ескалатору тощо.

4.6 Керування кутовою швидкістю з П-регулятором швидкості

Для того щоб отримати П-регулятор швидкості необхідно в (4.1) прибрати компоненту оцінювання моменту статичного навантаження, після чого рівняння регулятора швидкості набуває вигляду

$$\dot{i}_q^* = \frac{1}{\mu} (\dot{\omega}^* - k_\omega \tilde{\omega}). \quad (4.9)$$

Структура регулятора швидкості відповідно до (4.9) зображена на рисунку 4.10.

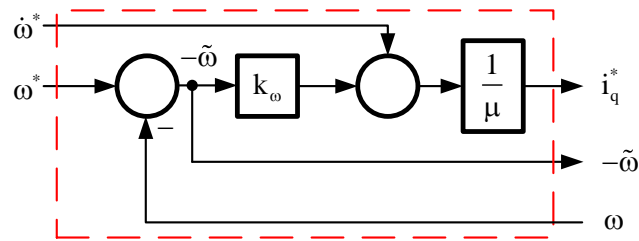


Рисунок 4.10 – Структура П-регулятора швидкості

Графіки перехідних процесів отримані шляхом математичного моделювання системи керування кутовою швидкістю з використанням П-регулятора швидкості (4.9) зображені на рисунку 4.11.

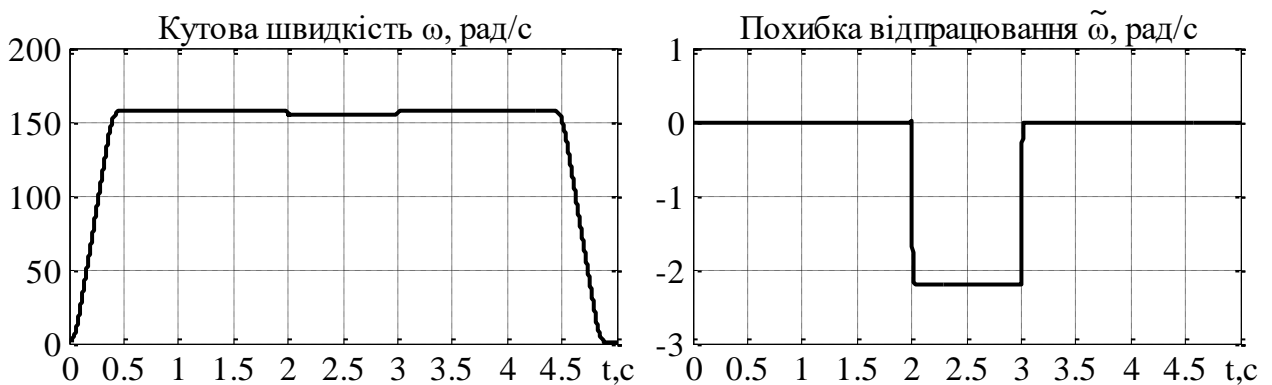


Рисунок 4.11 – Графіки перехідних процесів системи керування кутовою швидкістю, з П-регулятором швидкості

З графіків перехідних процесів (рис 4.11) видно, що спрощення регулятора швидкості до П-регулятора призводить до того, що при навантаженні двигуна, з'являється статична похибка відпрацювання кутової швидкості, що знижує точність відпарювання кутової швидкості під навантаженням. Можна також відмітити, що в такому випадку відпрацювання системою завдання нульової швидкості – неможливе, вал двигуна почне обертатись в напрямку прикладання моменту статичного навантаження.

4.7 Керування кутовою швидкістю з І-регулятором швидкості

Для отримання інтегрального регулятора швидкості, необхідно в 1-му рівнянні (4.1) прийняти налаштування пропорційної складової регулятора $k_\omega = 0$,

при цьому, коефіцієнт налаштування інтегральної складової залишається незмінним $k_{\omega i} = \frac{200^2}{2}$.

Після відповідних перетворень система рівнянь (4.1) приймає вигляд (4.10)

$$\begin{aligned} \dot{i}_q^* &= \frac{1}{\mu} (\hat{M}_c + \dot{\omega}^*), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega}. \end{aligned} \quad (4.10)$$

Структура І-регулятора швидкості згідно системи рівнянь (4.10) зображена на рисунку 4.12.

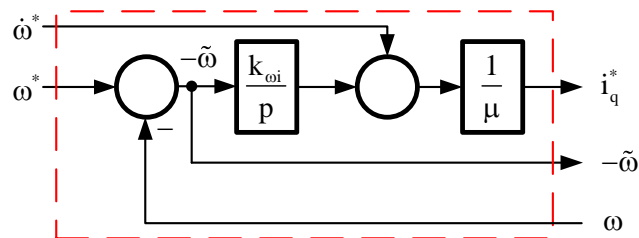
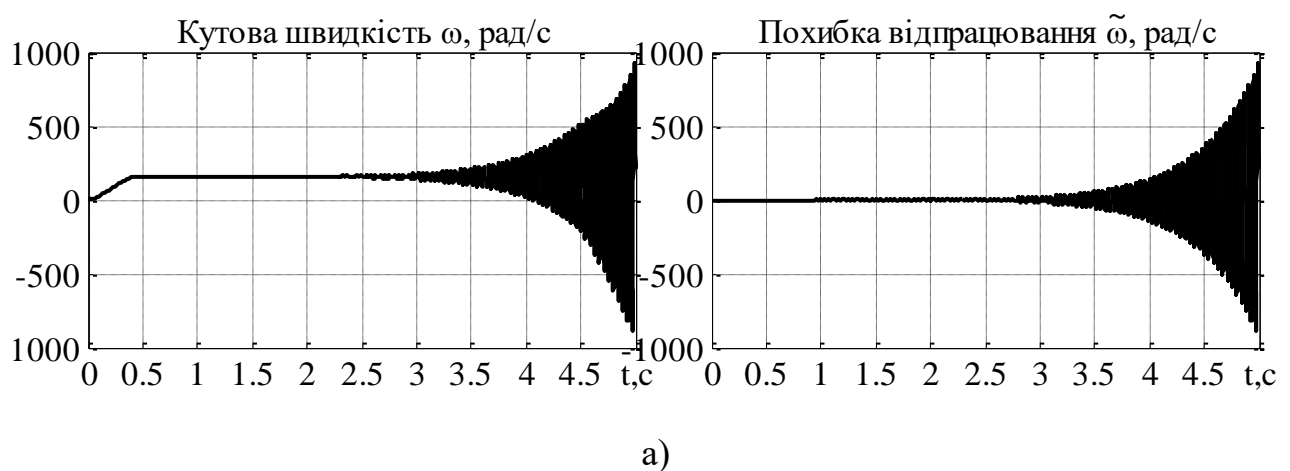


Рисунок 4.12 – Структура І-регулятора швидкості

Промодельовавши систему керування, яка використовує регулятор швидкості згідно рівнянь (4.10) за вказаною раніше послідовністю керування, отримуємо графіки перехідних процесів, які зображені на рисунку 4.13.



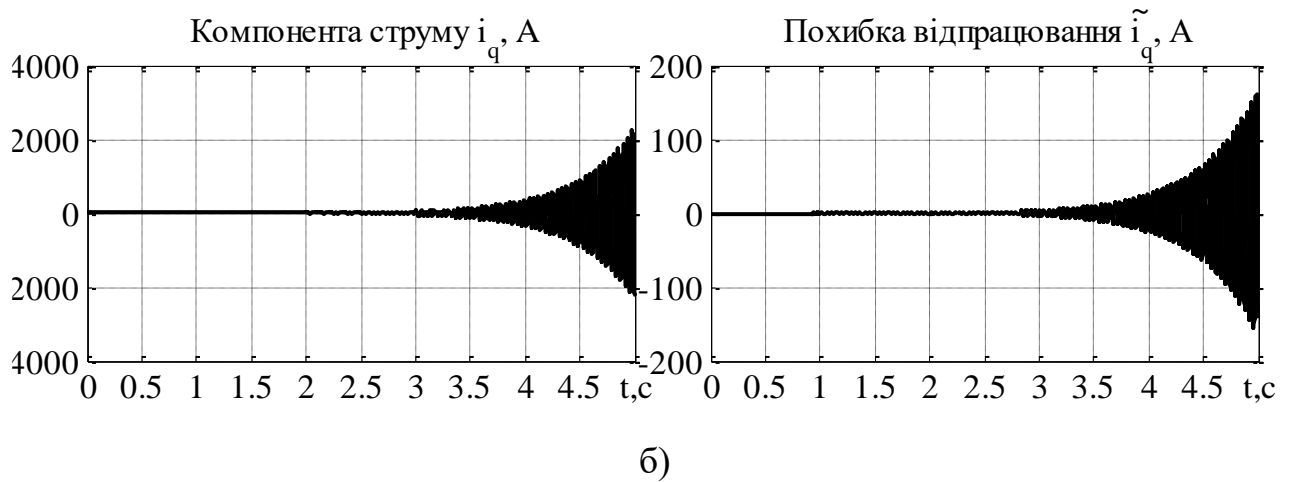


Рисунок 4.13 – Графіки перехідних процесів системи керування кутовою швидкістю СДПМ, з І-регулятором швидкості

Як видно з рисунку 4.13, в момент накидання навантаження система втрачає стійкість, з'являються коливання які не затухають. Така динаміка системи неприпустима, і її можна вважати непрацездатною ні при яких умовах.

4.8 Керування кутовою швидкістю з завданням швидкості у вигляді траєкторії 1-го порядку

В даному дослідженні динаміки, буде використовуватись алгоритм керування кутовою швидкістю згідно рівнянь (4.1) – (4.4), виключаючи компенсації за 2-ю похідною від заданої швидкості. Тому рівняння розрахунку відомої складової похідної від завдання струму по осі q i_{q1}^* (4.2) модифікується наступним чином

$$\begin{aligned} i_{q1}^* = & \frac{1}{\mu} \dot{M}_c - \frac{k_\omega}{\mu} (-k_\omega \tilde{\omega} + \mu \tilde{i}_q + \frac{3p_n}{2J} (L_d - L_q) \tilde{i}_d i_q) - \\ & - \frac{1}{\mu^2} (\dot{\omega}^* - k_\omega \tilde{\omega}) \frac{3p_n}{2J} (L_d - L_q) i_d^*. \end{aligned} \quad (4.11)$$

Структура блоку розрахунку похідної від заданого струму i_{q1}^* зображена на рисунку 4.14.

Необхідно також внести зміни у послідовність операцій керування:

1. Завдання швидкості задане у вигляді траєкторії 2-го порядку. Розгін відбувається з нульової швидкості, на $t = 0$ с, та досягає кінцевого значення $\omega^* = 157$ рад/с на $t = 0.35$ с, з обмеженням 1-ї похідної $\dot{\omega}^* = 450$ рад/с². Гальмування до нульової швидкості починається на $t = 4.35$ с, і триває 0.35 с.
2. Завдання прямої компоненти струму i_d^* задане нульовим, на протязі всього тесту.
3. Момент статичного навантаження $M_c = 13.6$ Нм прикладається на $t = 2$ с, а на відмітці $t = 3$ с спадає до нуля.

Згідно модифікованої послідовності керування, використовуючи систему керування кутовою швидкістю з розрахунком похідної від завдання струму по осі q за (4.11) отримаємо графіки перехідних процесів, які зображені на рисунку 4.15.

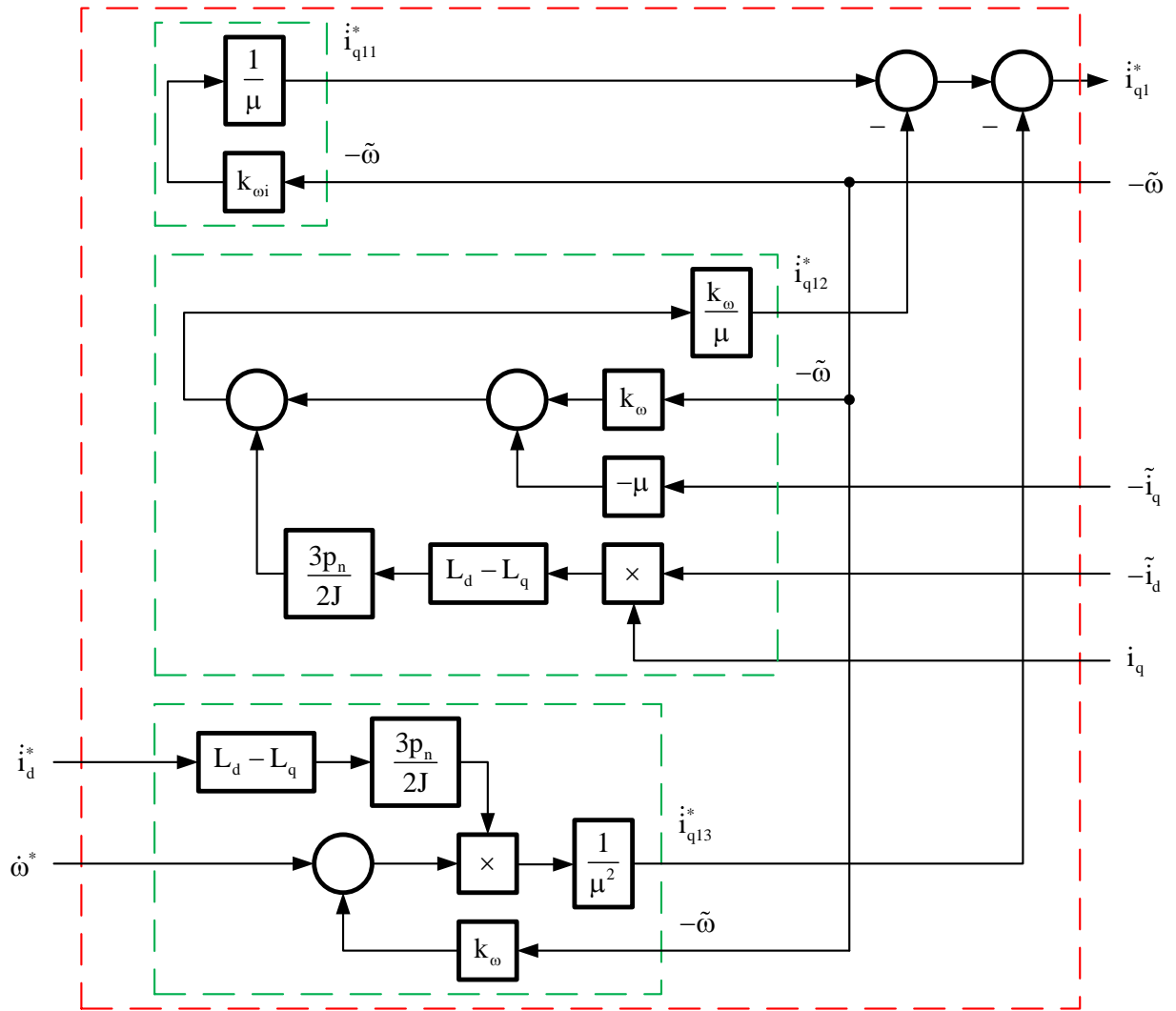
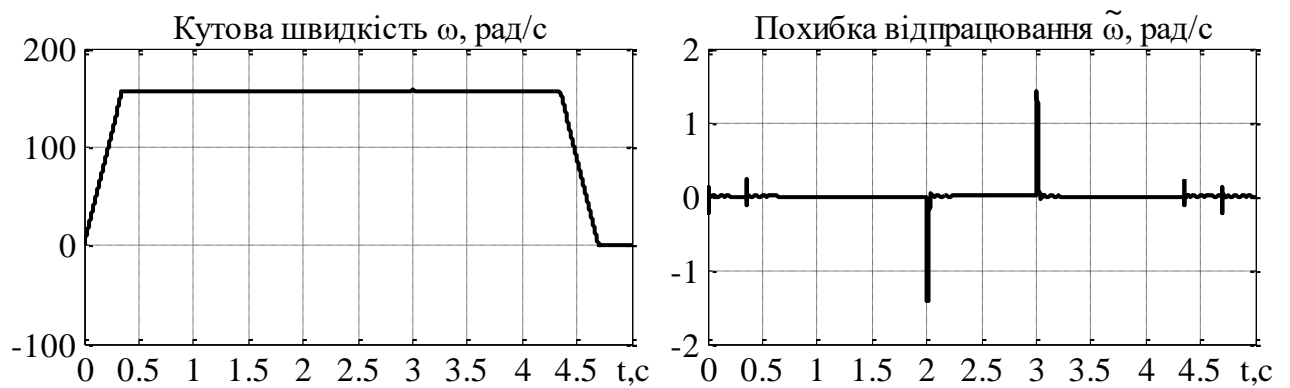


