

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»
Факультет електроенерготехніки та автоматики
Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу**

«На правах рукопису»
УДК _____



«До захисту допущено»

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

“ _____ ” _____ 2020р .

**Магістерська дисертація
на здобуття ступеня магістра
за освітньо-науковою програмою «Електромеханічні системи
автоматизації та електропривод»
зі спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка»**

**на тему: «Векторне керування синхронними двигунами без вимірювання
струмів статора»**

Виконав:

студент VI курсу, групи ЕП-81МН

Волошиненко Денис Сергійович

(прізвище, ім'я, по батькові)

_____ (підпис)

Науковий керівник:

д.т.н., проф., Пересада С.М.

(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали)

_____ (підпис)

Консультант з _____

(назва розділу)

_____ (науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ініціали)

_____ (підпис)

Рецензент _____

(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

_____ (підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській дисертації немає запозичень з праць інших авторів без відповідних посилань.

Студент _____
(підпис)

Київ – 2020 року

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Факультет електроенерготехніки та автоматики

Кафедра електромеханіки

Рівень вищої освіти – другий (магістерський)

Спеціальність - 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

Освітньо-наукова програма «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

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

«___» _____ 20__ р.

ЗАВДАННЯ
на магістерську дисертацію студенту
Волошиненку Денису Сергійовичу

1. Тема дисертації «Векторне керування синхронними двигунами без вимірювання струмів статора», науковий керівник дисертації Пересада С.М., д.т.н., проф., затверджені наказом по університету від «___» _____ 20__ р. № _____

2. Термін подання студентом дисертації _____

3. Об'єкт дослідження - процес керування СД.

4. Предмет дослідження - алгоритми керування моментом, кутовою швидкістю та кутовим положенням СД.

5. Перелік завдань, які потрібно розробити: 1. Огляд теоретичних основ про неявнополюсні СД, явнополюсні СД та СРД, математичних моделей двигунів та методів керування СД. 2. Дослідження алгоритмів керування моментом СД без використання датчиків струмів та з їх використанням, порівняння отриманих результатів. 3. Дослідження алгоритмів керування кутовою швидкістю СД без використання датчиків струмів та з їх використанням, порівняння отриманих результатів. 4. Дослідження алгоритмів керування

кутовим положенням СД без використання датчиків струмів та з їх використанням, порівняння отриманих результатів.

6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу:

1. Структурні схеми алгоритмів керування моментом СД; 2. Структурні схеми алгоритмів векторного керування швидкістю СД; 3. Структурні схеми алгоритмів векторного керування положенням СД; 4. Графіки перехідних процесів отримані шляхом моделювання.

7. Орієнтовний перелік публікацій

1. Д. С. Волошиненко, С. М. Пересада “Переваги використання силових модулів MOSFET на основі карбіду кремнію (SiC) у порівнянні з модулями IGBT” / Міжнародний науково-технічний журнал «Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики». Київ: ФЕА КПП ім. Ігоря Сікорського, 2018. – С. 397–399. [Електронний ресурс] Режим доступу: <http://jour.fea.kpi.ua/article/view/165038/164063>
2. Voloshynenko D., “FROM THE HISTORY OF ARTIFICIAL LIGHT”/ Студентська науково-практична конференція “Сучасні проблеми світла та світлотехнологій в Україні та світі”. Київ: ФЕА КПП ім. Ігоря Сікорського, 2015. – С. 13-15. [Електронний ресурс] Режим доступу: http://www.kamts1.kpi.ua/sites/default/files/files/collection_stud_18_11_15.pdf
3. Д. С. Волошиненко “Розробка алгоритму векторного керування швидкістю синхронного реактивного двигуна” / Всеукраїнська науково-практична інтернет-конференція “Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи”. [Електронний ресурс] Режим доступу: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/mn/mn2020/paper/view/10303>

8. Консультанти розділів дисертації*

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

9. Дата видачі завдання _____

* Консультантом не може бути зазначено наукового керівника

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Строк виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Вступ	До 12.12.2020	
2	Загальна інформація про синхронні двигуни - Математична модель - Огляд існуючих алгоритмів керування	До 12.12.2020	
3	Алгоритми векторного керування моментом СД - Синтез алгоритмів - Налаштування регуляторів Дослідження алгоритмів шляхом моделювання	До 12.12.2020	
4	Алгоритми векторного керування швидкістю СД - Синтез алгоритмів - Налаштування регуляторів Дослідження алгоритмів шляхом моделювання	До 12.12.2020	
	Алгоритми векторного керування положенням СД - Синтез алгоритмів - Налаштування регуляторів Дослідження алгоритмів шляхом моделювання	До 12.12.2020	
5	Висновок	До 12.12.2020	

Студент

(підпис)Волошиненко Д.С.
(ініціали, прізвище)

Науковий керівник дисертації

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

РЕФЕРАТ

Дипломний проект містить: сторінок – 163, з них 146 сторінок основного тексту, рисунків – 35, таблиць – 6, додатків – 1 та посилань - 55.

Об'єкт дослідження - процес керування СД.

Предмет дослідження - алгоритми керування моментом, кутовою швидкістю та кутовим положенням СД.

Мета роботи - синтез та теоретичне дослідження алгоритмів керування моментом, кутовою швидкістю та кутовим положенням неявнополіусного СД, явнополіусного СД та СРД.

Методи дослідження. В основу досліджень покладено методи сучасної нелінійної теорії керування, такі як: керування за принципом пасивності, зворотна покрокова процедура проектування, а також методи математичного моделювання.

Результати роботи. Синтезовано уніфіковані алгоритми керування моментом, кутовою швидкістю та кутовим положенням неявнополіусного СД, явнополіусного СД та СРД, що забезпечують високі показники якості керування без використання давачів струму. Доведена асимптотичність відпрацювання заданих траєкторій. Доведена розв'язність процесів керування в електричній та механічних підсистемах. Створено моделюючі програми для дослідження синтезованих алгоритмів. Шляхом моделювання доведено теоретичні висновки, зроблені при синтезі алгоритмів керування моментом, кутовою швидкістю та кутовим положенням.

Дані результати пріоритетні для систем, де вагомим фактором є вартість системи керування при збереженні високих вимог до точності керування.

СИНХРОННИЙ РЕАКТИВНИЙ ДВИГУН, ДАТЧИК СТРУМУ, СТРУКТУРНА СХЕМА, ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ, ІНДУКТИВНІСТЬ.

					6.050702.4105.002.МД			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	<i>Векторне керування синхронними двигунами без вимірювання струмів статора</i> <i>Реферат</i>	Літ.	Арк.	Аркушів
Розроб.		Волошиненко Д.С.					6	
Перевір.		Пересада С. М.						
Н. Контр.						<i>НТУУ «КПІ», ФЕА Кафедра АЕМС-ЕП Гр. ЕП -81 МН</i>		
Затверд.		Пересада С.М.						

SUMMARY

The master thesis comprises: pages 163, 146 pages main text among them, figures 37, tables 6, appendix 1, 52 references.

The object of research - the control process of SM.

The subject of research - algorithms for control the torque, angular velocity and angular position of SM.

The purpose of the work - the synthesis and theoretical research of algorithms for control the torque, angular velocity and angular position of SM with permanent magnet and SRM.

Research methods. The research is based on the methods of modern nonlinear control theory, such as: control by the principle of passivity, inverse step-by-step design procedure, as well as methods of mathematical modeling.

Results of work. Unified algorithms for control the torque, angular velocity and angular position of of SM with permanent magnet and SRM are synthesized, which provide high indicators of control quality without the use of current sensors. The asymptotic tracking of the given trajectories is proved. The solvability of control processes in electrical and mechanical subsystems is proved. Modeling programs for the study of synthesized algorithms have been created. By modeling, the theoretical conclusions made in the synthesis of algorithms for control the torque, angular velocity and angular position are proved.

These results are a priority for systems where the cost of the control system is an important factor while maintaining high requirements for control accuracy.

SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR, CURRENT SENSOR, STRUCTURAL SCHEME, VECTOR CONTROL, INDUCTIVITY.

					6.050702.4105.002.MT			
	Letter	№ of doc.	Sign.	Date	Vector control of synchronous motors without measuring stator currents <i>Summary</i>	L.	Page	Pages
Devel.	D. Voloshynenko						7	
Checked	S. Peresada							
N. Contr.								
Approved.	S. Peresada					NTUU «KPI», FEA Department AEMS-ED gr. EP-81MN		

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК ОСНОВНИХ УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ ТА СКОРОЧЕНЬ.....	10
ВСТУП.....	12
РОЗДІЛ 1. ЗАГАЛЬНА ІНФОРМАЦІЯ ПРО СИНХРОННІ ДВИГУНИ.....	15
1.1 Принципи роботи синхронних двигунів.....	15
1.2 Математичні моделі двигунів.....	17
1.3 Огляд алгоритмів керування синхронними двигунами.....	19
Висновки до розділу 1.....	25
РОЗДІЛ 2. АЛГОРИТМИ КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ СИНХРОННИХ ДВИГУНІВ.....	27
2.1 Керування моментом СД за умови використання датчиків струмів та енкадера.....	27
2.1.1 Алгоритм керування моментом неявнополюсного синхронного двигуна.....	28
2.1.2 Алгоритм керування моментом СРД.....	32
2.1.3 Алгоритм керування моментом явнополюсного синхронного двигуна.....	35
2.2 Синтез алгоритмів керування моментом СД без вимірювання струмів статора.....	38
2.2.1 Алгоритм керування моментом неявнополюсного синхронного двигуна без вимірювання струмів статора.....	38
2.2.2 Алгоритм керування моментом СРД без вимірювання струмів статора.....	42
2.2.3 Алгоритм керування моментом явнополюсного синхронного двигуна без вимірювання струмів статора.....	46
2.3 Дослідження динаміки систем векторного керування моментом синхронних двигунів.....	50

2.3.1 Дослідження динаміки систем векторного керування моментом неявнополюсного СД.....	51
2.3.2 Дослідження динаміки систем векторного керування моментом СРД.....	58
2.3.3 Дослідження динаміки систем векторного керування моментом явнополюсного СД.....	64
Висновки до розділу 2.....	70
РОЗДІЛ 3. КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ СИНХРОННИХ ДВИГУНІВ.....	71
3.1 Керування швидкістю СД з використанням інформації з давачів струмів.....	71
3.1.1 Керування швидкістю неявнополюсного СД за умови використання інформації з давачів струму.....	72
3.1.2. Керування швидкістю СРД за умови використання інформації з давачів струму.....	76
3.1.3. Керування швидкістю явнополюсного СД за умови використання інформації з давачів струму.....	80
3.2 Алгоритми керування СД без використання інформації з давачів струму.....	84
3.2.1. Синтез алгоритму керування кутовою швидкістю неявнополюсного СД без використання інформації з давачів струму.....	84
3.2.2. Синтез алгоритму керування кутовою швидкістю СРД без використання інформації з давачів струму.....	88
3.2.3. Синтез алгоритму керування кутовою швидкістю явнополюсного СД без використання інформації з давачів струму.....	92
3.3 Дослідження динаміки систем векторного керування швидкістю СД.....	96
3.3.1 Дослідження динаміки систем векторного керування швидкістю неявнополюсного СД.....	96