Рисунок 4.14 – Структура блоку розрахунку похідної \dot{i}_{q1}^*



a)

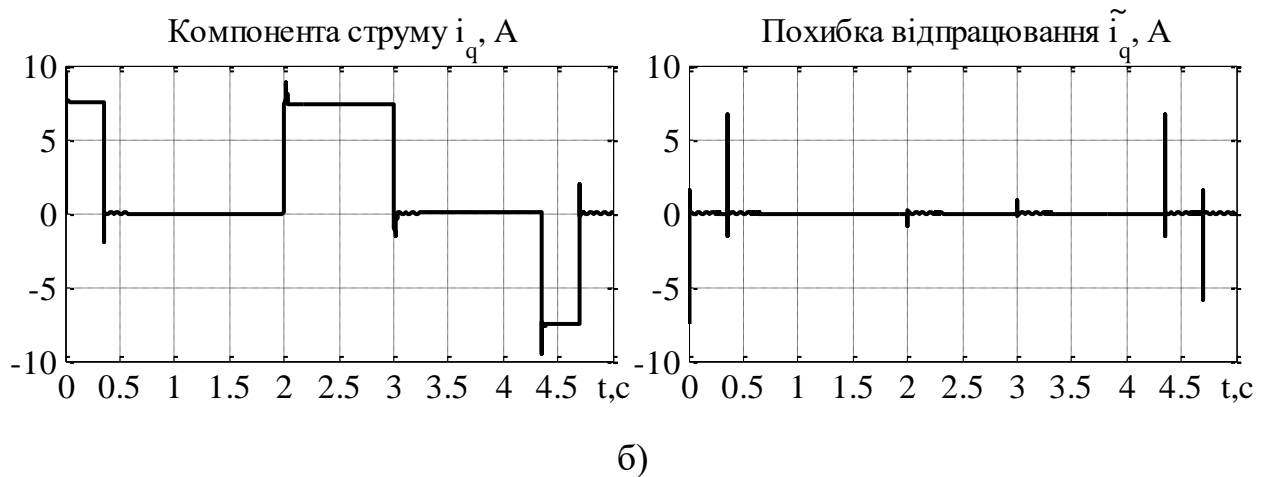


Рисунок 4.15 – Графіки перехідних процесів системи векторного керування швидкістю СДПМ за умов траєкторії 1-го порядку на завдання швидкості

Як видно з графіків перехідних процесів (рис 4.15), система має динамічні похибки відпрацювання кутової швидкості та компоненти струму по осі q на початку процесу розгону, та вкінці процесу гальмування двигуна. Значення динамічних похибок струму в процесі зміни швидкості досягають високих значень.

Використання такої системи керування виправдане тим, що динаміка системи в режимі усталеної швидкості має такі ж показники як і система з повним алгоритмом керування згідно системи рівнянь. Така система може використовуватись в електроприводах, де відсутні вимоги до високої точності відпрацювання кутової швидкості на етапах розгону/зупинки двигуна, а також в електроприводі який працює у довготривалому режимі.

4.9 Повний алгоритм керування кутовим положенням

Задача дослідження динамічних режимів полягає у визначенні динаміки відпрацювання кутового положення, кутової швидкості та компоненти струму i_q системи керування кутовим положенням, у випадку коли одна, або декілька складових, із рівнянь регулятора швидкості, регулятора положення, або рівняння регулятора струму по осі q , відсутні, через невимірюваність окремих величин величин, або через ціленаправлене спрощення математики алгоритму керування для спрощення системи керування.

Алгоритм керування кутовим положенням явнополюсних СДПМ, як було визначено раніше, складається з декількох блоків рівнянь:

Рівняння регулятора положення

$$\omega^* = \dot{\theta}^* - k_{\theta} \cdot \tilde{\theta}. \quad (4.12)$$

Рівняння регулятора положення

$$\begin{aligned} i_q^* &= \frac{1}{\mu} (\hat{M}_c + \ddot{\theta}^* + k_{\theta}^2 \tilde{\theta} - (k_{\omega} + k_{\theta}) \tilde{\omega}), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega} \tilde{\omega}. \end{aligned} \quad (4.13)$$

Рівняння розрахунку відомої складової похідної від завдання струму по осі q

$$\begin{aligned} \dot{i}_{q1}^* &= \frac{1}{\mu} (\dot{\hat{M}}_c + \ddot{\theta}^*) + \frac{k_{\theta}}{\mu} (k_{\theta} \tilde{\theta} + \tilde{\omega}) - \\ &- \frac{k_{\omega} + k_{\theta}}{\mu} (-k_{\omega} \tilde{\omega} + \mu \tilde{i}_q + \frac{3p_n}{2J} (L_d - L_q) \tilde{i}_d i_q) - \\ &- \frac{1}{\mu^2} (\ddot{\theta}^* + k_{\theta}^2 \tilde{\theta} - (k_{\omega} + k_{\theta}) \tilde{\omega}) \frac{3p_n}{2J} (L_d - L_q) \dot{i}_d^*. \end{aligned} \quad (4.14)$$

Рівняння регуляторів струмів по відповідним осям, мають такий же самий вигляд як і аналогічні рівняння для алгоритму відпрацювання кутової швидкості (4.3) – (4.4).

Послідовність керування, яка прийнята для моделювання системи керування кутовим положенням наступна:

4. Завдання на відпрацювання кутового положення задане у вигляді траєкторії 3-го порядку. Початкове кутове положення ротора $\theta = 0$ рад, відпрацювання завдання починається на $t = 0$ с, та досягає кінцевого значення $\theta^* = 120$ рад на $t = 1$ с, з обмеженням 1-ї, 2-ї та 3-ї похідних $\dot{\theta}^* = 157$ рад/с, $\ddot{\theta}^* = 877$ рад/с², та $\ddot{\theta}^* = 8000$ рад/с³ відповідно.

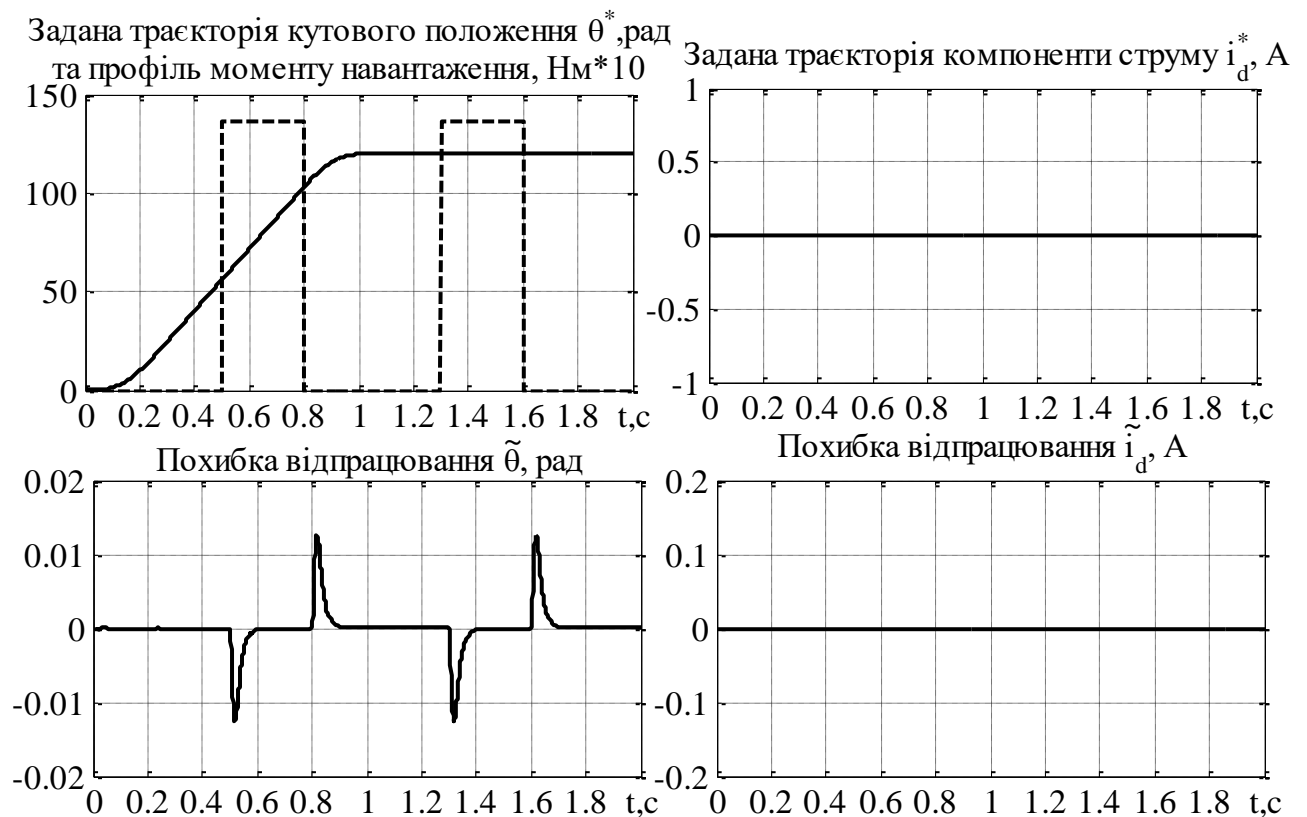
5. Завдання прямої компоненти струму i_d^* задане нульовим, на протязі всього тесту.

6. Момент статичного навантаження $M_c = 13.6$ Нм прикладається на етапі відпрацювання заданого кутового положення впродовж інтервалу часу $t = 0.5 \dots 0.8$ с, та на етапі утримання заданого кутового положення (на нульовій швидкості) впродовж інтервалу часу $t = 1.3 \dots 1.6$ с спадає до нуля.

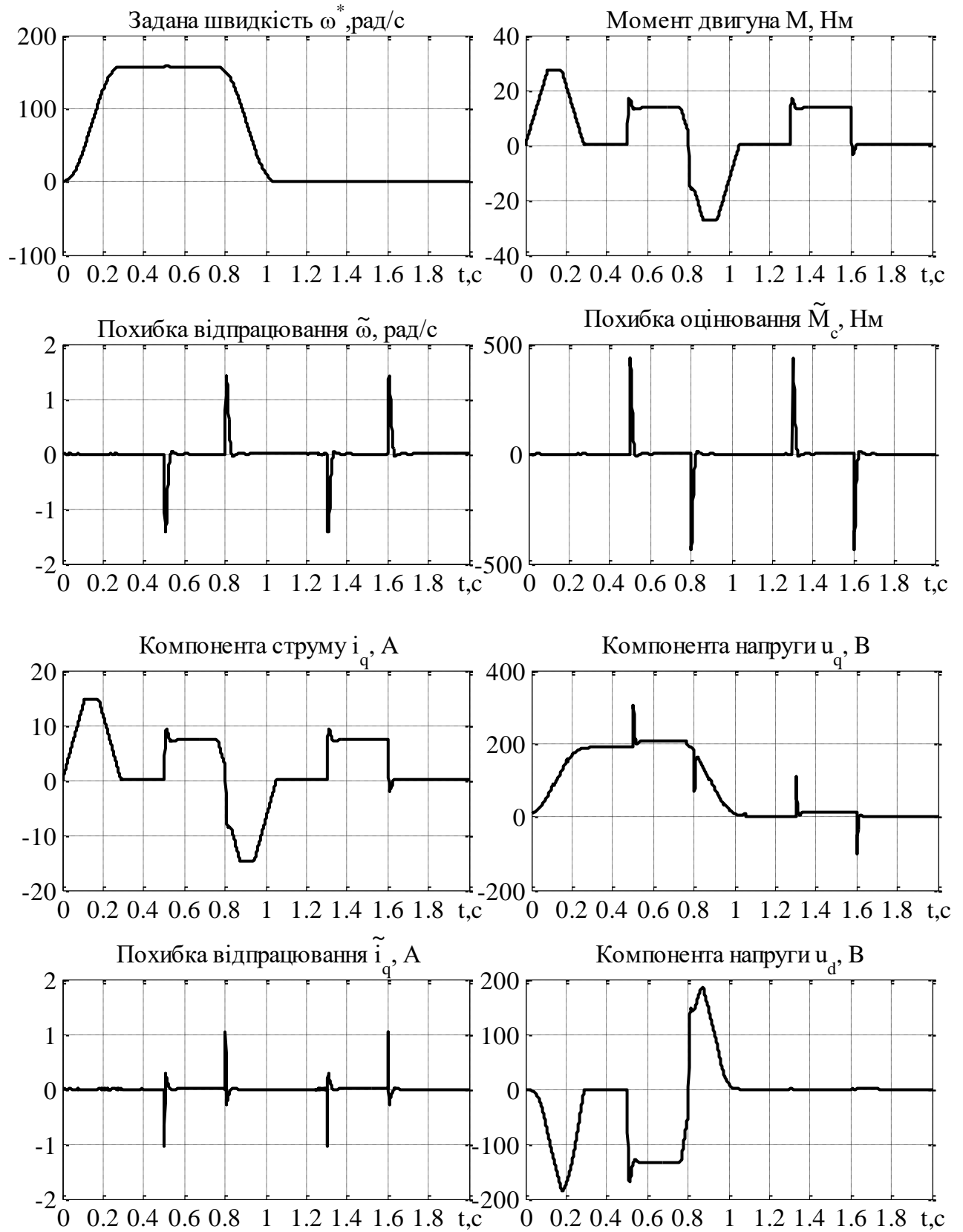
Налаштування коефіцієнтів регуляторів прийняті наступні: $k_\theta = 50$,

$$k_\omega = 200, k_{\omega i} = \frac{k_\omega^2}{2}, k_i = 1000, k_{ii} = \frac{k_i^2}{2}.$$