3.3.2 Дослідження динаміки систем векторного керування швидкістю СРД.....	103
3.3.3 Дослідження динаміки систем векторного керування швидкістю явнополюсного СД.....	109
Висновки до розділу 3.....	115
РОЗДІЛ 4. КЕРУВАННЯ КУТОВИМ ПОЛОЖЕННЯМ СИНХРОННИХ ДВИГУНІВ.....	116
4.1 Алгоритм керування кутовим положенням.....	116
4.2 Дослідження динаміки систем векторного керування кутовим положенням та координатами СД.....	118
4.2.1 Дослідження динаміки систем векторного керування кутовим положенням та координатами неявнополюсного СД.....	119
4.2.2 Дослідження динаміки систем векторного керування кутовим положенням та координатами СРД.....	128
4.2.3 Дослідження динаміки систем векторного керування кутовим положенням та координатами явнополюсного СД.....	137
Висновки до розділу 4.....	146
РОЗДІЛ 5. РОЗРОБКА СТАРТАП-ПРОЕКТУ.....	147
5.1 Проведення SWOT-аналізу технології.....	147
5.2 Визначення ресурсної, фінансової та економічної ефективності технології.....	149
Висновки до розділу 5.....	152
ВИСНОВКИ.....	153
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	155
Додаток А.....	161

ПЕРЕЛІК ОСНОВНИХ УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ ТА СКОРОЧЕНЬ

- АД – асинхронний двигун;
- ЕРС – електрорушійна сила;
- ККД – коефіцієнт корисної дії;
- МТРА – метод максимального моменту на струм;
- СД – синхронний двигун;
- СРД – синхронний реактивний двигун;
- СДПМ – синхронні двигуни зі збудженням від постійних магнітів;
- $(i_a, i_b)^T, (u_a, u_b)^T$ – компоненти вектор струму і напруги статора;
- M – момент двигуна;
- M_c – момент навантаження;
- Θ, ω – кутове положення і кутова швидкість ротора відносно статора;
- $i_f = \text{const}$ – струм фіктивного джерела струму, що схематизує дію постійних магнітів;
- L_m – індуктивність контуру намагнічування;
- k_m – коефіцієнт моменту;
- k_{id}, k_{iq} – пропорційні коефіцієнти регуляторів струмів по осям d і q ;
- k_{iid}, k_{iiq} – інтегральні коефіцієнти регуляторів струмів по осям d і q ;
- x_d, x_q – інтегральні складові регуляторів струмів;
- ψ_d – потокозчеплення по осі d ;
- L_d – індуктивність по осі d ;
- L_q – індуктивність по осі q ;
- p_n – кількість пар полюсів;
- R_1 – опір статора;
- b – коефіцієнт тертя загальної системи;
- J – Загальний момент інерції СРД;

$\hat{M}_c$ - оцінка складової моменту навантаження $\frac{M_c}{J} = \text{const}$;

$k_\omega, k_{\omega i}$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора швидкості;

T_1, T_2 – постійні часу лінійних фільтрів, що використовуються в регуляторах.

ξ – коефіцієнт демпфування;

k_θ - коефіцієнт пропорційної дії регулятора положення;

$I_{\text{фин}}$ – інтегральний фінансовий показник розробки;

Φ_{pi} – вартість і-ого варіанту виконання;

$\Phi_{\text{макс}}$ – максимальна вартість виконання проекту (в тому числі і аналогу);

I_{pi} – інтегральний показник ресурсоефективності розробки;

a_i - ваговий коефіцієнт і-ого варіанту виконання розробки;

b_i – балова оцінка і-ого варіанту виконання розробки;

t – час, с.

ВСТУП

Області застосування синхронних двигунів (СД) розширюються у зв'язку з високим ККД і відношенням корисної потужності до маси в порівнянні з іншими типами двигунів аналогічної потужності. У зв'язку з цим можна вважати дослідження в даній області актуальними.

Найпоширенішими типами керування синхронними двигунами є векторне керування. За допомогою векторного керування можливо вирішувати всі необхідні завдання керування рухом синхронних двигунів.

Актуальність теми. В теперішній час у світі спостерігається загальна тенденція до економії енергоресурсів. Тому проблема покращення енергоефективності двигунів є дуже актуальною. Енергоспоживання і шкідливий вплив на навколишнє середовище можуть бути значно знижені за допомогою використання двигунів з високим класом енергоефективності. Використання такого обладнання дозволить зробити значну економію енергоспоживання [1].

На сьогоднішній день найпоширенішим типом двигунів є асинхронні двигуни. Проте вони вже досягли межі свого конструктивного і технологічного удосконалення. Тобто, подальше покращення ККД цих двигунів можливе лише екстенсивними методами: використання більшої кількості міді і сталі. Основним недоліком таких рішень є збільшення розмірів двигуна і його вартість.

Використання синхронних двигунів, насамперед синхронних реактивних двигунів (СРД), є одним із альтернативних шляхів для підвищення економії енергоспоживання, який не потребує значного ускладнення технології виробництва, надмірного збільшення розмірів і маси. Тип синхронних реактивних двигунів відноситься до максимально високого класу енергоефективності (за стандартом ІЕС 60034-30-1).

Більшість існуючих алгоритмів керування СД, що здатні забезпечити достатньо високі показники якості керування, базуються на вимірюванні

струмів статора. Проте для ситуацій використання двигунів малої потужності, де не вимагаються високі динамічні показники, а є необхідним є точне керування положенням або швидкістю СД - для таких випадків стандартне векторне керування є дорогим, оскільки вартість давачів струму складає значну частку вартості самого електроприводу.

Бездавачеве векторне керування положенням або швидкістю СД дозволить знизити витрати на систему керування двигуном.

Тому розробка алгоритмів керування СД без вимірювання струмів статора є актуальною науковою задачею. Досягнення цієї задачі виконано за допомогою використання принципу пасивного керування, який гарантує пасивну розв'язку електричної та механічної підсистем в електродвигуні.

Мета роботи. Метою роботи є синтез та теоретичне дослідження алгоритмів керування моментом, кутовою швидкістю та кутовим положенням неявнополюсного СД, явнополюсного СД та СРД.

Задачі дослідження. Для досягнення поставленої мети в роботі вирішувались наступні основні задачі:

1. Огляд теоретичних основ про неявнополюсні СД, явнополюсні СД та СРД, математичних моделей двигунів та методів керування СД.
2. Дослідження алгоритмів керування моментом СД без використання датчиків струмів та з їх використанням, порівняння отриманих результатів.
3. Дослідження алгоритмів керування кутовою швидкістю СД без використання датчиків струмів та з їх використанням, порівняння отриманих результатів.
4. Дослідження алгоритмів керування кутовим положенням СД без використання датчиків струмів та з їх використанням, порівняння отриманих результатів.

Об'єктом дослідження є процес керування СД.

Предметом дослідження є алгоритми керування моментом, кутовою швидкістю та кутовим положенням СД.

Методи дослідження. В основу досліджень покладено методи сучасної нелінійної теорії керування, такі як: керування за принципом пасивності, зворотна покрокова процедура проектування, а також методи математичного моделювання.

Наукова новизна отриманих результатів полягає наступному:

1. Використовуючи методи керування двигунами змінного струму з декомпозицією вихідної моделі за рахунок дії нелінійного регулятора на механічну та електричну підсистеми, вирішені задачі керування моментом, кутовою швидкістю та кутовим положенням неявнополіусного СД, явнополіусного СД та СРД без вимірювання струмів статора, гарантуючи при цьому глобальне (локальне) відпрацювання координат з властивістю експоненціальної стійкості, асимптотичної розв'язки керування механічними координатами та вектором потокозчеплення та асимптотичної лінеаризації підсистеми відпрацювання механічних координат.
2. Синтезовано нові алгоритми керування моментом, кутовою швидкістю та кутовим положенням неявнополіусного СД, явнополіусного СД та СРД без використання інформації з давачів струмів. Шляхом моделювання було доведено, що дані алгоритми забезпечують точне керування положенням та швидкістю СД.

Практичне значення отриманих результатів полягає в можливості застосування представлених в роботі алгоритмів бездавачевого керування моментом, кутовою швидкістю, координатами та кутовим положенням різних типів СД на практиці, що допоможе знизити вартість системи керування.

Публікації.

1. Д. С. Волошиненко, С. М. Пересада “Переваги використання силових модулів MOSFET на основі карбіду кремнію (SiC) у порівнянні з модулями IGBT” / Міжнародний науково-технічний журнал «Сучасні проблеми електроенергетехніки та автоматики». Київ: ФЕА КПІ ім. Ігоря Сікорського,

2018. – С. 397–399. [Електронний ресурс] Режим доступу: <http://jour.fea.kpi.ua/article/view/165038/164063>

2. Voloshynenko D., “FROM THE HISTORY OF ARTIFICIAL LIGHT”/ Студентська науково-практична конференція “Сучасні проблеми світла та світлотехнологій в Україні та світі”. Київ: ФЕА КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2015. – С. 13-15. [Електронний ресурс] Режим доступу: http://www.kamts1.kpi.ua/sites/default/files/files/collection_stud_18_11_15.pdf

3. Д. С. Волошиненко “Дослідження алгоритму векторного керування швидкістю синхронного реактивного двигуна” / Всеукраїнська науково-практична інтернет-конференція “Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи”. [Електронний ресурс] Режим доступу: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/mn/mn2020/paper/view/10303>

1 ЗАГАЛЬНА ІНФОРМАЦІЯ ПРО СИНХРОННІ ДВИГУНИ

В даному розділі наведено загальну інформацію про синхронні двигуни, описано їх математичну модель та виконано огляд існуючих алгоритмів керування синхронними двигунами.

1.1 Принципи роботи синхронних двигунів

Принцип роботи синхронних двигунів (СД) полягає в наступному: магнітне поле статора «магнітно зчеплюється» з полем ротора, що призводить до того, що їхні частоти обертання завжди однакові в статиці. Проте при дії навантаження створюється різниця (кут навантаження) між координатами статора та ротора.

Залежно від способу збудження розрізняють СД з електромагнітним збудженням, зі збудженням від постійних магнітів та реактивні СД (без активного збудження на роторі).

Завдяки створенню високоефективних постійних магнітів на основі рідкоземельних матеріалів на початку 80-х років були розроблені СД зі збудженням від постійних магнітів (СДПМ), які за питомими показниками не поступаються високомоментним електродвигунам постійного струму. Для отримання найбільшої ефективності постійні магніти виготовляють на основі рідкоземельних матеріалів, таких як Самарій-Кобальт або Неодіум. Ці матеріали мають високу намагніченість, завдяки чому СДПМ здатні розвивати короткочасно 6 – 7-кратний момент.

СДПМ не мають обмоток збудження на роторі. Обертання здійснюється за рахунок взаємодії магнітних полів обмоток статора і постійних магнітів, розміщених на роторі електричної машини [1].

Неоднорідність магнітного потоку в роторі породжує явище явнополюсності (англ. saliency), яка зазвичай розраховується як $\xi = L_d / L_q$ [2].

Синхронні двигуни з постійними магнітами поєднують простоту конструкції двигунів змінного струму та можливості керування двигуном постійного струму. Вони мають такі переваги [1]:

1. Високий коефіцієнт корисної дії у всьому діапазоні частот обертання ротора, в тому числі, і на знижених швидкостях. При вмонтованих в ротор магнітах можливе досягнення високих швидкостей обертання (вище синхронної швидкості у 2-3 рази), завдяки жорсткості конструкції та можливості послаблення поля.

2. Проста конструкція і відсутність втрат на збудження.

3. Невисока інерція при великому моменті.

4. ККД синхронних двигунів, як із електромагнітним збудженням, так і особливо зі збудженням від постійних магнітів, є вищим у порівнянні з асинхронними машинами (ІЕ-4, ІЕ-5). При використанні високоенергетичних рідкоземельних магнітів (Sm-Co, Nd-Fe-B) розміри машини менше, що також призводить до зменшення інерції ротора.

Синхронні двигуни з постійними магнітами випускають малої і середньої потужності. Їх широко застосовують в системах керування рухом.

Недоліком СДПМ є їхня висока вартість, обумовлена високою вартістю постійних магнітів на основі рідкоземельних матеріалів. Передбачається, що їхнє застосування буде зростати, особливо в якості тягових двигунів електричних транспортних засобів [1].

До класу явнополюсних електричних машин відносяться синхронні двигуни і генератори, що мають явно виражені полюси на роторі. Збудження може бути електромагнітне або від постійних магнітів. У разі електромагнітного збудження на роторі можуть бути додатково розміщені одна або більше демпферних короткозамкнених обмоток.

Синхронний реактивний двигун (СРД) - це явнополюсний синхронний двигун з обертовим полем з незбудженим ротором. Він має розподілену статорну обмотку, а його ротор виконано з шихтованої електротехнічної сталі [3].

Явнополюсність досягнута завдяки «виїмці» з перерізу ротора проміжків сталі. Магнітне поле таких СД створюється подібно до АД, тобто керується за допомогою струму статора [2].

У літературі синхронні реактивні двигуни досліджуються вже довгий час. Костко опублікував першу статтю під назвою «Polyphase Reaction Synchronous Motors» в 1923 році [4]. В цій статті була вперше представлена теорія СРД та способи керування ним.

У СРД вимагається, щоб різниця індуктивностей осей d і q $L_d - L_q$ повинна бути настільки великою, наскільки це можливо, а добуток $L_d L_q$ повинен бути настільки малим, наскільки це можливо, для створення максимальної потужності. На практиці, основна ціль – це максимізація індуктивності по осі d і мінімізація індуктивності по осі q [5].

На індуктивності осей d і q впливають не тільки конструктивні особливості ротора, вони також залежать від струмів i_d і i_q , пазів статора і форми обмоток. Точне визначення індуктивностей є складним завданням. Часто доводиться вдаватися до оцінки індуктивностей [6].

Перевагами СРД є те що вони технічно простіші у виготовленні та мають меншу вартість виготовлення за АД та СДПМ, бо не мають постійних магнітів. Серед недоліків СРД визначають значний рівень насиченості індуктивностей в номінальному режимі, що ускладнює структуру керування, а також низький коефіцієнт потужності [2]. Передбачається, що їхнє застосування буде зростати, особливо в якості тягових двигунів електричних транспортних засобів.

1.2 Математичні моделі двигунів

Для випадку, коли повний момент інерції механічної системи J постійний, математична модель неявнополюсного синхронного двигуна зі збудженням від постійних магнітів, записана в стаціонарній системі координат статора (a-b), згідно з [7], визначається рівняннями

$$\begin{aligned}
\dot{\Theta} &= \omega, \\
\dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c), \\
M &= L_m i_f (-i_a \sin \Theta + i_b \cos \Theta), \\
\dot{i}_{la} &= L_l^{-1} (-R_l i_a + (L_m i_f) \omega \sin \Theta + u_a), \\
\dot{i}_{lb} &= L_l^{-1} (-R_l i_b - (L_m i_f) \omega \cos \Theta + u_b).
\end{aligned} \tag{1.1}$$

Визначимо зміни синхронного двигуна в системі координат ротора (d-q) відповідно до перетворення Парк-Горева

$$x^{(d-q)} = e^{-j\Theta} x^{(a-b)}, e^{-j\Theta} = \begin{bmatrix} \cos \Theta & \sin \Theta \\ -\sin \Theta & \cos \Theta \end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \tag{1.2}$$

В системі координат ротора (d-q), рівняння (1.1) з урахуванням кількості пар полюсів, коефіцієнту в'язкого тертя та рівнянь (1.2), мають вигляд

$$\begin{aligned}
\dot{\Theta} &= \omega, \\
M &= \frac{3}{2} p_n L_m i_f i_q,
\end{aligned} \tag{1.3}$$

$$\begin{aligned}
\dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - \nu \omega - M_L), \\
\dot{i}_d &= L_l^{-1} (-R_l i_d + p_n L_l i_q \omega + u_d), \\
\dot{i}_q &= L_l^{-1} (-R_l i_q - p_n L_l i_d \omega - L_m i_f p_n \omega + u_q), \\
\psi_d &= L_l i_d + L_m i_f.
\end{aligned} \tag{1.4}$$

З рівнянь (1.3) та (1.4) маємо наступні властивості:

- рівняння СД, що записані в системі координат ротора, не залежать від кутового положення, але є нелінійними;
- момент СД є лінійною функцією квадратурної компоненти струму статора i_q та не залежить від i_d за умов відсутності явнополюсності.

Математична модель явнополюсного синхронного двигуна з постійними магнітами в синхронній системі координат ротора ($d - q$), згідно з [2], має вигляд

$$\begin{aligned}\dot{\Theta} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} p_n (L_m i_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \nu \omega - M_c \right),\end{aligned}\quad (1.5)$$

$$\begin{aligned}M &= \frac{3}{2} [p_n L_m i_f i_q + p_n (L_d - L_q) i_d i_q], \\ \dot{i}_d &= L_d^{-1} (-R_l i_d + p_n L_{lq} i_q \omega + u_d), \\ \dot{i}_q &= L_q^{-1} (-R_l i_q - p_n L_d i_d \omega - p_n L_m i_f \omega + u_q).\end{aligned}\quad (1.6)$$

У випадку синхронного реактивного двигуна в (1.5) - (1.6) приймається, що $i_f = 0$ [2]. Лінеаризована модель СРД, представлена в координатах ротора ($d-q$) в околі номінальної точки має вигляд

$$\begin{aligned}\dot{\Theta} &= \omega, \\ M &= \frac{3}{2} p_n (L_d - L_q) i_d i_q,\end{aligned}\quad (1.7)$$

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= \frac{1}{J} (M - \nu \omega - M_c), \\ \dot{i}_d &= L_d^{-1} (-R_l i_d + p_n L_q i_q \omega + u_d), \\ \dot{i}_q &= L_q^{-1} (-R_l i_q - p_n L_d i_d \omega + u_q).\end{aligned}\quad (1.8)$$

1.3 Огляд алгоритмів керування синхронними двигунами

Класична теорія автоматичного керування сформувалась ще в 30-50-их роках 20-ого століття. Вона ґрунтується на концепції зворотного зв'язку, а головним математичним апаратом аналізу та синтезу було перетворення Лапласа (Фур'є). У 1960-1970 роках були сформульовані ґрунтовні положення керованості, оптимальності, спостерігаємості та представлені нові методи

синтезу завдяки застосуванню ідей простору стану та використанню диференційних рівнянь.

Одним з перших створених методів синтезу лінійних систем був метод, що базувався на логарифмічних амплітудно-частотних характеристиках та використовував метод послідовної корекції. Він став основою для створення синтезу систем із підпорядкованим керуванням параметрів при оптимізації їх по модульному і симетричному оптимумах. В сфері нелінійних систем метод синтезу, що є аналогом керування з підпорядкуванням параметрів, розроблений у 1991 р. П. Кокотовичем [8], одержав назву «зворотня покрокова процедура проектування».

Ще один підхід до проектування систем керування ґрунтується на принципі пасивності [9]. Головна особливість даного методу полягає у використанні фізично-структурних особливостей класу об'єктів керування з визначеними властивостями. Головними з них є наявність суттєвих нелінійностей, якими не можна знехтувати (лінеаризувати).

Поняття дисипативності використовується як узагальнення відомої властивості пасивності. Воно було використане в [10]. Методи аналізу нелінійних систем на основі пасивності та дисипативності були представлені у [11-13].

В [14] вирішення задачі оптимального керування підтвердило зв'язок між пасивністю і стійкістю. Там було виявлено, що оптимальність визначають пасивні оператори системи.

Керування з використанням принципу пасивності вперше було запропоноване для створення методів керування в [15]. За допомогою керування за принципом пасивності була вирішена задача синтезу алгоритму збудження синхронних двигунів в [16] та генераторів в [17].

В [18] за допомогою керування за принципом пасивності було показано, що більшість електричних машин електричних машин з синусоїдальним розподілом МРС в процесі декомпозиції можуть бути розбиті на дві підсистеми – механічну та електричну. Таким чином, задачу керування

системою повної розмірності можна замінити двома більш простими – керуванням моменту, наприклад, для електричної підсистеми, та керуванням вихідною координатою технологічного об’єкту. А враховуючи нелінійність та багатовимірність технологічних об’єктів в електромеханічних системах розмірність відповідних рівнянь динаміки значно збільшується, і, таким чином, зростає складність застосування традиційних нелінійних методів досліджень [19].

Проблема керування кутовою швидкістю СД вирішувалась з використанням різних методів. Великих успіхів у розв’язанні цієї проблеми досяг Блашке в [20]. В [21] дана задача вирішувалась з використанням лінеаризації зворотним зв’язком, а в [22] та в [19] – з використанням підходу пасивності. В [23, 24] використана зворотна покрокова процедура синтезу.

Задача керування синхронними двигунами з метою отримання максимальної ефективності та мінімальних втрат розглядається вже довгий час в багатьох джерелах. Наприклад, в [25] – [26] представлено алгоритм керування швидкістю синхронним двигуном з врахуванням насичення магнітної системи, де було експериментально показано, що ці ефекти мають сильний вплив на ефективність СД.

В [27] представлений адаптивний алгоритм керування швидкістю синхронного двигуна з постійними магнітами з точною оцінкою його параметрів. Алгоритм розроблений з використанням другого методу Ляпунова і не вимагає точного знання всіх параметрів. Алгоритм може бути використаний для швидкої самоідентифікації всіх параметрів двигуна, а також швидкого введення двигуна в роботу. Під час самоідентифікації на першому етапі опір і індуктивність статора оцінюються в нерухомому режимі. Другий етап забезпечує ідентифікацію всіх механічних параметрів у режимі регулювання швидкості. Результати моделювання доводять ефективність теоретичних висновків.

Пряме керування моментом, що застосовувалось в [28,29,30,31,32], може бути виконане при живленні синхронного двигуна від інвертора. Такі

системи мають низку переваг, таких як: досягається робастність по відношенню до розкиданості параметрів, полегшується алгоритм керування за рахунок відсутності контуру регулювання струмів, забезпечується висока швидкодія системи. Проте в такому методі керування можна виділити такий недолік: при малих навантаженнях виникають пульсації моменту та коливання швидкості ротора.

В [33] для побудови алгоритму керування СД з постійними магнітами застосовуються нейронні мережі, що являють собою самонавчальну мережу, що включає в себе 3 слої нейронів – вхідний, прихований, вихідний.

В [34-36] застосовуються системи з ковзаючими режимами. Особливість таких систем є в тому, що знак керування змінюється при перетині так званої поверхні ковзання, що являє собою рівняння, в яке як змінні входять змінні стану об'єкту. Недоліками такого методу є можлива втрата стійкості на ділянці поверхні перемикання, а також високочастотні переключення, які призводять до швидкого зносу механічних та електричних частин приводу та високі вимоги до перетворювача.