За умов використання повного алгоритму керування кутовою швидкістю, відповідно до вказаної послідовності керування, можна отримати графіки перехідних процесів які зображені на рисунку 4.16.



a)



б)

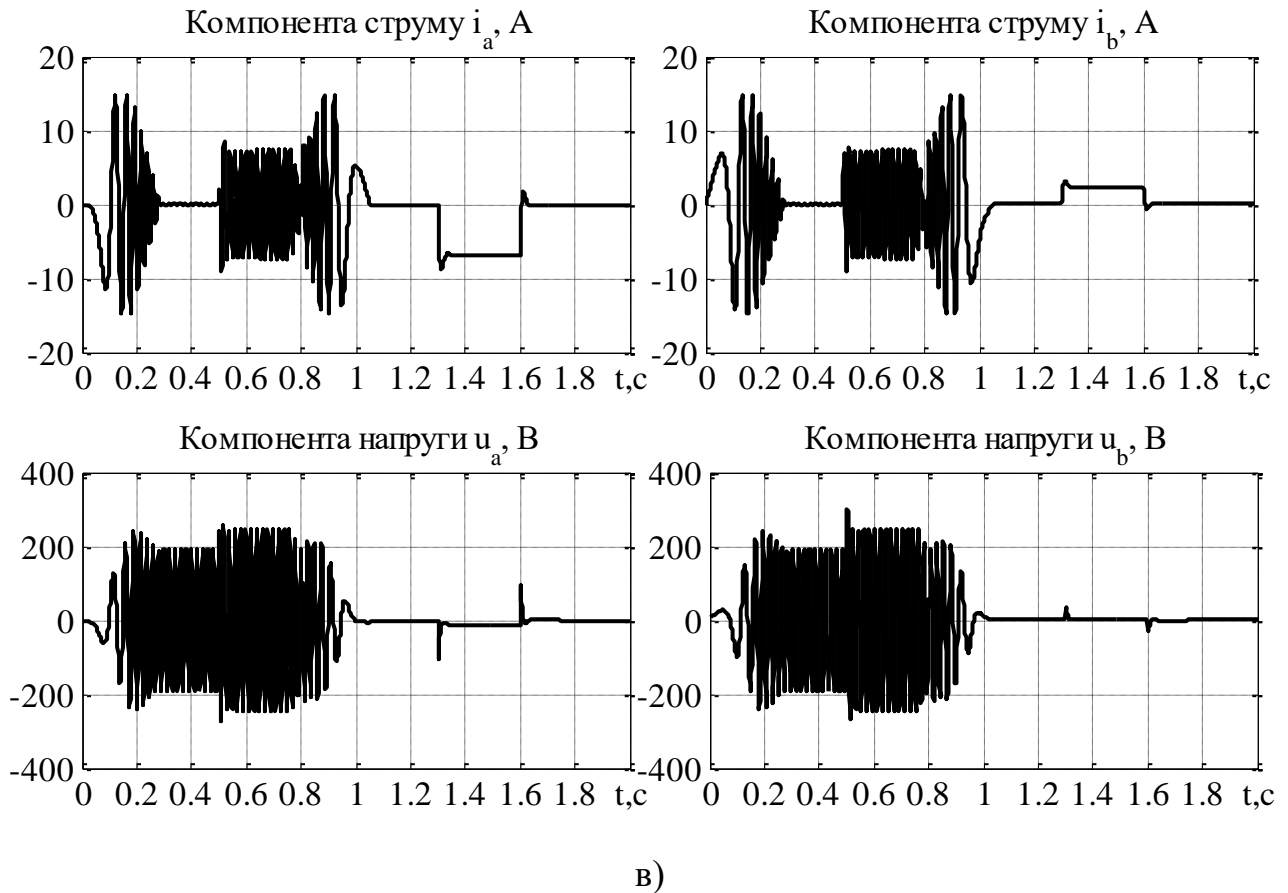
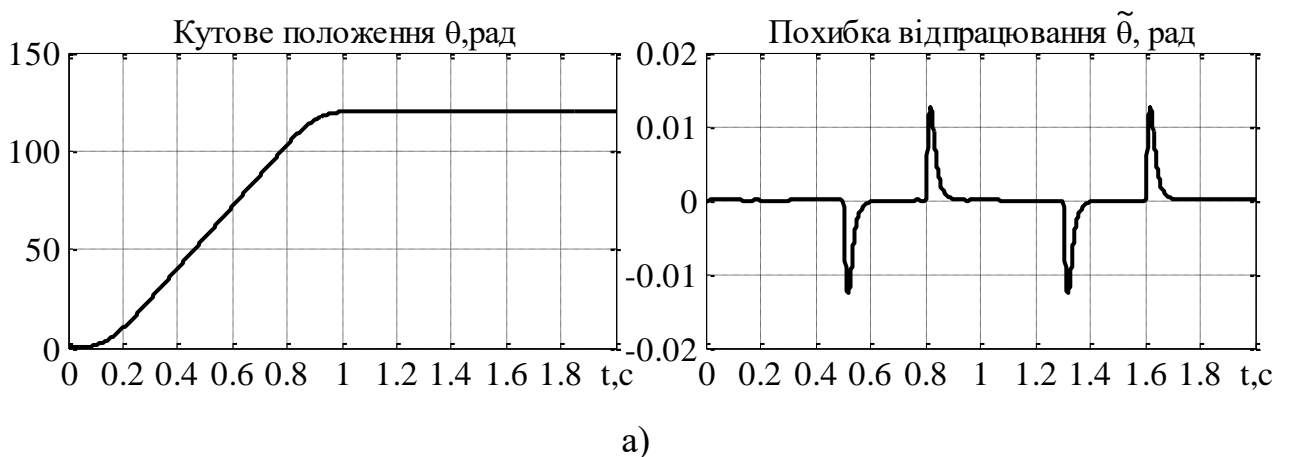


Рисунок 4.16 – Графіки перехідних процесів системи векторного керування кутовим положенням СДПМ за умов повного алгоритму

4.10 Керування кутовим положенням з регулятором струму по осі q , без компенсації похідної від завдання

Дане дослідження аналогічне дослідженню, яке проводилось в пункті 4.2.

Провівши моделювання системи керування кутовим положенням з використанням регулятора струму (4.5), відповідно до вказаної послідовності керування, можна зазначити відмінності у графіках які зображені на рисунку 4.17.



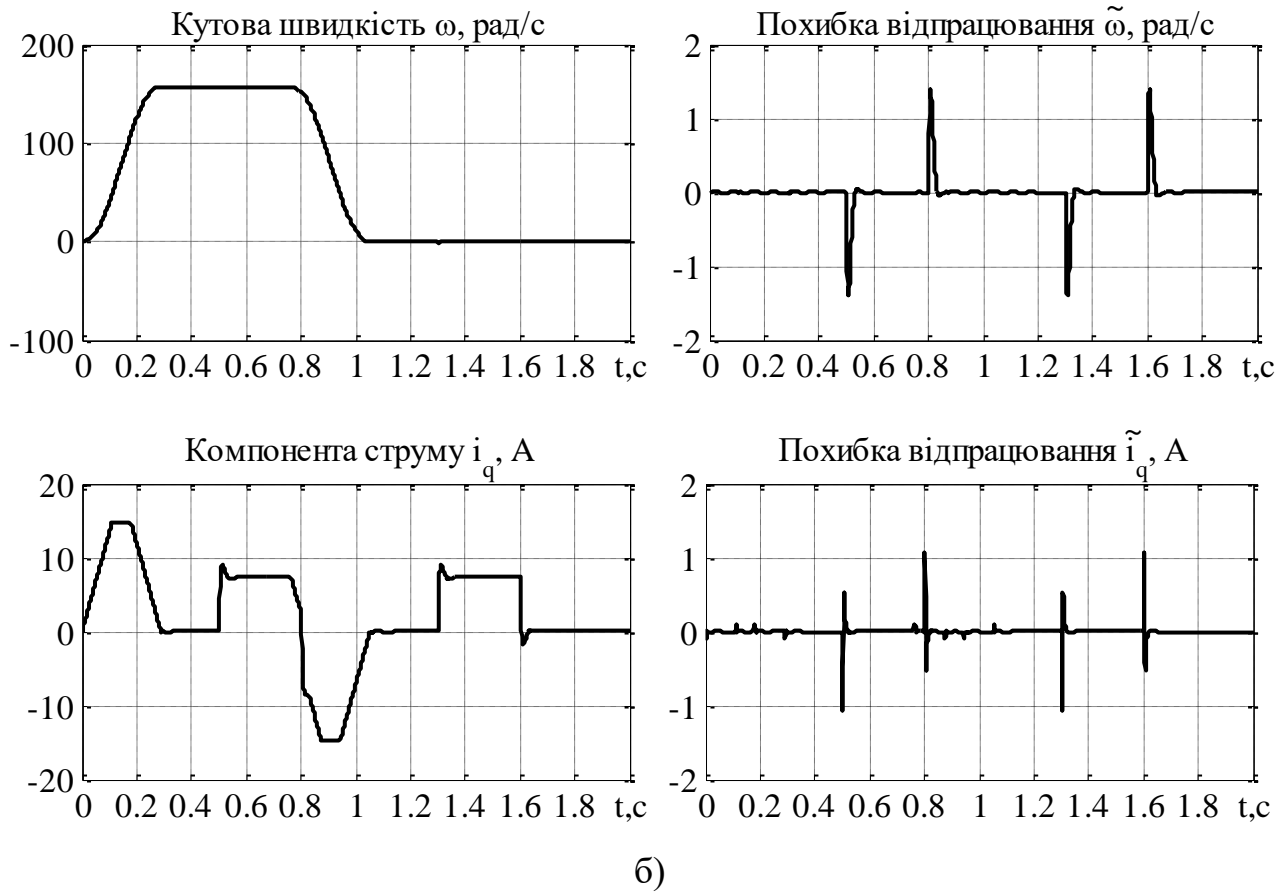


Рисунок 4.17 – Графіки перехідних процесів системи керування кутовим положеннями з використанням регулятора струму по осі q, без компенсації похідної від завдання

З рисунку 4.17 видно, що на етапах розгону та гальмування присутні динамічні похибки відпрацювання кутового положення, кутової швидкості та компоненти струму по осі q. Значення динамічної похибки при розгоні/гальмуванні двигуна, надзвичайно мале в порівнянні зі значенням динамічної похибки, яка виникає при накиданні та скиданні моменту статичного навантаження, тому системи керування кутовим положенням, з регулятором струму по осі q, без компенсації похідної від завдання i_{q1}^* , цілком може бути використана для різноманітних технологічних застосувань, де необхідно точне відпрацювання заданої траєкторії кутового положення. Крім цього система керування частотним перетворювачем сильно спроститься, що дозволить використовувати мікропроцесори меншої потужності для проведення математичних обрахунків для керування силовою частиною перетворювача.

4.11 Керування кутовим положенням з П-регулятором струму по осі q

Дане дослідження аналогічне дослідженню, яке проводилось в пункті 4.3.

Провівши моделювання системи керування кутовим положенням ротора з використанням алгоритму із П-регулятором струму по осі q, отримаємо графіки перехідних процесів які зображені на рисунку 4.18.

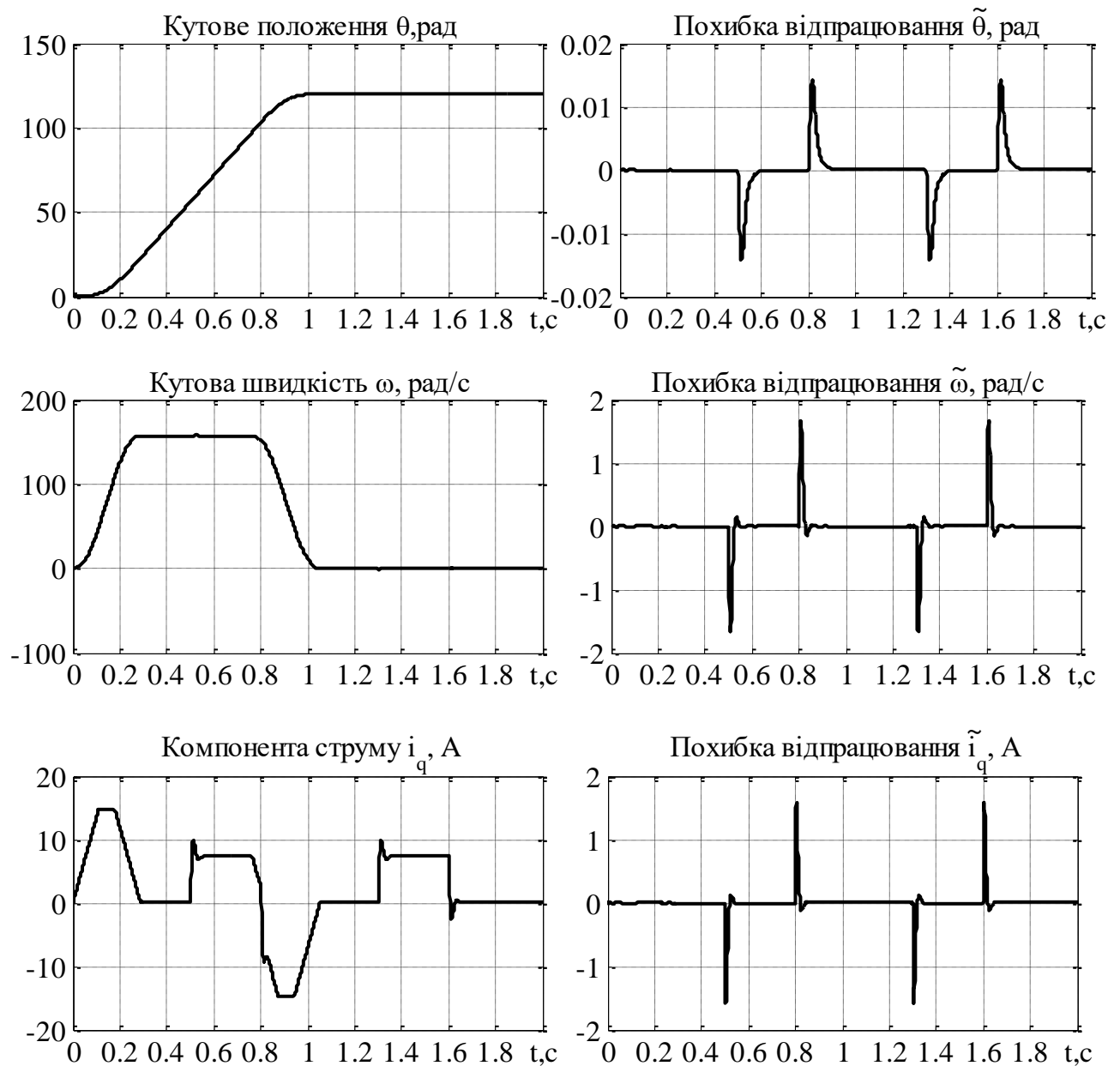


Рисунок 4.18 – Графіки перехідних процесів системи керування кутовим положенням, з використанням П-регулятора струму по осі q

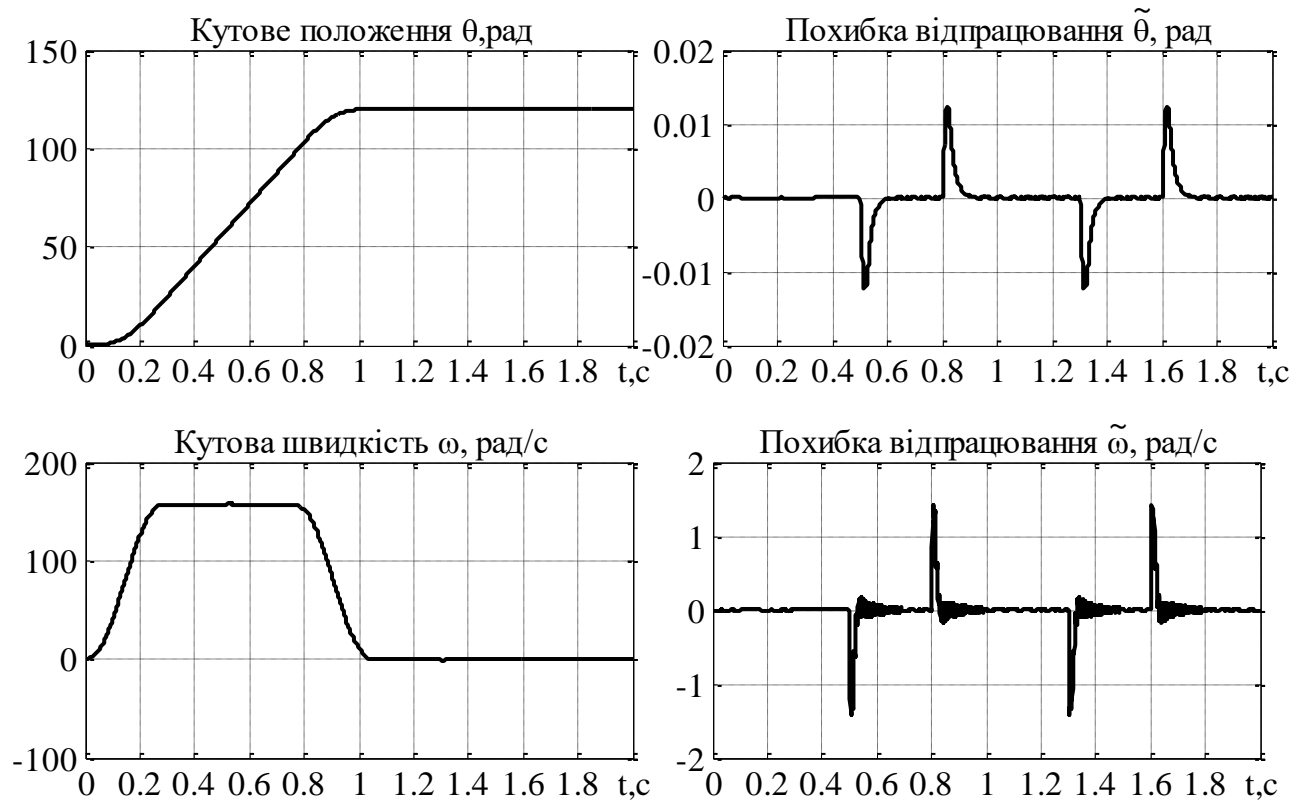
Порівнюючи графіки перехідних процесів системи керування кутовим положенням, за умов повного алгоритму (рис. 4.16) та графіки системи з

використанням П-регулятора струму (рис. 4.18), можна відмітити, що значення динамічних похибок відпрацювання компоненти струму по осі q , кутової швидкості та кутового положення, при накиданні/скиданні навантаження більші, у випадку використання П-регулятора струму. Проте незважаючи на більше значення динамічної похибки, швидкодія системи не змінилась, тому спрощення алгоритму керування двигуном, а саме регулятора струму по осі q , до вигляду рівняння (4.6), цілком прийнятне.

4.12 Керування кутовим положенням з І-регулятором струму по осі q

Дане дослідження аналогічне дослідженню, яке проводилось в пункті 4.4. Найбільш очікуваним результатом моделювання є висновок що система, яка використовує І-регулятор струму не придатна до використання через коливальний характер перехідних процесів похибок відпрацювання струму по осі q , похибки відпрацювання кутової швидкості.

Графіки перехідних процесів, отриманих в результаті моделювання системи керування кутовим положенням з використанням І-регулятора струму по осі q відповідно до (4.7) зображені на рисунку 4.19.



a)

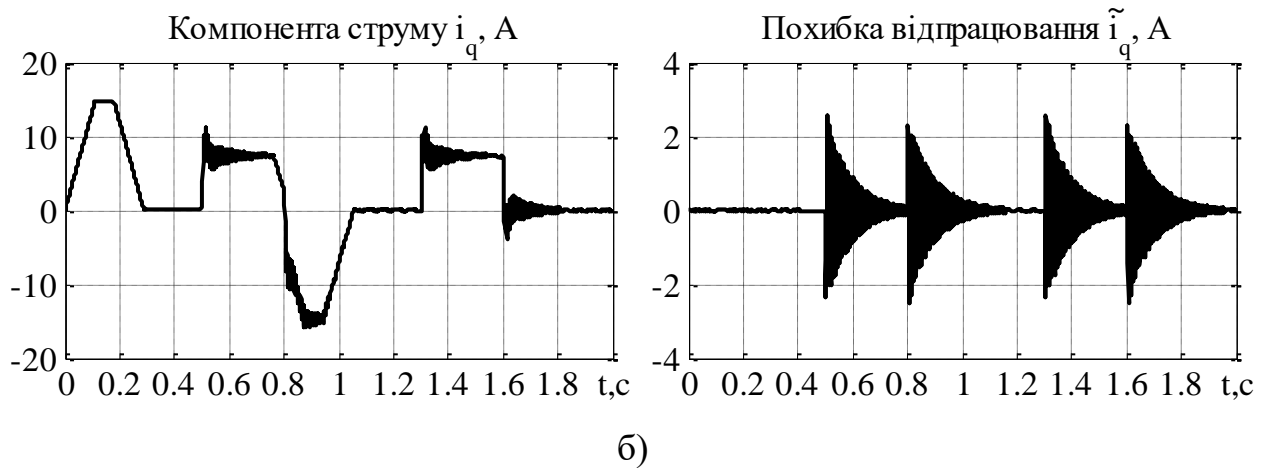


Рисунок 4.19 – Графіки перехідних процесів системи керування кутовим положенням, з використанням І-регулятора струму по осі q

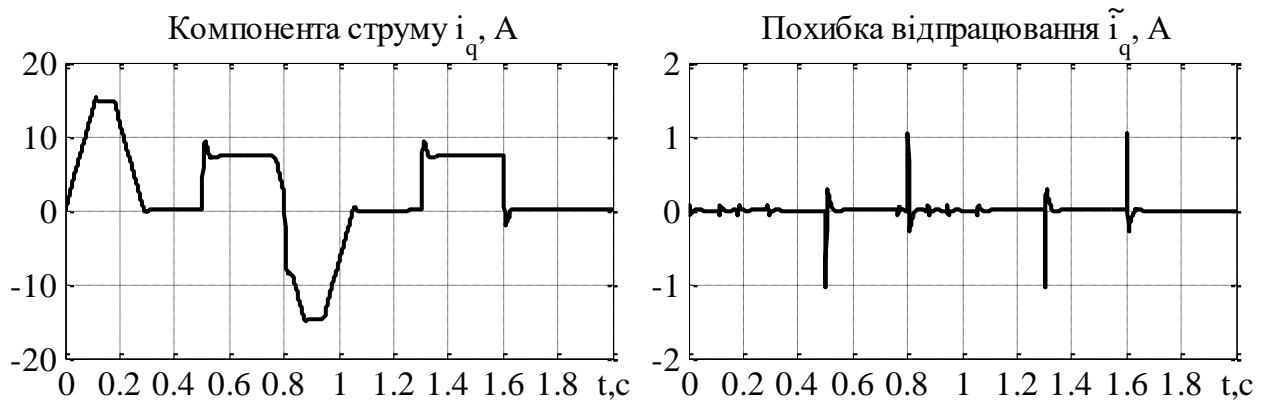
Як і очікувалось, система керування кутовим положенням, яка використовує І-регулятор струму по осі q виявилась непридатною до використання в реальних системах електроприводу, через коливальні перехідні процеси похбок відпрацювання струму по осі q, та кутової швидкості, адже такий характер перехідного процесу струму, призводить до значних як механічної потужності двигуна, так і споживаної активної потужності.

4.13 Керування кутовим положенням з регулятором швидкості без компенсації 2-ї похідної за заданим кутовим положенням

Для дослідження динаміки відпрацювання вихідних координат системи керування кутовим положенням з регулятором швидкості без компенсації 2-ї похідної від завдання кутового положення необхідно, в 1 рівнянні системи (4.13) прибрати відповідний доданок. Тоді регулятор швидкості набуває вигляду

$$\begin{aligned} i_q^* &= \frac{1}{\mu} (\hat{M}_c + k_\theta^2 \tilde{\theta} - (k_\omega + k_\theta) \tilde{\omega}), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega}. \end{aligned} \quad (4.15)$$

Структура регулятора швидкості системи керування кутовим положенням відповідно до рівнянь (4.15) зображено на рисунку 4.20.



б)

Рисунок 4.21 – Графіки перехідних процесів системи керування кутовим положенням, з регулятором швидкості без компенсації 2-ї похідної по положенню

Як можна бачити з графіків на рисунку 4.21, на початку та вкінці процесу розгону/гальмування двигуна, на етапах коли відбувається зміна значення заданого прискорення (ривках), виникає динамічна похибка відпрацювання струму по осі q , а також статичні похибки відпрацювання кутової швидкості та кутового положення. Хоча на інтервалах часу де прискорення постійне, відповідні похибки зводяться до нуля, така система керування кутовим положенням не підходить до використання в електроприводах, які потребують точного відпрацювання складної заданої траєкторії, де можливі часті пуски зупинки та реверси двигуна, для її відпрацювання.

4.14 Керування кутовим положенням з регулятором швидкості без компенсації похибки відпрацювання кутового положення

Регулятор швидкості системи керування кутовим положенням (4.13), без компенсації похибки відпрацювання кутового положення набуває вигляду

$$\begin{aligned} i_q^* &= \frac{1}{\mu} (\hat{M}_c + \ddot{\theta}^* - (k_\omega + k_\theta) \tilde{\omega}), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega}. \end{aligned} \quad (4.16)$$

Структура регулятора швидкості згідно рівнянь (4.16) зображена на рисунку 4.22.

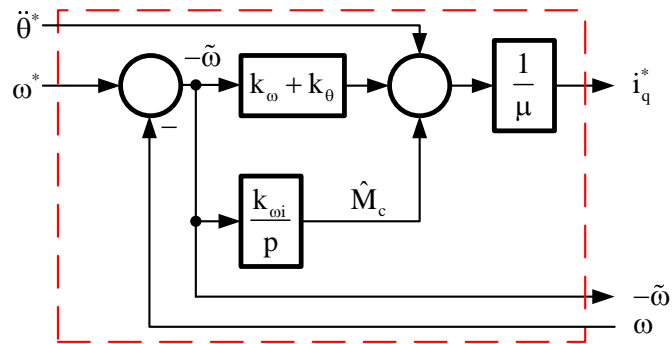
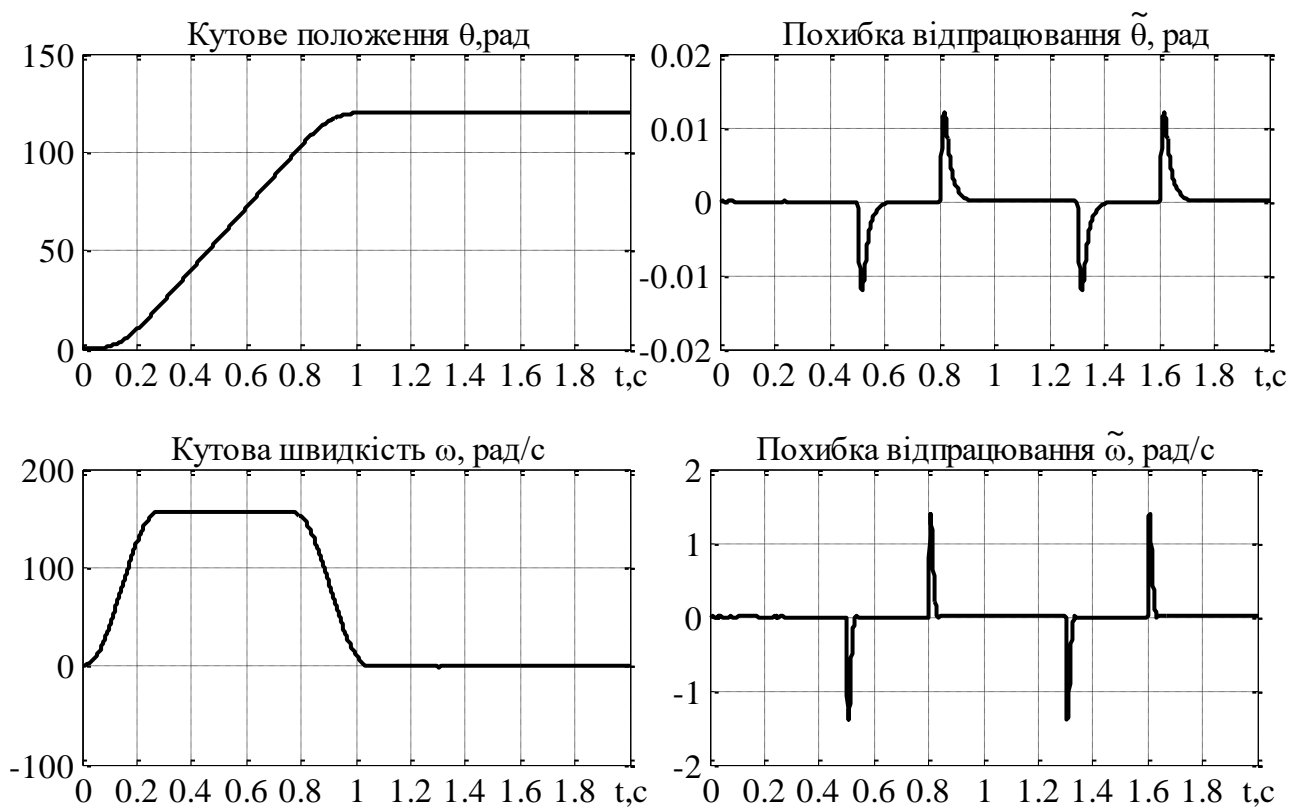