В [37] завдяки представленому методу послаблення магнітного потоку можливо визначити еталонний струм для досягнення максимально можливого моменту при обмеженнях напругах та струму.

Два методи керування СРД було представлено в [38], де на низьких швидкостях використовувалась різниця індуктивностей, а на високих – проти-ЕРС.

Задача бездавачевого керування СД вже довгий є актуальною для досліджень. В [39] представлено алгоритм бездавачевого керування СДПМ, що базується на проти-ЕРС і точному визначенню параметрів двигуна. Ефективність керування по даному алгоритму на низькій швидкості залежить від точності, з якою визначені параметри двигуна, і вимірювання напруги та струму.

В [40] представлений алгоритм бездавачевого керування СДПМ з використанням методики МТРА, де спостерігач з замкнутим контуром використовується для оцінки положення ротора.

У [41] для бездавачевого керування СДПМ використовується спостерігач положення на основі ЕРС, що використовує узагальнений інтегратор другого порядку для усунення гармонійної помилки. Аналізуються нелінійності інвертора і просторові гармоніки потоку, які призводять до гармонійної похибки оцінки положення.

Бездавачеве векторне керування СД не тільки знижує витрати на систему керування двигуном, але й, у випадку керування без допомоги енкодера, забезпечує стабільну роботу в жорстких умовах, що підвищує надійність системи [42].

У [38] запропоновано два різні методи оцінки положення ротора в різних діапазонах швидкостей для СРД. При роботі з низькою швидкістю для оцінки положення використовували різницю між індуктивностями d і q осей. А у високошвидкісному діапазоні використовували проти-ЕРС двигуна. У [43] для оцінки положення ротора в СД використали третю гармоніку напруги статора. Цей спосіб підходить тільки для високих та середніх швидкостей. Цей спосіб не робочий в діапазоні швидкостей нижче 2,7 Гц. У [44] вектор потокозчеплень СД розрахований для бездавачевого керування. Бездавачеве керування базується на алгоритмі керування вектором кутового моменту. В роботі представлені експериментальні результати для СД з осьової ламінуванням з потужністю 120 Вт, де порівнюється його робота з датчиком швидкості і з моделюванням при діапазоні швидкостей 400-1500 об/хв. Також були проведені експерименти при збільшеній до 2750 об/хв за допомогою ослаблення потоку швидкості. Проте даний алгоритм не підходить для роботи при нульовій швидкості. У [45] для визначення положення ротора використовували нульові перетини струмів статора. Положення ротора між нульовими перетинами визначали шляхом застосування екстраполяції. Цей

метод робочий у всіх діапазонах швидкостей. Але екстраполяція може спричинити помилки в оцінці.

У [46] був запропонований високоефективний бездавачевий метод керування СРД. Але цей метод потребував таблиці індуктивностей СРД, яку важко отримати.

У [47] запропоновано бездавачевий алгоритм керування, заснований на новому розширеному представленні електрорушійної сили (ЕРС) з урахуванням магнітного насичення. Оскільки параметри двигуна, зокрема індуктивності, в СРД мають властивість сильно змінюватись, для врахування таких змін необхідне точне бездавачеве керування. В [48] отримана ЕРС з урахуванням магнітного насичення, яка застосовується в алгоритмі оцінки положення. В статті представлені дві форми ЕРС, які мають відмінності по осі d , і запропонована відповідна форма ЕРС, яка компенсує помилку оцінки положення, викликану зміною індуктивностей. Також був запропонований метод ідентифікації параметрів для бездавачевого керування в середньо- або високошвидкісних діапазонах.

У [49] запропоновано алгоритм бездавачевого прямого векторного керування потоком СРД. Кутовий момент регулюється за допомогою керування вектором потокозчеплення статора через замкнутий контур, з використанням системи координат, орієнтованої на потік статора. Гібридний спостерігач потоку і положення об'єднує включення проти-ЕРС з інжекцією пульсуючої напруги при нульовій швидкості. При нульовій швидкості спостерігач положення використовує переваги інжекції пульсуючої напруги. В даному алгоритмі використаний метод максимального кутового моменту на струм (МТРА).

Вищенаведені алгоритми передбачають вимірювання струмів статора. Проте у випадках, де не вимагаються високі динамічні показники, а необхідними є тільки висока точність відпрацювання заданих координат, наприклад, при використанні ряду двигунів малої потужності, представлені методи керування є або дорогими, бо вартість давача струму складає значну

частку вартості системи керування, або не задовольняючими поставленим вимогам.

Головною метою цієї роботи є синтез і теоретичне дослідження нових алгоритмів векторного керування моментом, кутовою швидкістю та кутовим положенням без вимірювання струмів статора неявнополюсного СД, явнополюсного СД та СРД шляхом застосування керування по принципу пасивності та порівняння отриманих результатів з тими, що були отримані при використанні алгоритмів з вимірюванням струмів статора.

Для досягнення поставленої мети в роботі вирішувались наступні основні задачі:

- Дослідження алгоритмів керування моментом СД без використання датчиків струмів та з їх використанням.
- Дослідження алгоритмів керування кутовою швидкістю СД без використання датчиків струмів та з їх використанням.
- Дослідження алгоритмів керування кутовим положенням СД без використання датчиків струмів та з їх використанням.
- створення комп'ютерних математичних моделей розроблених структур систем векторного керування двигунами та дослідження процесів в них методом математичного моделювання, узагальнення результатів моделювання.

Висновки до розділу 1

В результаті дослідження існуючої теоретичної бази щодо синхронних двигунів, було встановлено:

1. Синхронні двигуни з постійними магнітами поєднують простоту конструкції двигунів змінного струму та можливості керування двигуном постійного струму. Їх широко застосовують в системах автоматики та в обладнанні з високими вимогами до стабільності частоти обертання.

2. Перевагами СРД є те що вони технічно простіші у виготовленні та мають меншу вартість виготовлення за АД та СДПМ, бо не мають постійних магнітів.
3. За допомогою керування за принципом пасивності було показано, що більшість електричних машин електричних машин з синусоїдальним розподілом МРС в процесі декомпозиції можуть бути розбиті на дві підсистеми – механічну та електричну. Таким чином, задачу керування системою повної розмірності можна замінити декількома більш простими.
4. Задача керування СД з метою отримання максимальної ефективності та мінімальних втрат розглядається вже довгий час в багатьох джерелах. Загальні теорії керування приводом СД аналогічні теоріям керування іншими двигунами змінного струму. Для векторного керування потрібна інформація про положення або швидкість ротора.
5. Бездавачеве векторне керування СД знижує витрати на систему керування двигуном.

2 АЛГОРИТМИ КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ СИНХРОННИХ ДВИГУНІВ

Керування моментом електричної машини є фундаментальною проблемою керування електромеханічним перетворенням енергії в електричних машинах. Розглядаючи рівняння динаміки СД (1.3)-(1.8), зрозуміло, що рівняння руху механічної частини різних електричних машин однакові відносно електромагнітного моменту.

Тому асимптотичне відпрацювання моменту є необхідною умовою асимптотичного керування кутовою швидкістю та кутовим положенням.

Специфіка конкретного типу електричної машини як раз і полягає в керуванні її моментом і модулем вектора потокозчеплення. У деяких технологічних використаннях асимптотичне відпрацювання моменту, як заданої функції часу незалежно від змін механічних координат, є самостійною задачею. При цьому зміна механічних координат електричної машини зумовлюється технологічними процесами функціонування установки.

2.1 Керування моментом СД за умови використання датчиків струмів та енкодера

Сформулюємо узагальнену задачу керування моментом для об'єкта керування (1.3)-(1.8). Припустимо, що виконуються наступні припущення:

1. Параметри моделі двигуна відомі й постійні.
2. Заданий момент є обмеженою функцією часу з обмеженою першою похідною.

В умовах цих допущень необхідно сконструювати вектор керуючих дій $(u_d, u_q)^T$, як функцію вимірюваних змінних стану та задаючих дій моменту $M^*(t)$ та потокозчеплення $\psi^*(t)$, що гарантує системі:

1. Глобальне асимптотичне відпрацювання моменту та модуля вектора потокозчеплення, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0, \quad (2.1)$$

де похибки відпрацювання моменту та потокозчеплення визначені як

$$\tilde{M} = M - M^*, \quad \tilde{\psi} = \psi - \psi^*. \quad (2.2)$$

2. Розв'язаність процесів керування моментом та потокозчепленням.

2.1.1 Алгоритм керування моментом неявнополіусного синхронного двигуна

На основі рівнянь моделі неявнополіусного СД (1.3), (1.4), повний алгоритм відпрацювання моменту вміщує:

- регулятор моменту

$$i_q^* = \frac{M^*}{\frac{3}{2} L_m i_f p_n}, \quad (2.3)$$

- регулятор потокозчеплення

$$i_d^* = \frac{\psi^* - L_m i_f}{L_l} = 0, \quad \psi^* = L_m i_f \quad (2.4)$$

- регулятор струму по осі d

$$\begin{aligned} u_d &= R_l i_d^* + L_l (-p_n \omega i_q + \dot{i}_d^* - k_{id} \tilde{i}_d - x_d), \\ \dot{x}_d &= k_{id} \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (2.5)$$

- регулятор струму по осі q

$$\begin{aligned} u_q &= R_1 i_q^* + L_m i_f p_n \omega + L_1 (p_n \omega i_d + \dot{i}_q^* - k_{iq} \tilde{i}_q - x_q), \\ \dot{x}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_q, \end{aligned} \quad (2.6)$$

де $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$ - похибка відпрацювання прямої компоненти струму, $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$ - похибка відпрацювання компоненти струму по осі q.

Заданий струм i_d^* вибрано нульовим для того, щоб позбавитись від збурюючої складової в рівнянні (1.4). Таким чином потік статора ψ_d буде визначатись тільки струмом фіктивного джерела струму $i_f = \text{const}$, який схематизує дію постійних магнітів.

Підстановка (2.5) та (2.6) в рівняння моделі неявнополюсного СД (1.3) та (1.4) дає наступні рівняння похибок відпрацювання

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_d &= -\frac{R_1}{L_1} \tilde{i}_d - k_{id} \tilde{i}_d - x_d, \\ \dot{x}_d &= k_{iid} \tilde{i}_d, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\frac{R_1}{L_1} \tilde{i}_q - k_{iq} \tilde{i}_q - x_q, \\ \dot{x}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_q, \\ \tilde{\psi}_1 &= L_1 \tilde{i}_d, \\ \tilde{M} &= \frac{3}{2} p_n L_m i_f \tilde{i}_q. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Лінійні системи другого порядку в (2.7), що описують динаміку регулювання струмів, асимптотично стійкі при усіх $(k_{id}, k_{iq}, k_{iid}, k_{iiq}) > 0$, тому з умови $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q) = 0$ слідує, що $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{M}, \tilde{\psi}) = 0$.

За рахунок вибору коефіцієнтів пропорційної k_{id} , k_{iq} та інтегральної k_{iid} , k_{iiq} складової регуляторів струму (2.5), (2.6) можливо виконати оптимізацію динаміки похибок відпрацювання моменту та потокозчеплення. Згідно з [27], для налаштувань з коефіцієнтами демпфування $\xi = 0.707$ та $\xi = 1$ використовується розрахунок співвідношень

$$\begin{aligned} k_{iiq} &= \frac{k_{iq}^2}{2} (\xi = 0.707), \\ k_{iiq} &= \frac{k_{iq}^2}{4} (\xi = 1). \end{aligned} \tag{2.8}$$

Структурна схема алгоритму керування моментом неявнополюсного СД представлена на рис. 2.1.