Рисунок 4.22 – Структура регулятора швидкості системи керування кутовим положенням, без компенсації похибки відпрацювання кутового положення

Провівши моделювання системи керування кутовим положенням, яка використовує рівняння регулятора швидкості згідно (4.16), отримаємо графіки перехідних процесів, які зображені на рисунку 4.23.



a)

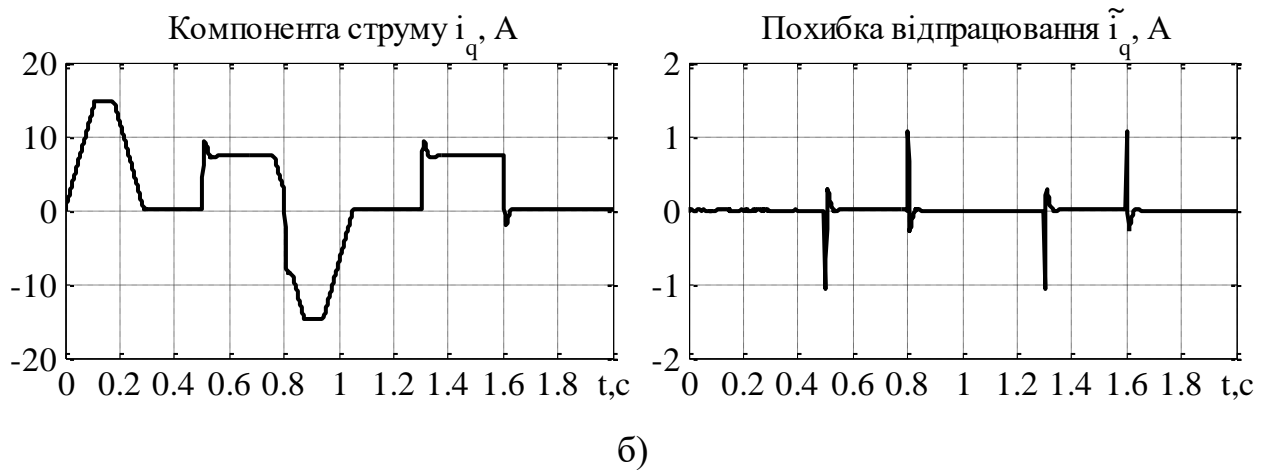


Рисунок 4.23 – Графіки перехідних процесів системи керування кутовим положенням, з регулятором швидкості без компенсації похибки відпрацювання кутового положення

Як можна побачити з графіків на рисунку 4.23, вилучення компенсації похибки відпрацювання кутового положення з регулятора швидкості (4.13) ніяк не впливає на динаміку відпрацювання вихідних координат. Точність та швидкодія системи керування по відпрацюванню кутового положення, кутової швидкості та компоненти струму по осі q повністю ідентичні, з системою керування яка використовує регулятор кутової швидкості згідно рівнянь (4.13).

4.15 Керування кутовим положенням з П-регулятором швидкості

Для одержання рівнянь П-регулятора швидкості системи керування кутовим положенням на основі рівнянь регулятора (4.13), необхідно в 1 рівнянні системи вилучити оцінку моменту статичного навантаження. Тоді рівняння регулятора приймає вигляд

$$\dot{i}_q^* = \frac{1}{\mu} (\ddot{\theta}^* + k_\theta^2 \tilde{\theta} - (k_\omega + k_\theta) \tilde{\omega}). \quad (4.17)$$

Структура регулятора швидкості відповідно до рівняння (4.17) зображена на рисунку 4.24.

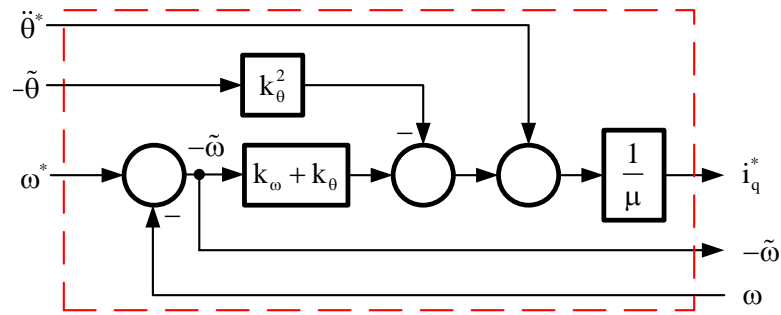
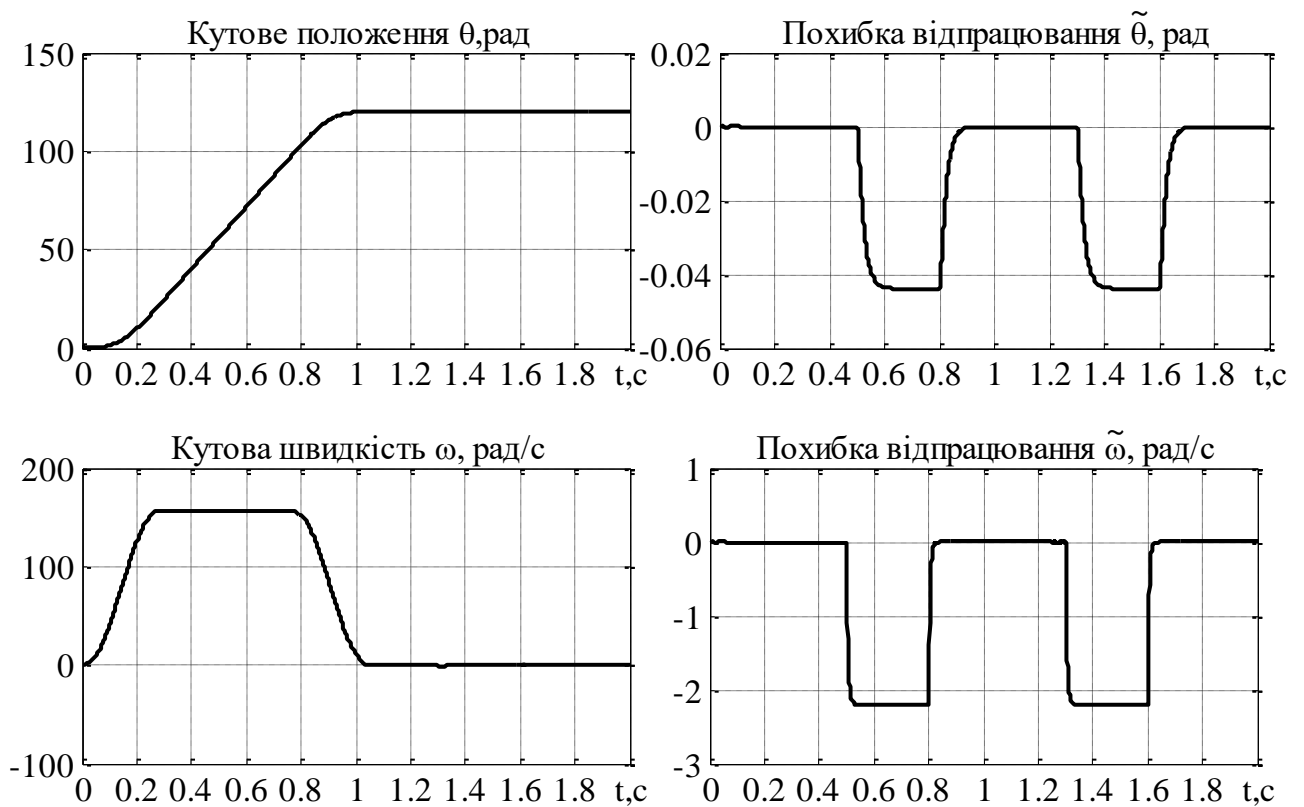


Рисунок 4.24 – Структура П-регулятора швидкості системи керування кутовим положенням

Виконавши моделювання системи керування кутовим положенням, з П-регулятором швидкості отримаємо графіки перехідних процесів відпрацювання вихідних координат, що зображені на рисунку 4.25.



а)

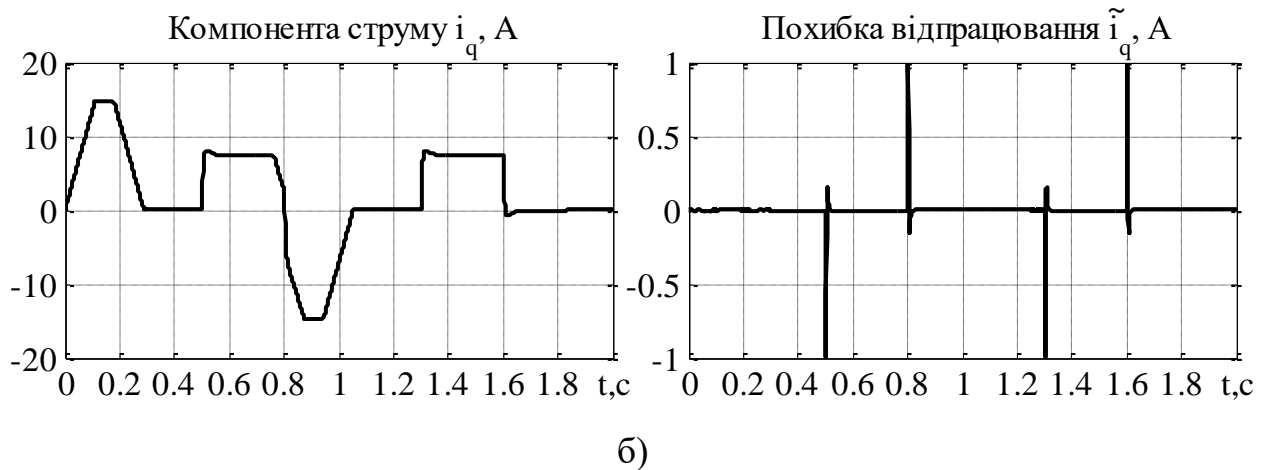


Рисунок 4.25 – Графіки перехідних процесів системи керування кутовим положенням з використання П-регулятора швидкості

Як можна побачити з графіків похибок відпрацювання (рис. 4.25), система керування кутовим положенням з П-регулятором швидкості, має більше значення динамічної похибки відпрацювання компоненти струму по осі q , в порівнянні з системою, що використовує регулятор швидкості повного порядку згідно рівнянь (4.13), також присутні статичні похибки відпрацювання кутової швидкості та кутового положення, при роботі під навантаженням, що свідчить про неможливість точної роботи в такому режимі роботи. Якщо вийти за рамки математичного моделювання, то така система взагалі неприйнятна до використання в якості системи по відпрацюванню кутового положення, адже будь-яка зовнішня дія, прикладена до валу двигуна, і є навантаженням.

4.16 Керування кутовим положенням з І-регулятором швидкості

Для одержання рівнянь І-регулятора швидкості системи керування кутовим положенням на основі рівнянь регулятора (4.13), необхідно в межах даної системи рівнянь прийняти коефіцієнти налаштування $k_\omega = k_\theta = 0$, при цьому, коефіцієнт налаштування інтегральної складової регулятора швидкості залишається незмінним $k_{\omega i} = \frac{200^2}{2}$. Тоді рівняння регулятора приймають вигляд

$$\begin{aligned} i_q^* &= \frac{1}{\mu} (\hat{M}_c + \ddot{\theta}^* + k_\theta^2 \tilde{\theta}), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega}. \end{aligned} \quad (4.18)$$

Структура регулятора швидкості відповідно до рівнянь (4.18) зображено на рисунку 4.26.

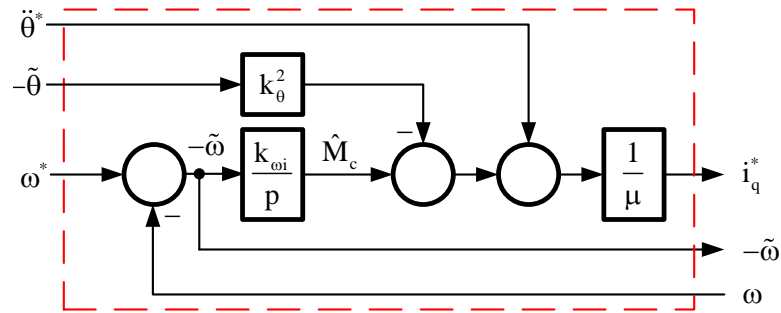


Рисунок 4.26 – Структура І-регулятора положення

Як було визначено раніше, для системи керування кутовою швидкістю (п. 4.7), система керування, з використанням І-регулятора швидкості втрачає стійкість при введенні навантаження. Необхідності в додатковому моделюванні системи керування кутовим положенням з використанням регулятора швидкості згідно (4.18) немає, адже передбачувано, що результати будуть аналогічними (рис. 4.13).

4.17 Керування кутовим положенням з регулятором положення без компенсації 1-ї похідної по завданню

Для дослідження динаміки відпрацювання вихідних координат системи керування швидкістю з регулятором положення без компенсації 1-ї похідної по завданню, необхідно рівняння (4.12) спростити до наступного вигляду

$$\omega^* = -k_\theta \cdot \tilde{\theta}. \quad (4.19)$$

Структура регулятора положення, у відповідності до рівняння (4.19) зображена на рисунку 4.27.

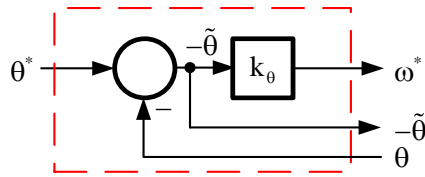


Рисунок 4.27 – Структура регулятора положення без компенсації 1-ї похідної від завдання

Виконавши математичне моделювання системи керування кутовим положенням із регулятором положення згідно рівняння (4.19), отримаємо графіки перехідних процесів, які зображені на рисунку 4.28.

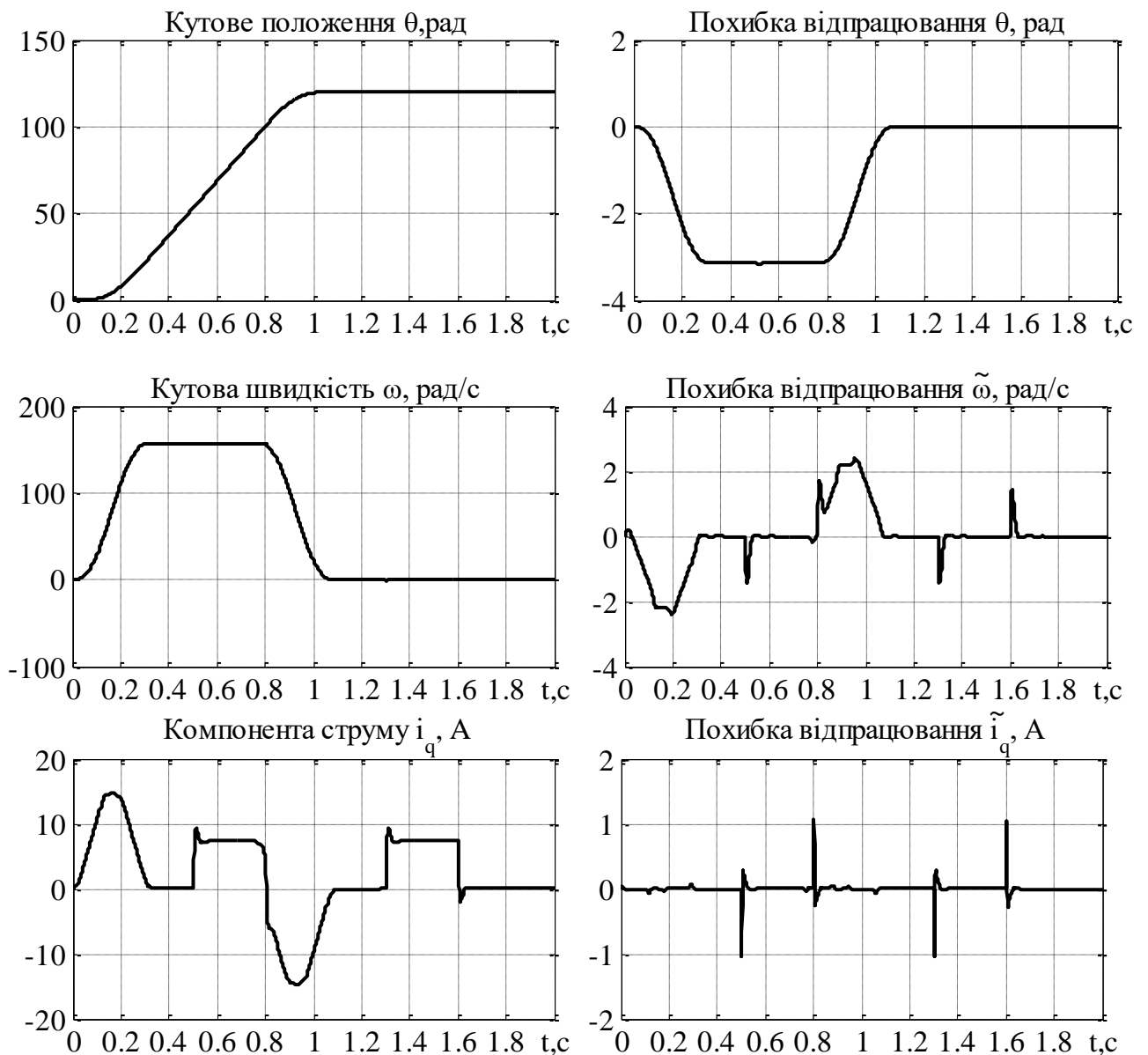


Рисунок 4.28 – Графіки перехідних процесів системи керування кутовим положенням, з регулятором положення без компенсації 1-ї похідної по завданню

Як видно, з графіків перехідних процесів системи керування кутовим положенням (рис. 4.28), присутні динамічні похибки відпрацювання компоненти струму по осі q , на етапах ривків, статичні похибки на етапах прискорення/сповільнення двигуна, статичні похибки відпрацювання кутової швидкості на етапі прискорення/сповільнення двигуна, а також статичну похибку відпрацювання кутового положення на всьому етапі роботи двигуна (коли кутова швидкість обертання ротора двигуна не нульова). Такий тип регулятора положення, не підходить до використання в системах електропривода, де необхідне точне відпрацювання кутового положення в реальному часі (наприклад системи наведення), або застосування у верстатах високої точності матеріалообробки.

4.18 Керування кутовим положенням з регулятором положення без компенсації похибки відпрацювання кутового положення

Для дослідження динаміки відпрацювання вихідних координат системи керування швидкістю з регулятором положення без компенсації 1-ї похідної по заданню, необхідно рівняння (4.12) спростити до наступного вигляду

$$\omega^* = \dot{\theta}^* . \quad (4.20)$$

Структура регулятора положення, у відповідності до рівняння (4.20) зображена на рисунку 4.29.

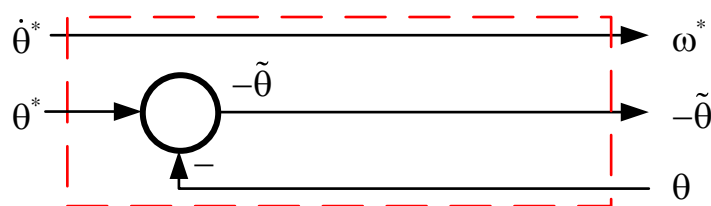


Рисунок 4.29 – Структура регулятора положення, без компенсації похибки відпрацювання кутової швидкості

Виконавши математичне моделювання системи керування кутовим положенням, яка використовує регулятор положення згідно з рівнянням (4.20) отримаємо графіки перехідних процесів, які зображені на рисунку 4.30.

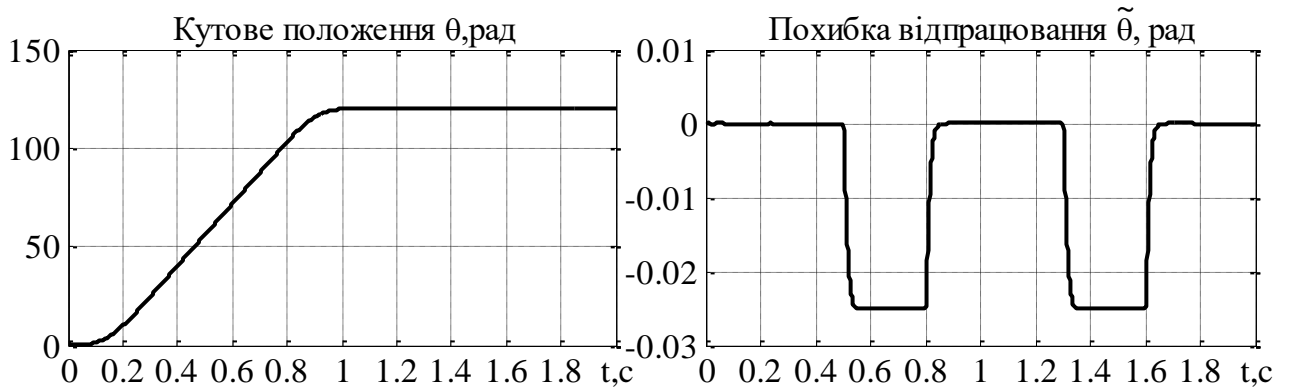


Рисунок 4.30 – Графіки перехідних процесів системи керування кутовим положенням із регулятором положення без компенсації похибки відпрацювання

Через наявність статичної похибки відпрацювання кутового положення, як можна побачити з відповідного графіку на рисунку 4.30, система керування не придатна до використання в системах електроприводу з відпрацюванням кутового положення, адже виходячи за рамки математичного моделювання, в реальних умовах, усі процеси (наприклад різання) супроводжуються навантаженням двигуна, а отже і відпрацювання заданої траєкторії, що є основною задачею систем керування кутовим положенням, є неможливим.

4.19 Керування кутовим положенням із завданням на відпрацювання кутового положення у вигляді траєкторії 2-го порядку

В даному дослідженні динаміки, буде використовуватись повний алгоритм керування кутовим положенням згідно рівнянь (4.12) – (4.13), з регуляторами струму відповідно до (4.3) – (4.4), виключаючи компенсацію за 3-ю похідною від заданого положення. Тому рівняння розрахунку відомої складової похідної від завдання струму по осі q \dot{i}_{q1}^* (4.14) перепишеться наступним чином

$$\begin{aligned}
\dot{i}_{q1}^* = & \frac{1}{\mu} \dot{M}_c + \frac{k_\theta}{\mu} (k_\theta \tilde{\theta} + \tilde{\omega}) - \\
& - \frac{k_\omega + k_\theta}{\mu} (-k_\omega \tilde{\omega} + \mu \tilde{i}_q + \frac{3p_n}{2J} (L_d - L_q) \tilde{i}_d i_q) - \\
& - \frac{1}{\mu^2} (\ddot{\theta}^* + k_\theta^2 \tilde{\theta} - (k_\omega + k_\theta) \tilde{\omega}) \frac{3p_n}{2J} (L_d - L_q) i_d^*.
\end{aligned} \tag{4.21}$$

Необхідно також внести зміни у послідовність операцій керування:

1. Завдання на відпрацювання кутового положення задане у вигляді траєкторії 3-го порядку. Початкове кутове положення ротора $\theta = 0$ рад, відпрацювання завдання починається на $t = 0$ с, та досягає кінцевого значення $\theta^* = 120$ рад на $t = 0.95$ с, з обмеженням 1-ї, та 2-ї похідних $\dot{\theta}^* = 157$ рад/с, та $\ddot{\theta}^* = 877$ рад/с² відповідно.
2. Завдання прямої компоненти струму i_d^* задане нульовим, на протязі всього тесту.
3. Момент статичного навантаження $M_c = 13.6$ Нм прикладається на етапі відпрацювання заданого кутового положення впродовж інтервалу часу $t = 0.5 \dots 0.8$ с, та на етапі утримання заданого кутового положення (на нульовій швидкості) впродовж інтервалу часу $t = 1.3 \dots 1.6$ с спадає до нуля.

Структура блоку розрахунку похідної від заданого струму \dot{i}_{q1}^* , згідно виразу (4.21) зображена на рисунку 4.31.

Графіки перехідних процесів, отримані в результаті моделювання системи керування кутовим положенням, із завданням положення у вигляді траєкторії 2-го порядку, зображені на рисунку 4.32.

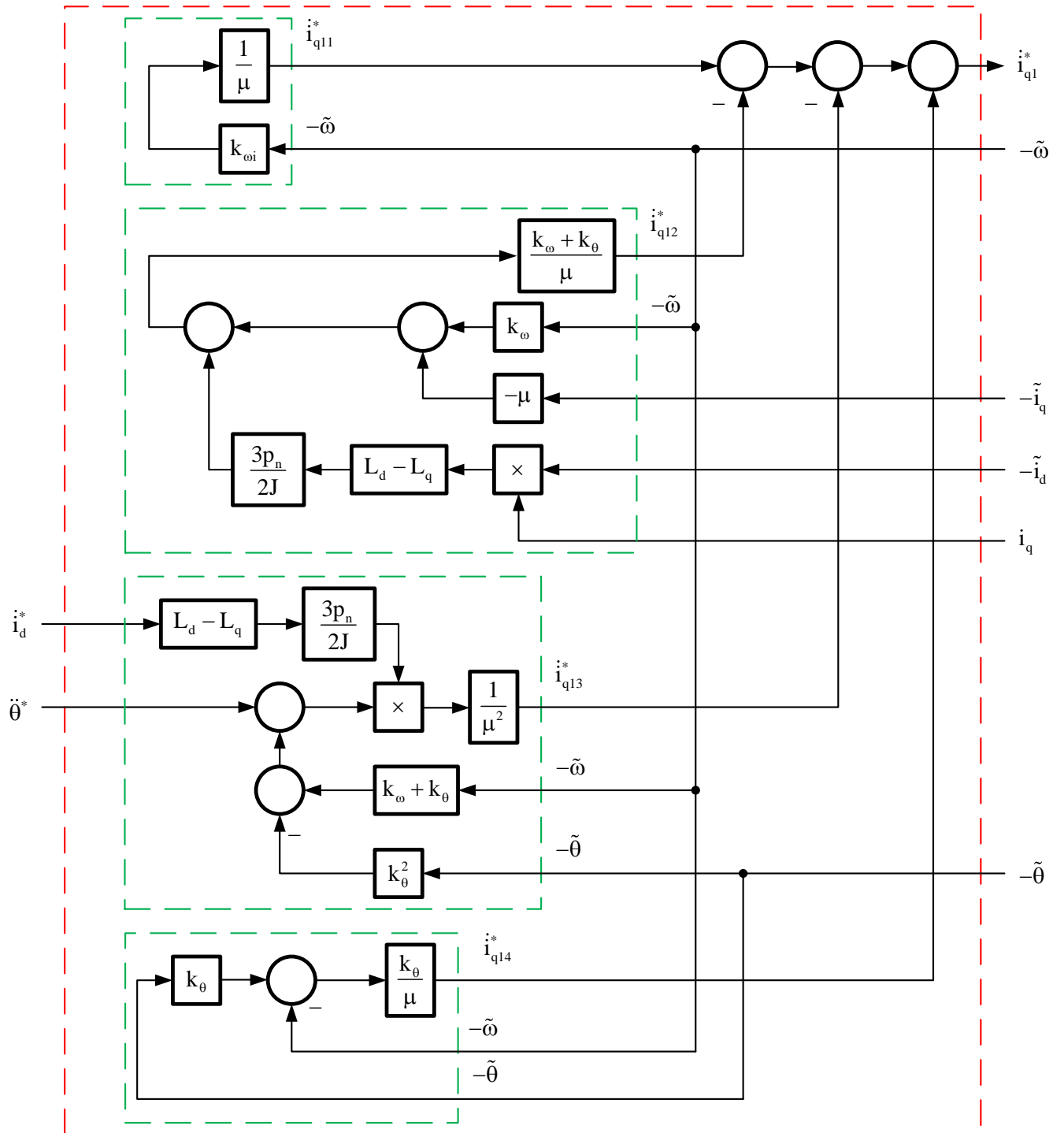


Рисунок 4.31 – Структура блоку розрахунку похідної від заданого струму \dot{i}_{q1}^*