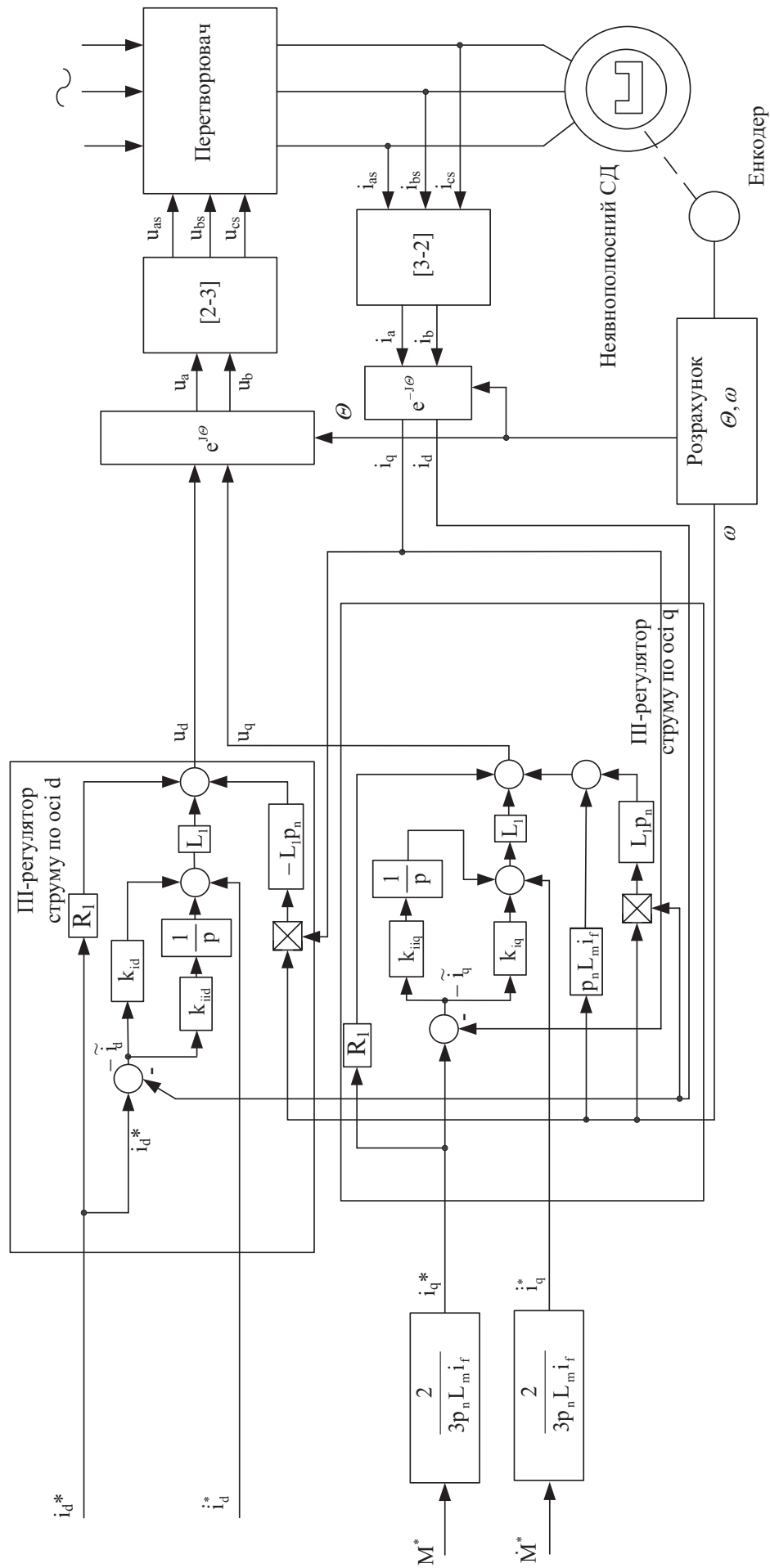


Рисунок 2.1 - Структурна схема алгоритму керування моментом неявнополісного СД

2.1.2 Алгоритм керування моментом СРД

На основі рівнянь моделі СРД (1.7), (1.8), повний алгоритм відпрацювання моменту вміщує:

- регулятор моменту

$$i_q^* = \frac{M^*}{\frac{3}{2} p_n (L_d - L_q) i_d^*}, \quad (2.9)$$

- регулятор потокозчеплення

$$i_d^* = 3, \quad (2.10)$$

- регулятор струму по осі d

$$\begin{aligned} u_d &= R_l i_d^* - L_q p_n \omega i_q + L_d (\dot{i}_d^* - k_{id} \tilde{i}_d - x_d), \\ \dot{x}_d &= k_{id} \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (2.11)$$

- регулятор струму по осі q

$$\begin{aligned} u_q &= R_l i_q^* + L_d p_n \omega i_d + L_q (\dot{i}_q^* - k_{iq} \tilde{i}_q - x_q), \\ \dot{x}_q &= k_{iq} \tilde{i}_q. \end{aligned} \quad (2.12)$$

Наявність заданого струму i_d^* в чисельнику рівняння (2.9) вимагає підтримувати його ненульовим.

Значення похідної від i_q^* дорівнює

$$\dot{i}_q^* = \frac{\dot{M}^*}{\frac{3}{2}p_n(L_d - L_q)i_d^*} - \frac{M^*}{\frac{3}{2}p_n(L_d - L_q)i_d^{*2}}. \quad (2.13)$$

Підстановка (2.11) та (2.12) в рівняння моделі СРД (1.7) та (1.8) дає наступні рівняння похибок відпрацювання

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_d &= -\frac{R_l}{L_d} \tilde{i}_d - k_{id} \tilde{i}_d - x_d, \\ \dot{x}_d &= k_{iid} \tilde{i}_d, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\frac{R_l}{L_q} \tilde{i}_q - k_{iq} \tilde{i}_q - x_q, \\ \dot{x}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_q, \\ \tilde{\psi}_d &= L_d \tilde{i}_d, \\ \tilde{\psi}_q &= L_q \tilde{i}_q, \\ \tilde{M} &= \frac{3}{2}p_n(L_d - L_q) \tilde{i}_d \tilde{i}_q. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Лінійні системи другого порядку в (2.14), що описують динаміку регулювання струмів, асимптотично стійкі при усіх $(k_{id}, k_{iq}, k_{iid}, k_{iiq}) > 0$. З умови $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q) = 0$ слідує, що $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{M}, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = 0$. Тому з виразів (2.14) слідує, що відпрацювання прямої та квадратурної компонент вектора струму статора забезпечує відпрацювання моменту та потокозчеплення.

Структурна схема алгоритму керування моментом СРД представлена на рис. 2.2.

Рисунок 2.2 - Структурна схема алгоритму керування моментом СРД

2.1.3 Алгоритм керування моментом явнополюсного синхронного двигуна

На основі рівнянь моделі явнополюсного СД (1.5), (1.6), повний алгоритм відпрацювання моменту вміщує:

- регулятор моменту

$$i_q^* = \frac{M^*}{\frac{3}{2}p_n(L_m i_f + (L_d - L_q)i_d^*)}, \quad (2.15)$$

- регулятор потокозчеплення

$$i_d^* = 0, \quad (2.16)$$

- регулятор струму по осі d

$$\begin{aligned} u_d &= R_1 i_d^* - L_q p_n \omega i_q + L_d (\dot{i}_d^* - k_{id} \tilde{i}_d - x_d), \\ \dot{x}_d &= k_{id} \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (2.17)$$

- регулятор струму по осі q

$$\begin{aligned} u_q &= R_1 i_q^* + L_d p_n \omega i_d + L_m i_f p_n \omega + L_q (\dot{i}_q^* - k_{iq} \tilde{i}_q - x_q), \\ \dot{x}_q &= k_{iq} \tilde{i}_q. \end{aligned} \quad (2.18)$$

Підстановка (2.17) та (2.18) в рівняння моделі явнополюсного СД (1.5) та (1.6) дає наступні рівняння похибок відпрацювання

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{i}}_d &= -\frac{R_l}{L_d} \tilde{i}_d - k_{id} \tilde{i}_d - x_d, \\
\dot{x}_d &= k_{iid} \tilde{i}_d, \\
\dot{\tilde{i}}_q &= -\frac{R_l}{L_q} \tilde{i}_q - k_{iq} \tilde{i}_q - x_q, \\
\dot{x}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_q, \\
\tilde{\psi}_d &= (L_d - L_q) \tilde{i}_d, \\
\tilde{M} &= \frac{3}{2} p_n (L_d - L_q) \tilde{i}_d \tilde{i}_q.
\end{aligned} \tag{2.19}$$

Лінійні системи другого порядку в (2.19), що описують динаміку регулювання струмів, асимптотично стійкі при усіх $(k_{id}, k_{iq}, k_{iid}, k_{iiq}) > 0$. З умови $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q) = 0$ слідує, що $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{M}, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = 0$. Тому з виразів (2.19) слідує, що відпрацювання моменту та потокозчеплення забезпечується відпрацюванням прямої та квадратурної компонент вектора струму статора.

Значення похідної від i_q^* дорівнює

$$\dot{i}_q^* = \frac{\dot{M}^*}{\frac{3}{2} p_n (L_m i_f + (L_d - L_q) i_d^*)} - \frac{M^* \frac{3}{2} p_n (L_d - L_q)}{(\frac{3}{2} p_n (L_m i_f + (L_d - L_q) i_d^*))^2}. \tag{2.20}$$

Структурна схема алгоритму керування моментом явнопольсного СД представлена на рис. 2.3.