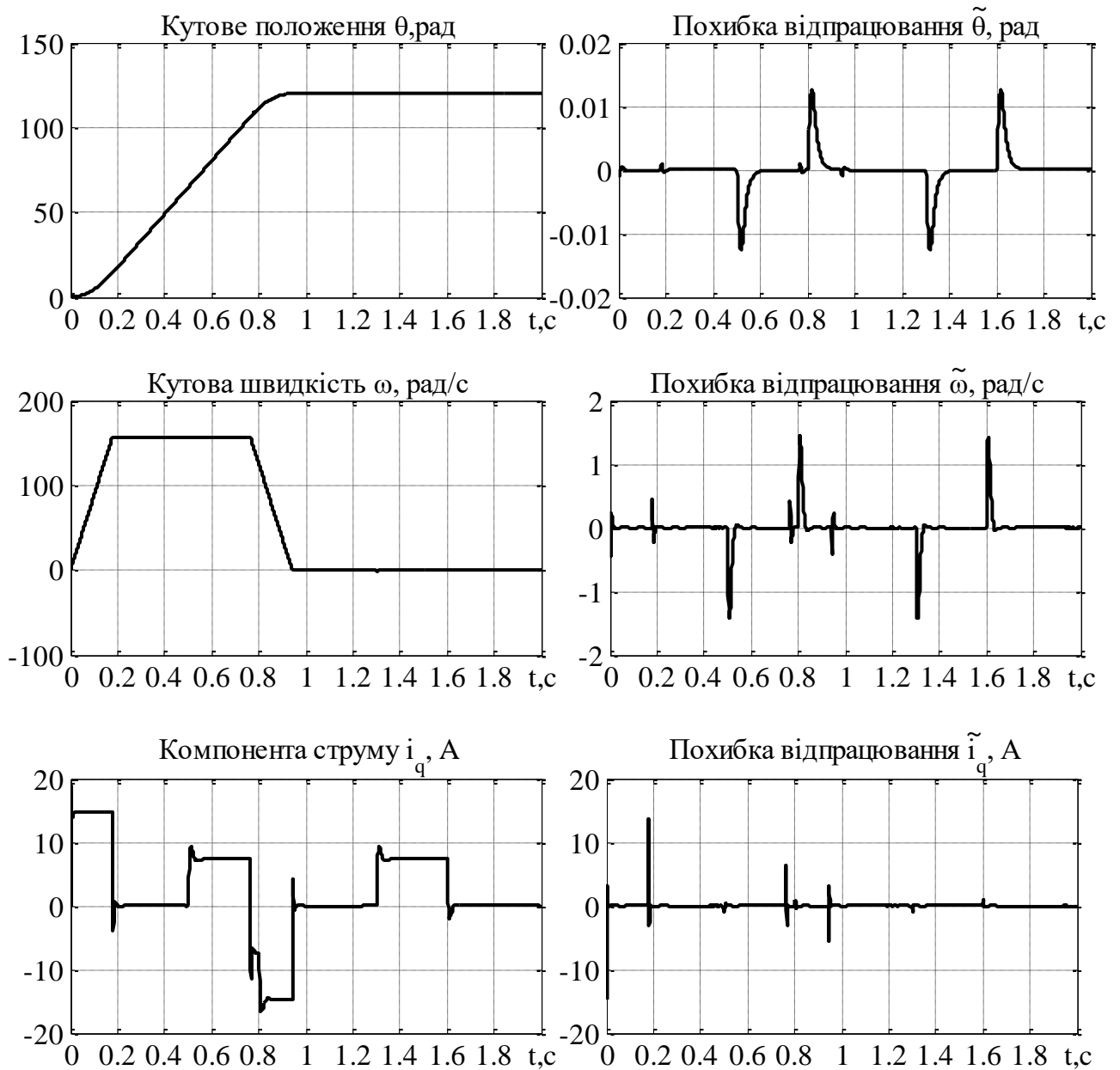


Рисунок 4.32 – Графіки перехідних процесів системи керування кутового положення, із завданням на відпрацювання траєкторії 2-го порядку

Як можна побачити з графіків перехідних процесів (рис. 4.32), на етапі розгону та гальмування двигуна, при зміні значення прискорення присутні динамічні похибки відпрацювання компоненти струму по осі q , відпрацювання кутової швидкості, та кутового положення. Значення динамічних похибок відпрацювання кутового положення на етапах розгону/зупинки, яке набагато нижче від значення динамічної похибки відпрацювання кутового положення, при накиданні/скиданні навантаження, а також висока швидкодія, дозволяють

використовувати таку систему електропривода на підприємствах, виробництвах та в техніці, яка потребує точного відпрацювання кутового положення.

4.20 Висновок

Проведені дослідження динамічних режимів відпрацювання кутової швидкості та кутового положення показало, що спрощення алгоритмів керування не завжди дозволяє отримати позитивні результати у вигляді незначного погіршення динаміки відпрацювання вихідних координат, або збереження динаміки системи з використанням повного алгоритму керування кутовою швидкістю, або кутовим положенням відповідно.

Слід відмітити що система керування, з керуючими діями у вигляді напруг що прикладаються до статора не може працювати за умов виключно інтегрального регулятора струму, в такій системі виникають значні коливальні процеси відпрацювання заданих струмів, що негативно позначається на енергетичних показниках системи керування.

Використання І-регулятора швидкості призводить до втрати стійкості для обох досліджуваних випадків систем керування.

Використання ІІ-регулятора швидкості призводить до появи статичної похибки відпрацювання кутової швидкості, для системи керування кутовою швидкістю, та кутового положення відповідно для системи керування кутовим положенням.

Аналогічно при відсутності в регуляторах швидкості та положення відповідних компенсацій похибок, з'являються статичні похибки відпрацювання відповідних координат, при роботі під навантаженням.

Якщо формувати траєкторії заданих координат кутової швидкості, або положення, у вигляді траєкторій нижчих порядків, ніж визначено в задачах керування, то це призводить до виникнення динамічних похибок відпрацювання вихідних координат на етапах розгону та гальмування двигуна.

ВИСНОВОК

В даній роботі представлені матеріали по системам керування явнопольсними синхронними двигунами, а саме: відпрацювання моменту, кутової швидкості та кутового положення за умов струмового керування та керування напругами, що прикладаються до статора. Крім цього проведені дослідження динамічних режимів відпрацювання кутової швидкості та кутового положення за умов спрощених алгоритмів керування.

В ході роботи представлений покроковий синтез, з поясненнями, алгоритмів керування. Синтезовані системи керування представлені у вигляді алгебраїчних рівнянь та у вигляді блочних структурних схем, які спрощують викладення матеріалу, та дозволяють побачити структуру алгоритмів не використовуючи математичних виразів.

В змісті роботи наведені рекомендації, по вибору структур рівнянь регуляторів, а також рекомендації по вибору коефіцієнтів налаштувань регуляторів.

Крім цього слід відмітити, що були розроблені моделюючі програми, для програмного середовища SIMNON, які дозволять студентам використовувати їх для дослідження динаміки систем керування явнопольсними синхронними двигунами з постійними магнітами, за різних визначених на їх розсуд умов керування.

Дані матеріали розроблені з метою впровадження вивчення систем керування явнопольсними синхронними двигунами з постійними магнітами в навчальний процес, для викладення даного матеріалу для вивчення студентами. Матеріали придатні до використання не тільки для теоретичного викладення, для ознайомлення з системами керування даним типом двигунів, а й для використання для практичних, лабораторних робіт, а також при написанні курсових та дипломних робіт, або статей.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Мілих В. І., Єгоров Б. О., Єгорова Г. Г., Мірошніченко А. Г., Юхимчук В. Д. Дослідження синхронних машин. Харків: НТУ «ХПІ», 2010. 117 с.
2. Грабко В. В., Розводюк М.П., Левицький С.М., Грабенко І.В. Експериментальні дослідження електричних машин. Частина V. Синхронні машини. Навчальний посібник. Вінниця: ВНТУ, 2013. 160 с.
3. Control of Permanent Magnet Synchronous Motors. Sadegh Vaez-Zadeh. © Sadegh Vaez-Zadeh 2018. Published in 2018 by Oxford University Press. DOI 10.1093/oso/9780198742968.001.0001
4. Gieras, Jacek F. Permanent magnet motor technology: design and applications / Jacek F. Gieras. – 3rd ed. Taylor and Francis Group, LLC, 2010 – 600 p.
5. Jose Rodriguez; Patricio Cortes, "Predictive Control of Permanent Magnet Synchronous Motors," in Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives , IEEE, 2012, pp.133-144, doi: 10.1002/9781119941446.ch9.
6. Pellegrino, Gianmario, et al. The rediscovery of synchronous reluctance and ferrite permanent magnet motors: tutorial course notes. Springer, 2016.— 136 p.
7. M. A. Rahman, D. M. Vilathgamuwa, M. N. Uddin and King-Jet Tseng, "Nonlinear control of interior permanent-magnet synchronous motor," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 2, pp. 408-416, March-April 2003, doi: 10.1109/TIA.2003.808932.
8. T. M. Jahns, G. B. Kliman and T. W. Neumann, "Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-22, no. 4, pp. 738-747, July 1986, doi: 10.1109/TIA.1986.4504786.
9. S.-K. Sul Control of electric machine drive systems. John Wiley & Sons, 2011.
10. S. Peresada, D. Rodkin and V. Reshetnyk, "Theoretical and Experimental Comparison of the Standard and Feedback Linearizing Speed Controllers for Synchronous Motors," 2020 IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP), 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/PAEP49887.2020.9240821.

11. С.М.Пересада. Конспект лекцій з дисципліни «Керування електроприводами-2». Київ, 2000.
12. С. М. Пересада, С. М. Ковбаса. Теорія мехатронних систем – 1: Методичні вказівки до виконання розрахунково-графічної роботи для студентів заочної форми навчання напряму підготовки 6.050702 – "Електромеханіка" спеціальності "Електромеханічні системи автоматизації та електропривод –К.: НТУУ "КПІ", 2011 р. –96 с.
13. S. Peresada, Y. Nikonenko and V. Reshetnyk, "Identification of the Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Electrical Parameters for Self-Commissioning," 2020 IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), 2020, pp. 826-831, doi: 10.1109/ELNANO50318.2020.9088867.
14. K. V. Prashanth and H. Girisha Navada, "Position control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor using Adaptive Backstepping technique," 2013 International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI), 2013, pp. 1718-1723, doi: 10.1109/ICACCI.2013.6637440.
15. J. Lau and M. N. Uddin, "Nonlinear adaptive position control of an interior permanent magnet synchronous motor," IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005., 2005, pp. 1689-1694, doi: 10.1109/IEMDC.2005.195947.
16. S. Peresada, Y. Nikonenko, V. Reshetnyk and D. Rodkin, "Adaptive Position Control and Self-Commissioning of the Interior Permanent Magnet Synchronous Motors," 2019 IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES), 2019, pp. 498-501, doi: 10.1109/MEES.2019.8896410.

Додаток А – Параметри двигуна NORD 100T2/4

Таблиця А.1 – Номінальні параметри двигуна NORD 100T2/4

Параметр	Значення
Номінальна потужність, кВт	3
Номінальний струм, А	5.4
Номінальна кутова швидкість обертання ротора, рад/с	220
Номінальний момент навантаження, Нм	13.6
К-сть пар полюсів	2
Момент інерції ротора двигуна, кг·м ²	0.0155
Активний опір статора, Ом	1.7
Індуктивність по осі q, мГн	58
Індуктивність по осі d, мГн	31
Потік, створений дією постійних магнітів, Вб	0.615

При моделюванні слід враховувати момент інерції виконавчого органу механізму. В даному випадку рекомендовано використовувати подвійний момент інерції ротора двигуна.

Додаток Б – Текст програми IPMSMT

"IPMSM full order torque tracking

continuous system mt

state tet w id iq yd yq

state Trqr idr

der dtet dw did diq dyd dyq

der dTrqr didr

time t

"variables

"tet-angle

"w-speed

"ia,ib-(a-b) currents

"id,iq-(d-q) currents

"ua,ub-(a-b) voltages

"ud,uq-(d-q) voltages

"Trq-torque

"Tl-load torque

"yd,yq-current contr. integral

"idr - q-current reference

"idd,iqd -(d-q) current errors

"Trqd - torque error

"I - modulus of current

"U - modulus of voltage

"Pm - mechanical power

"Pa - active power

"Pr - reactive power

"IPMSM Model

dtet=w

$dw = (3 \cdot pn \cdot iq \cdot (Lm \cdot iff + (Ld - Lq) \cdot id) / (2 \cdot J)) - Tl / J$

$did = (ud - R \cdot id + Lq \cdot w \cdot pn \cdot iq) / Ld$

$diqu = (uq - R \cdot iq - Ld \cdot w \cdot pn \cdot id - Lm \cdot iff \cdot pn \cdot w) / Lq$

$Trq = (3 \cdot pn \cdot iq \cdot (Lm \cdot iff + (Ld - Lq) \cdot id) / 2)$

$\mu = 3 \cdot pn \cdot (Lm \cdot iff + (Ld - Lq) \cdot idr) / (2 \cdot J)$

"Traject of torque

dTrqr =if t<0.1 then 139 else dTrqr1

dTrqr1=if t<0.35 then 0 else dTrqr2

dTrqr2=if t<0.45 then -139 else dTrqr3

dTrqr3=if t<1.45 then 0 else dTrqr4

dTrqr4=if t<1.55 then -139 else dTrqr5

dTrqr5=if t<1.8 then 0 else dTrqr6

dTrqr6=if t<1.9 then 139 else 0

"Load torque

Tl=if t<2 then 0 else t11

t11=if t<3 then 0 else 0

"Traject of idr

didr=idrr

```

idrr=if t<tpoch then 0 else idrr2
idrr2=if t<tpoch+tzm then zmmax else idrr3
idrr3=if t<tpoch+tzm+tutr then 0 else idrr4
idrr4=if t<tpoch+tzm+tutr+tzm then -zmmax else 0

```

```

tpoch=1      "start time
tzm=zid/zmmax  "time of increase (decrease)
zid=0        "final value idr
zmmax=-30     "rate of change idr
tutr= 2       "time of constant value idr

```

"Transformed variables

```

ia=id*cos(pn*tet)-iq*sin(pn*tet)
ib=id*sin(pn*tet)+iq*cos(pn*tet)

ua=ud*cos(pn*tet)-uq*sin(pn*tet)
ub=ud*sin(pn*tet)+uq*cos(pn*tet)

```

"Trq controller

```

iqr=Trqr/(3*pn*(Lm*iff+(Ld-Lq)*idr)/2)
diqr=dTrqr/(3*pn*(Lm*iff+(Ld-Lq)*idr)/2)

```

"d-current controller

```

ud=R*idr-Lq*pn*w*iq+Ld*(-ki1*idd-yd+didr)
dyd=kii*idd

```

"q-current controller

$$u_q = R \cdot i_{qr} + L_d \cdot p n \cdot w \cdot i_d + L_m \cdot i_{ff} \cdot p n \cdot w + L_q \cdot (d i_{qr} - k_{i1} \cdot i_{qd} - y_q)$$

$$d y_q = k_{ii} \cdot i_{qd}$$

"Current errors

$$i_{dd} = i_d - i_{dr}$$

$$i_{qd} = i_q - i_{qr}$$

"Trq error

$$T_{rqd} = T_{rqr} - T_{rq}$$

"Controller's parameters

$$k_{i1} = 1000$$

$$k_{ii} = k_{i1} \cdot k_{i1} / 2$$

"Modulus of current and voltage

$$I = \sqrt{i_a \cdot i_a + i_b \cdot i_b}$$

$$U = \sqrt{u_a \cdot u_a + u_b \cdot u_b}$$

"Power

$$P_m = T_{rq} \cdot w$$

$$P_a = 3 \cdot (u_a \cdot i_a + u_b \cdot i_b) / 2$$

$$P_r = 3 \cdot (u_a \cdot i_b - u_b \cdot i_a) / 2$$

"Motor parameters

$U_m=800$

$iff = 1$ "222.22

$p_n = 2$

$L_m = 0.615$

$R=1.7$

$J=0.0155*2$

$L_q=0.058$

$L_d=0.031$

end

Додаток В – Текст програми IPMSMW

"IPMSM full order speed tracking

continuous system mt

state tet w wr Tlo

state iq id yd yq al

state idr

der dtet dw dwr dTlo

der diq did dyd dyq dal

der didr

time t

zero=0

"variables

"tet-angle

"w-speed

"ia,ib-(a-b) currents

"id,iq-(d-q) currents

"ua,ub-(a-b) voltages

"ud,uq-(d-q) voltages

"Trq-torque

"Tl-laod torque

"yd,yq-current contr. integral

"wr - speed reference

"al - 1-st derivative of wr

"all - 2-nd derivative of wr

"idr - q-current reference

"idd,iqd -(d-q) current errors

"Tlo-load estimation

"ew - speed error

"eTl - load estimation error

"I - modulus of current

"U - modulus of voltage

"Pm - mechanical power

"Pa - active power

"Pr - reactive power

"IPMSM Model

dtet=w

dw=(3*pn*iq*(Lm*iff+(Ld-Lq)*id)/(2*J))-Tl/J

did=(ud-R*id+Lq*w*pn*iq)/Ld

diqu=(uq-R*iq-Ld*w*pn*id-Lm*iff*pn*w)/Lq

Trq=(3*pn*iq*(Lm*iff+(Ld-Lq)*id)/2)

mu=3*pn*(Lm*iff+(Ld-Lq)*idr)/(2*J)

"Load torque

Tl=if t<2 then 0 else tl1

tl1=if t<3 then 13.6 else 0

"Transformed variables

ia=id*cos(pn*tet)-iq*sin(pn*tet)

ib=id*sin(pn*tet)+iq*cos(pn*tet)

$ua = ud * \cos(pn * tet) - uq * \sin(pn * tet)$

$ub = ud * \sin(pn * tet) + uq * \cos(pn * tet)$

"Traject of speed

dwr = al

dal = all

all=if $t < tro$ then romax else all2

all2=if $t < tro + ta$ then 0 else all3

all3=if $t < 2 * tro + ta$ then -romax else all4

all4=if $t < 2 * tro + ta + tw$ then 0 else all5

all5= if $t < 3 * tro + ta + tw$ then -romax else all6

all6= if $t < 3 * tro + 2 * ta + tw$ then 0 else all7

all7= if $t < 4 * tro + 2 * ta + tw$ then romax else 0

$tro = a_{max} / r_{max}$ "time of constant jerk

$ta = w_{max} / a_{max} - tro$ "time of constant acceleration

$tw = 4$ "time of constant speed

$w_{max} = 157$ "final value of speed

$a_{max} = 450$ "final value of acceleration

$r_{max} = 4.5e3$ "final value of jerk

"Traject of idr

didr=idrr

idrr=if $t < tpoch$ then 0 else idrr2

idrr2=if $t < tpoch + tzm$ then zmmax else idrr3

idrr3=if $t < tpoch + tzm + tutr$ then 0 else idrr4

idrr4=if t<tpoch+tzm+tutr+tzm then -zmmax else 0

tpoch=1 "start time

tzm=zid/zmmax "time of increase (decrease)

zid=0 "final value idr

zmmax=-30 "rate of change idr

tutr= 3-0.36 "time of constant value idr

"d-current controller

ud=R*idr-Lq*pn*w*iq+Ld*(-ki1*idd-yd+didr)

dyd=kii*idd

"q-current controller

uq=R*iqr+Ld*pn*w*id+Lm*iff*pn*w+Lq*(iqr1-ki1*iqd-yq)

dyq=kii*iqd

iqr1=iqr11-iqr12-iqr13

iqr11=(-kwi*ew+all)/mu

iqr12=((al-kw*ew)*((3*pn*didr*(Ld-Lq))/(2*J)))/(mu*mu)

iqr13=kw*(mu*iqd-kw*ew+3*pn*(Ld-Lq)*idd*iq/(2*J))/mu

"Current errors

idd=id-idr

iqd=iq-iqr

"Speed controller

iqr=(Tlo+al-kw*ew)/mu

$$dT_{lo} = -k_{wi} * e_w$$

"Speed error

$$e_w = w - w_r$$

"Load estimation error

$$e_{Tl} = (T_l/J) - T_{lo}$$

"Controller's parameters

$$k_{i1} = 1000$$

$$k_{ii} = k_{i1} * k_{i1}/2$$

$$k_w = 200$$

$$k_{wi} = k_w * k_w/2$$

"Modulus of current and voltage

$$I = \sqrt{i_a * i_a + i_b * i_b}$$

$$U = \sqrt{u_a * u_a + u_b * u_b}$$

"Power

$$P_m = T_{rq} * w$$

$$P_a = 3 * (u_a * i_a + u_b * i_b)/2$$

$$P_r = 3 * (u_a * i_b - u_b * i_a)/2$$

"Motor parameters

$U_m=800$

$i_{ff} = 1$ "222.22

$p_n = 2$

$L_m = 0.615$

$R=1.7$

$J=0.0155*2$

$L_q=0.058$

$L_d=0.031$

end

Додаток Г – Текст програми IPMSMP

"IPMSM full order position tracking

continuous system mt

state tet w Tlo

state iq id yd yq

state tetr wrt aclr

state idr

der dtet dw dTlo

der diq did dyd dyq

der dtetr dwrt daclr

der didr

time t

zero=0

"variables

"tet-angle

"w-speed

"ia,ib-(a-b) currents

"id,iq-(d-q) currents

"ua,ub-(a-b) voltages

"ud,uq-(d-q) voltages

"Trq-torque

"Tl-load torque

"yd,yq-current contr. integral

"tetr- angle reference

"wrt(dtetr) - 1-st derivative of tetr

"aclr(ddtetr) - 2-nd derivative of tetr

"alr(dddtr) - 3-rd derivative of tr

"idr- q-current reference

"idd,iqd -(d-q) current errors

"Tlo-load estimation

"ew - speed error

"eTl - load estimation error

"etet - angle error

"I - modulus of current

"U - modulus of voltage

"Pm - mechanical power

"Pa - active power

"Pr - reactive power

"IPMSM Model

dtet=w

dw=(3*pn*iq*(Lm*iff+(Ld-Lq)*id)/(2*J))-Tl/J

did=(ud-R*id+Lq*w*pn*iq)/Ld

diqu=(uq-R*iq-Ld*w*pn*id-Lm*iff*pn*w)/Lq

Trq=(3*pn*iq*(Lm*iff+(Ld-Lq)*id)/2)

mu=3*pn*(Lm*iff+(Ld-Lq)*idr)/(2*J)

"Load torque

Tl=if t<0.5 then 0 else t1

t1=if t<0.8 then 13.6 else t2

t2=if t<1.3 then 0 else t3

t3=if t<1.6 then 13.6 else 0

"Transformed variables

$$ia=id*\cos(pn*tet)-iq*\sin(pn*tet)$$

$$ib=id*\sin(pn*tet)+iq*\cos(pn*tet)$$

$$ua=ud*\cos(pn*tet)-uq*\sin(pn*tet)$$

$$ub=ud*\sin(pn*tet)+uq*\cos(pn*tet)$$

"Traject of position

$$dtetr = wr$$

$$dwrr = aclr$$

$$ddtetr=acclr$$

$$dddetr=alr$$

$$daclr = alr$$

$$alr=\text{if } t < tr \text{ then } r_{max} \text{ else } alr2$$

$$alr2=\text{if } t < tr+ta \text{ then } 0 \text{ else } alr3$$

$$alr3=\text{if } t < 2*tr+ta \text{ then } -r_{max} \text{ else } alr4$$

$$alr4=\text{if } t < 2*tr+ta+tw \text{ then } 0 \text{ else } alr5$$

$$alr5= \text{if } t < 3*tr+ta+tw \text{ then } -r_{max} \text{ else } alr6$$

$$alr6= \text{if } t < 3*tr+2*ta+tw \text{ then } 0 \text{ else } alr7$$

$$alr7= \text{if } t < 4*tr+2*ta+tw \text{ then } r_{max} \text{ else } 0$$

$$tw = (tetamax-2*r_{max}*tr*(tr*tr+1.5*tr*ta+0.5*ta*ta))/w_{max} \text{ "time of constant speed}$$

$$ta= w_{max}/a_{max}-tr \text{ "time of constant acceleration}$$

$$tr=a_{max}/r_{max} \text{ "time of constant jerk}$$

$$tetamax = 120 \text{ "final value of position}$$

$$w_{max} = 157 \text{ "final value of speed}$$

$a_{max} = 2 \cdot 13.6/J$ "final value of acceleration

$r_{max} = 8e3$ "final value of jerk

"Traject of idr

$d_{idr} = i_{drr}$

$i_{drr} = \text{if } t < t_{poch} \text{ then } 0 \text{ else } i_{drr2}$

$i_{drr2} = \text{if } t < t_{poch} + t_{zm} \text{ then } z_{mmax} \text{ else } i_{drr3}$

$i_{drr3} = \text{if } t < t_{poch} + t_{zm} + t_{utr} \text{ then } 0 \text{ else } i_{drr4}$

$i_{drr4} = \text{if } t < t_{poch} + t_{zm} + t_{utr} + t_{zm} \text{ then } -z_{mmax} \text{ else } 0$

$t_{poch} = 1$ "start time

$t_{zm} = z_{id}/z_{mmax}$ "time of increase (decrease)

$z_{id} = 0$ "final value idr

$z_{mmax} = -10$ "rate of change idr

$t_{utr} = 2$ "time of constant value idr

"d-current controller

$u_d = R \cdot i_{dr} - L_q \cdot p_n \cdot w \cdot i_q + L_d \cdot (-k_{i1} \cdot i_{dd} - y_d + d_{idr})$

$d_{yd} = k_{ii} \cdot i_{dd}$

"q-current controller

$u_q = R \cdot i_{qr} + L_d \cdot p_n \cdot w \cdot i_d + L_m \cdot i_{ff} \cdot p_n \cdot w + L_q \cdot (i_{qrd1} - k_{i1} \cdot i_{qd} - y_q)$

$d_{yq} = k_{ii} \cdot i_{qd}$

$i_{qrd1} = i_{qrd11} - i_{qrd12} - i_{qrd13} + i_{qrd14}$

$$i_{qrd11}=(-k_{wi}*e_w)/\mu$$

$$i_{qrd121}=a_{clr}+k_{tet}*k_{tet}*e_{tet}-(k_w+k_{tet})*e_w$$

$$i_{qrd12}=(i_{qrd121}*((3*p_n*d_{idr}*(L_d-L_q))/(2*J)))/(\mu*\mu)$$

$$i_{qrd13}=(k_w+k_{tet})*(\mu*i_{qd}-k_w*e_w+3*p_n*(L_d-L_q)*i_{dd}*i_q/(2*J))/\mu$$

$$i_{qrd14}=k_{tet}*(k_{tet}*e_{tet}+e_w)/\mu$$

"Current errors

$$i_{dd}=i_d-i_{dr}$$

$$i_{qd}=i_q-i_{qr}$$

"Speed controller

$$i_{qr}=(T_{lo}+a_{clr}-(k_w+k_{tet})*e_w+k_{tet}*k_{tet}*e_{tet})/\mu$$

$$dT_{lo}=-k_{wi}*e_w$$

"Speed error

$$e_w=w-w_r$$

"Load estimation error

$$e_{Tl}=(T_l/J)-T_{lo}$$

"Position error

$$e_{tet}=tet-tetr$$

"Position controller

$$w_r = dT_{et} - k_{Tet} * e_{Tet}$$

"Controller's parameters

$$k_{i1} = 1000$$

$$k_{ii} = k_{i1} * k_{i1} / 2$$

$$k_w = 200$$

$$k_{wi} = k_w * k_w / 2$$

$$k_{Tet} = 50$$

"Modulus of current and voltage

$$I = \sqrt{i_a * i_a + i_b * i_b}$$

$$U = \sqrt{u_a * u_a + u_b * u_b}$$

"Power

$$P_m = T_{rq} * \omega$$

$$P_a = 3 * (u_a * i_a + u_b * i_b) / 2$$

$$P_r = 3 * (u_a * i_b - u_b * i_a) / 2$$

"Motor parameters

$$U_m = 800$$

$$iff = 1 \text{ "222.22}$$

$$p_n = 2$$

$$L_m = 0.615$$

$$R = 1.7$$

$$J = 0.0155 \cdot 2$$

$$L_q = 0.058$$

$$L_d = 0.031$$

end