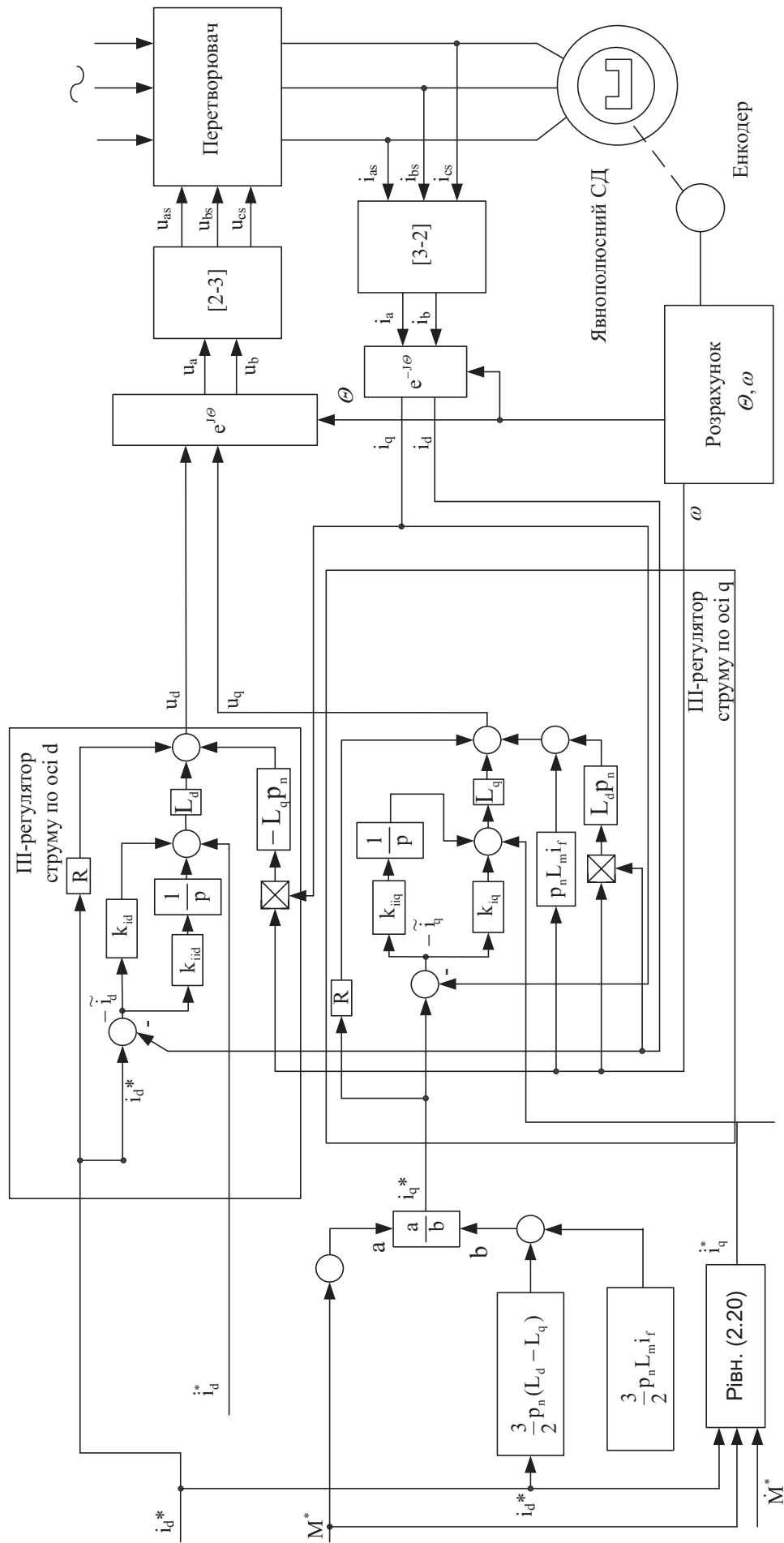


Рисунок 2.3 - Структурна схема алгоритму керування моментом
явнополюсного СД

2.2 Синтез алгоритмів керування моментом СД без вимірювання струмів статора

У відповідності до концепції керування за принципом пасивності розглянемо декомпозицію систем (1.3)-(1.8) на дві підсистеми: механічні (1.3), (1.5), (1.7) та електричні (1.4), (1.6), (1.8). Для рішення задачі керування електричними підсистемами (1.4), (1.6), (1.8) необхідно сформулювати алгоритм, який би гарантував досягнення цілі (2.1).

2.2.1 Алгоритм керування моментом неявнополюсного синхронного двигуна без вимірювання струмів статора

Рівняння моменту неявнополюсного СД, представлене в похибках відпрацювання, має вигляд

$$M = M^* + \tilde{M} = \frac{3}{2} L_m i_f p_n i_q^* + \frac{3}{2} L_m i_f p_n \tilde{i}_q. \quad (2.21)$$

При прийнятті умов струмового керування так, що $i_q = i_q^*$ та $i_d = i_d^*$, то з (2.21) слідує, що

$$i_q^* = \frac{M^*}{\frac{3}{2} L_m i_f p_n}. \quad (2.22)$$

Таким чином в системі координат (d-q), регулювання моменту неявнополюсного СД з постійними магнітами здійснюється шляхом регулювання аналога струму якоря двигуна постійного струму – квадратурної складової струму статора i_q .

Для синтезу алгоритму відпрацювання струмів рівняння (1.4) представлені в формі похибок відпрацювання

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{i}}_d &= -\frac{R_1}{L_1}\tilde{i}_d - \frac{R_1}{L_1}i_d^* + p_n\omega\tilde{i}_q + p_n\omega i_q^* + \frac{u_d}{L_1} - \dot{i}_d^*, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\frac{R_1}{L_1}\tilde{i}_q - \frac{R_1}{L_1}i_q^* - p_n\omega\tilde{i}_d - p_n\omega i_d^* - \frac{L_m i_f \omega}{L_1} + \frac{u_q}{L_1} - \dot{i}_q^*.\end{aligned}\quad (2.23)$$

Вектор напруг статора сформовано як

$$u_d = R_1 i_d^* + L_1 (-p_n \omega i_q^* + \dot{i}_d^*), \quad (2.24)$$

$$u_q = R_1 i_q^* + L_m i_f p_n \omega + L_1 (p_n \omega i_d^* + \dot{i}_q^*), \quad (2.25)$$

З підстановки (2.24) та (2.25) в (2.23), з урахуванням (2.21), слідує

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{i}}_d &= -\frac{R_1}{L_1}\tilde{i}_d + p_n\omega\tilde{i}_q, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\frac{R_1}{L_1}\tilde{i}_q - p_n\omega\tilde{i}_d, \\ \tilde{\psi}_1 &= L_1\tilde{i}_d, \\ \tilde{M} &= \frac{3}{2}p_n L_m i_f \tilde{i}_q.\end{aligned}\quad (2.26)$$

Для аналізу стійкості системи регулювання струмів (2.26) розглянемо наступну функцію Ляпунова

$$V = \frac{1}{2}(\tilde{i}_d^2 + \tilde{i}_q^2) > 0, \quad (2.27)$$

похідна від якої в силу (2.27) дорівнює

$$\dot{V} = -\frac{R_1}{L_1}(\tilde{i}_d^2 + \tilde{i}_q^2). \quad (2.28)$$

З (2.27) та (2.28) слідує, що система має експоненціально стійке положення рівноваги $\tilde{i}_q = \tilde{i}_d = 0$, тому похибка відпрацювання моменту та потокозчеплення експоненціально згасає в нуль.

Отже, повний алгоритм відпрацювання моменту вміщує:

- рівняння моменту (2.22);
- рівняння потокозчеплення

$$\dot{i}_d^* = \frac{\psi^* - L_m \dot{i}_f}{L_1} = 0, \quad \psi^* = L_m \dot{i}_f; \quad (2.29)$$

- рівняння струму по осі d (2.24);
- рівняння струму по осі q (2.25).

Таким чином алгоритм (2.24), (2.25) забезпечує струмове керування, що гарантує керування моментом $M=M^*$. Оскільки при нульових початкових умовах $\tilde{i}_q(0) = \tilde{i}_d(0) = 0, \tilde{M} = 0$, то керуючим впливом буде M^* .

Структурна схема алгоритму керування моментом неявнополюсного СД без використання інформації з датчиків струму представлена на рис. 2.4.

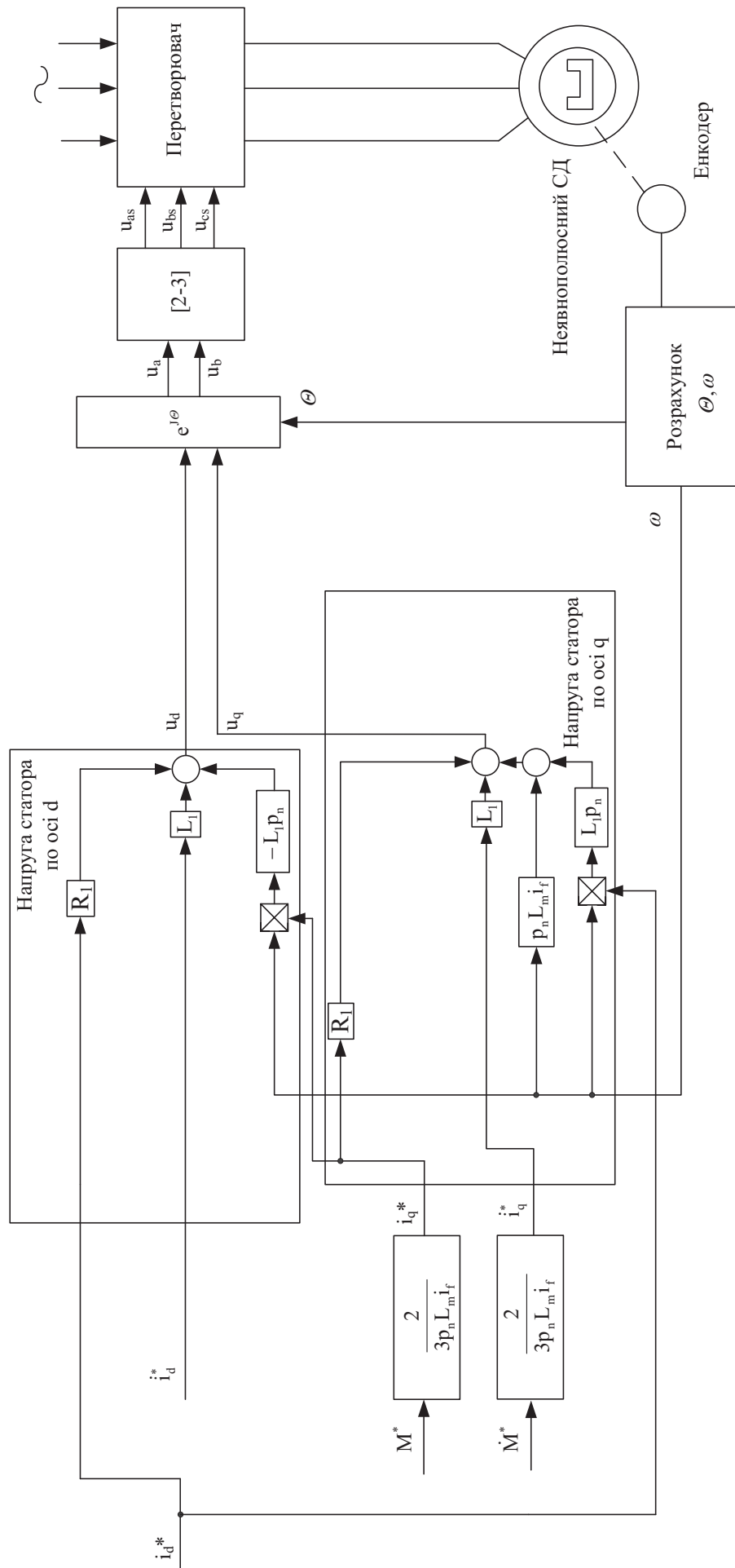


Рисунок 2.4 - Структурна схема алгоритму керування моментом неявнополюсного СД без використання інформації з датчиків струму

2.2.2 Алгоритм керування моментом СРД без вимірювання струмів статора

Рівняння моменту СРД, представлене в похибках відпрацювання, має вигляд

$$M = M^* + \tilde{M} = \frac{3}{2} p_n (L_d - L_q) (\dot{i}_d^* + \tilde{\dot{i}}_d) (\dot{i}_q^* + \tilde{\dot{i}}_q). \quad (2.30)$$

Приймаємо, як і у попередньому розділі, умови струмового керування так, що $\dot{i}_q = \dot{i}_q^*$ та $\dot{i}_d = \dot{i}_d^*$. З (2.30) слідує, що

$$\dot{i}_q^* = \frac{M^*}{\frac{3}{2} p_n (L_d - L_q) \dot{i}_d^*}. \quad (2.31)$$

Таким чином в системі координат (d-q), регулювання моменту СРД здійснюється шляхом регулювання квадратурної складової струму статора $\dot{i}_q$, а струм $\dot{i}_d^*$ необхідно підтримувати постійним і ненульовим. Приймаємо струм $\dot{i}_d^*$ рівним 3 А.

Для синтезу алгоритму відпрацювання струмів рівняння (1.8) представлені в формі похибок відпрацювання

$$\begin{aligned} \tilde{\dot{i}}_d &= -\frac{R_l}{L_d} \tilde{\dot{i}}_d - \frac{R_l}{L_d} \dot{i}_d^* + \frac{p_n \omega L_q \tilde{\dot{i}}_q}{L_d} + \frac{p_n \omega L_q \dot{i}_q^*}{L_d} + \frac{u_d}{L_d} - \dot{i}_d^*, \\ \tilde{\dot{i}}_q &= -\frac{R_l}{L_q} \tilde{\dot{i}}_q - \frac{R_l}{L_q} \dot{i}_q^* - \frac{p_n \omega L_d \tilde{\dot{i}}_d}{L_q} - \frac{p_n \omega L_d \dot{i}_d^*}{L_q} + \frac{u_q}{L_q} - \dot{i}_q^*. \end{aligned} \quad (2.32)$$

Вектор напруг статора сформовано наступним чином:

$$u_d = R_l \dot{i}_d^* - L_q p_n \omega i_q^* + L_d \dot{i}_d^*, \quad (2.33)$$

$$u_q = R_l \dot{i}_q^* + L_d p_n \omega i_d^* + L_q \dot{i}_q^*. \quad (2.34)$$

З підстановки (2.33) та (2.34) в (2.32), з урахуванням (2.30), слідує

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_d &= -\frac{R_l}{L_d} \tilde{i}_d + p_n \omega \frac{L_q}{L_d} \tilde{i}_q, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\frac{R_l}{L_q} \tilde{i}_q - p_n \omega \frac{L_d}{L_q} \tilde{i}_d, \\ \tilde{\psi}_d &= L_d \tilde{i}_d, \\ \tilde{\psi}_q &= L_q \tilde{i}_q, \\ \tilde{M} &= \frac{3}{2} p_n (L_d - L_q) \tilde{i}_d \tilde{i}_q. \end{aligned} \quad (2.35)$$

Для аналізу стійкості системи регулювання струмів (2.35) розглянемо наступну функцію Ляпунова

$$V = \frac{1}{2} (\tilde{i}_d^2 + \tilde{i}_q^2) > 0, \quad (2.36)$$

похідна від якої в силу (2.36) дорівнює

$$\dot{V} = -\frac{R_l}{L_l} (\tilde{i}_d^2 + \tilde{i}_q^2). \quad (2.37)$$

З (2.36) та (2.37) слідує, що система має експоненціально стійке положення рівноваги $\tilde{i}_d = \tilde{i}_q = 0$, тому похибка відпрацювання моменту та потокозчеплення експоненціально затухає в нуль.

Отже, повний алгоритм відпрацювання моменту СРД вміщує:

- рівняння моменту (2.31);

- рівняння потокозчеплення

$$i_d^* = 4; \quad (2.38)$$

- рівняння струму по осі d (2.33);
- рівняння струму по осі q (2.34).

Таким чином алгоритм (2.33), (2.34) забезпечує струмове керування, що гарантує керування моментом $M=M^*$.

Структурна схема алгоритму керування моментом СРД без використання інформації з датчиків струму представлена на рис. 2.5.

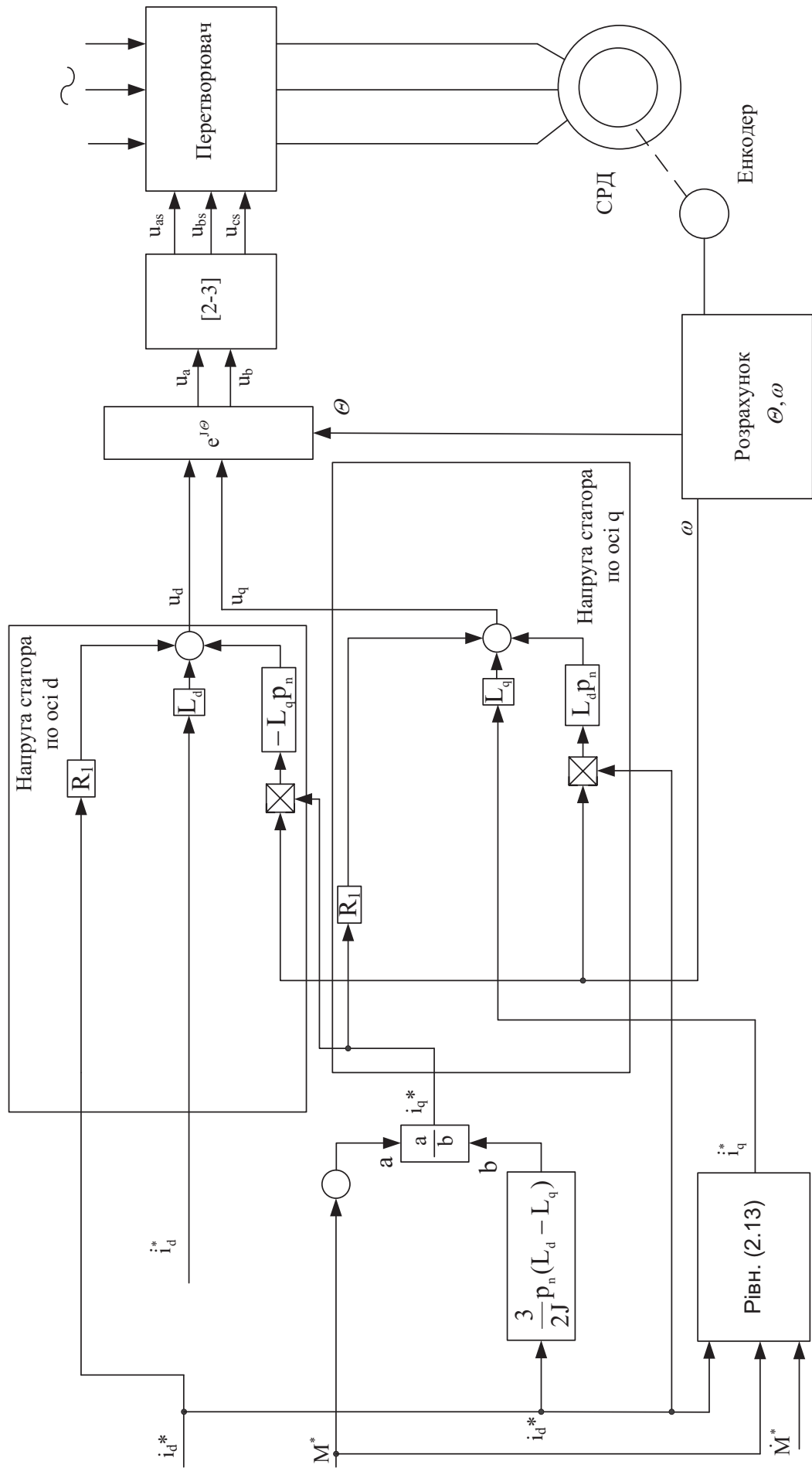


Рисунок 2.5- Структурна схема алгоритму керування моментом СРД без використання інформації з датчиків струму

2.2.3 Алгоритм керування моментом явнополюсного синхронного двигуна без вимірювання струмів статора

Рівняння моменту явнополюсного СД, представлене в похибках відпрацювання, має вигляд

$$M = M^* + \tilde{M} = \frac{3}{2} p_n (L_m i_f + (L_d - L_q)(i_d^* + \tilde{i}_d))(i_q^* + \tilde{i}_q). \quad (2.39)$$

Приймаємо, як і у попередньому розділі, умови струмового керування так, що $i_q = i_q^*$ та $i_d = i_d^*$. З (2.39) слідує, що

$$i_q^* = \frac{M^*}{\frac{3}{2} p_n (L_m i_f + (L_d - L_q) i_d^*)}. \quad (2.40)$$

Таким чином в системі координат (d-q), регулювання моменту явнополюсного СД здійснюється шляхом регулювання квадратурної складової струму статора i_q , а струм i_d^* необхідно підтримувати нульовим.

Для синтезу алгоритму відпрацювання струмів рівняння (1.8) представлені в формі похибок відпрацювання

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_d &= -\frac{R_l}{L_d} \tilde{i}_d - \frac{R_l}{L_d} i_d^* + \frac{p_n \omega L_q \tilde{i}_q}{L_d} + \frac{p_n \omega L_q i_q^*}{L_d} + \frac{u_d}{L_d} - \dot{i}_d^*, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\frac{R_l}{L_q} \tilde{i}_q - \frac{R_l}{L_q} i_q^* - \frac{p_n \omega L_d \tilde{i}_d}{L_q} - \frac{p_n \omega L_d i_d^*}{L_q} - \frac{L_m i_f p_n \omega}{L_q} + \frac{u_q}{L_q} - \dot{i}_q^*. \end{aligned} \quad (2.41)$$

Вектор напруг статора сформовано як

$$u_d = R_1 \dot{i}_d^* - L_q p_n \omega i_q^* + L_d \dot{i}_d^*, \quad (2.42)$$

$$u_q = R_1 \dot{i}_q^* + L_d p_n \omega i_d^* + L_m i_f p_n \omega + L_q \dot{i}_q^*. \quad (2.43)$$

З підстановки (2.42) та (2.43) в (2.41), з урахуванням (2.39), слідує

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_d &= -\frac{R_1}{L_d} \tilde{i}_d + p_n \omega \frac{L_q}{L_d} \tilde{i}_q, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\frac{R_1}{L_q} \tilde{i}_q - p_n \omega \frac{L_d}{L_q} \tilde{i}_d, \\ \tilde{\psi}_d &= (L_d - L_q) \tilde{i}_d, \\ \tilde{M} &= \frac{3}{2} p_n (L_d - L_q) \tilde{i}_d \tilde{i}_q. \end{aligned} \quad (2.44)$$

Для аналізу стійкості системи регулювання струмів (2.44) розглянемо наступну функцію Ляпунова

$$V = \frac{1}{2} (\tilde{i}_d^2 + \tilde{i}_q^2) > 0, \quad (2.45)$$

похідна від якої в силу (2.44) дорівнює

$$\dot{V} = -\frac{R_1}{L_1} (\tilde{i}_d^2 + \tilde{i}_q^2). \quad (2.46)$$

З (2.45) та (2.46) слідує, що система має експоненціально стійке положення рівноваги $\tilde{i}_d = \tilde{i}_q = 0$, тому похибки відпрацювання моменту та потокозчеплення експоненціально затухають в нуль.

Отже, повний алгоритм відпрацювання моменту СРД вміщує:

- рівняння моменту (2.40);

- рівняння потокозчеплення

$$\dot{i}_d^* = 0; \quad (2.47)$$

- рівняння струму по осі d (2.42);
- рівняння струму по осі q (2.43).

Таким чином алгоритм (2.42), (2.43) забезпечує струмове керування, що гарантує керування моментом $M=M^*$. Оскільки при нульових початкових умовах $\tilde{i}_q(0) = \tilde{i}_d(0) = 0, \tilde{M} = 0$, то керуючим впливом буде M^* .

Структурна схема алгоритму керування моментом явнополюсного СД без використання інформації з датчиків струму представлена на рис. 2.6.

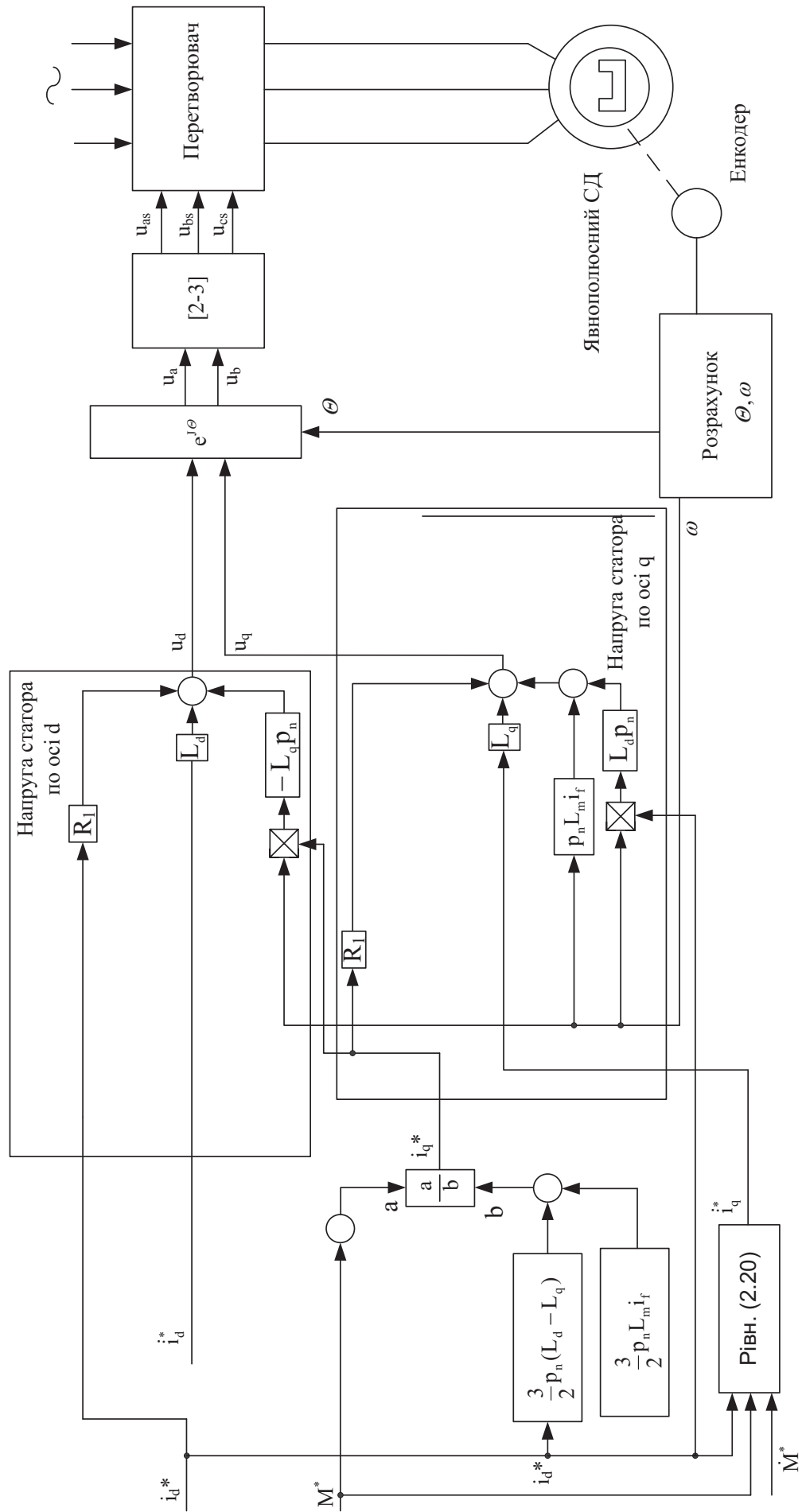


Рисунок 2.6- Структурна схема алгоритму керування моментом явнополюсного СД без використання інформації з датчиків струму

2.3 Дослідження динаміки систем векторного керування моментом синхронних двигунів

У даному розділі виконано дослідження алгоритмів керування моментом синхронних двигунів методом математичного моделювання в пакеті SIMNON та MATLAB.

Метою досліджень є:

1. Підтвердження теоретичних висновків про досягнення цілей керування моментом.
2. Визначення статичних і динамічних показників якості регулювання моменту при використанні алгоритмів керування, синтезованих відповідно до принципу пасивності.

У таблиці 2.1 перераховані всі відповідні параметри, які необхідні для дослідження алгоритму керування моментом СРД. Всі параметри двигунів представлені в додатку А.

Таблиця 2.1 - Параметри, які необхідні для дослідження алгоритму керування моментом СРД

Опір статора, R_1	1.67 Ом
Коефіцієнт тертя загальної системи, b	$22.14 \cdot 10^{-4}$ Нм·с
Загальний момент інерції СРД, J	$231.2 \cdot 10^{-5}$ кг·м ²
Індуктивність ротора СРД по осі d, L_d	$180 \cdot 10^{-3}$ Гн
Індуктивність ротора СРД по осі q, L_q	$35 \cdot 10^{-3}$ Гн

У таблиці 2.2 перераховані всі відповідні параметри, які необхідні для дослідження алгоритму керування моментом неявнополюсного СД.

Таблиця 2.2 - Параметри, які необхідні для дослідження алгоритму керування моментом явнополюсного СД

Опір статора, R_1	1.7 Ом
Коефіцієнт тертя загальної системи, b	$33 \cdot 10^{-3}$ Нм·с
Загальний момент інерції СРД, J	$155 \cdot 10^{-4}$ кг·м ²
Індуктивність, L_1	$44.5 \cdot 10^{-3}$ Гн
Кількість пар полюсів, p_n	2
Потік постійних магнітів, ψ_m	0.615 Вб

У таблиці 2.3 перераховані всі відповідні параметри, які необхідні для дослідження алгоритму керування моментом явнополюсного СД.

Таблиця 2.3 - Параметри, які необхідні для дослідження алгоритму керування моментом явнополюсного СД

Опір статора, R_1	1.7 Ом
Коефіцієнт тертя загальної системи, b	$33 \cdot 10^{-3}$ Нм·с
Загальний момент інерції СРД, J	$155 \cdot 10^{-4}$ кг·м ²
Індуктивність по осі d, L_d	$31 \cdot 10^{-3}$ Гн
Індуктивність по осі q, L_q	$58 \cdot 10^{-3}$ Гн
Кількість пар полюсів, p_n	2
Потік постійних магнітів, ψ_m	0.615 Вб

2.3.1 Дослідження динаміки систем векторного керування моментом неявнополюсного СД

При дослідженні динамічних процесів відпрацювання моменту неявнополюсним СД застосовується наступна послідовність операцій керування. В момент часу $t = 0.04$ с починається наростання траєкторії моменту з обмеженою першою похідною $\dot{M}^* = 1000$ Нм. В проміжки часу з

0.05 с до 0.15 с траєкторія моменту продовжує наростати з обмеженою першою похідною $\dot{M}^* = 10$ Нм, а на проміжку 0.15 – 0.16 с перша похідна рівна $\dot{M}^* = -1000$ Нм.

Результати дослідження системи векторного керування моментом неявнополюсного СД за умови отримання інформації з датчиків струму представлені на рис. 2.7. Коефіцієнти пропорційної та інтегральної складової регуляторів прийнято рівними $k_{id}=k_{iq}=750$, $k_{iid}=k_{iiq}=200000$ відповідно.

Перехідні процеси відпрацювання моменту неявнополюсним СД, показанні на рис. 2.7, підтверджують, що представлений алгоритм векторного керування моментом гарантує досягнення цілей керування (2.1).

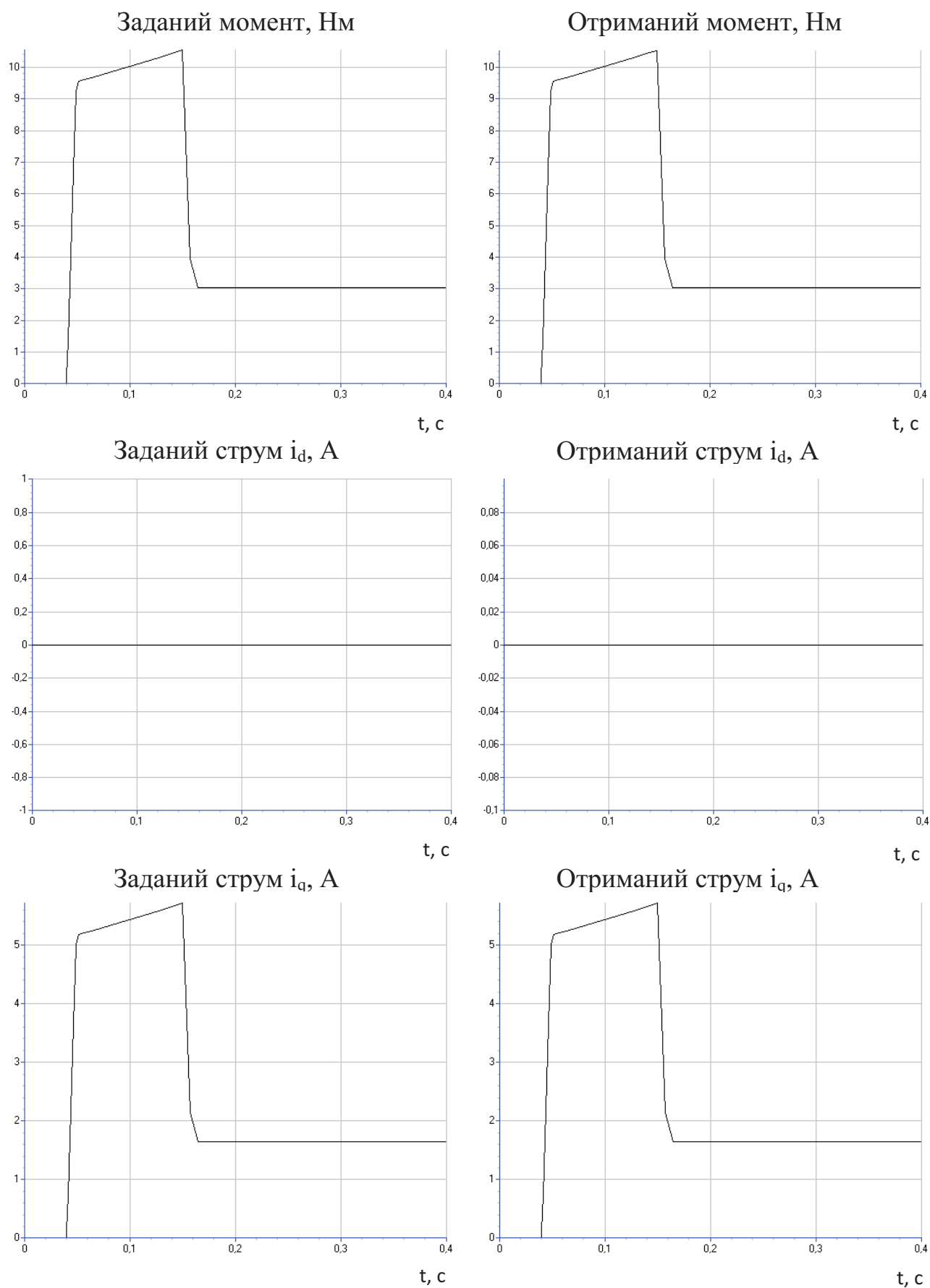


Рисунок 2.7.а – Результати моделювання алгоритму керування моментом неявнополюсного СД

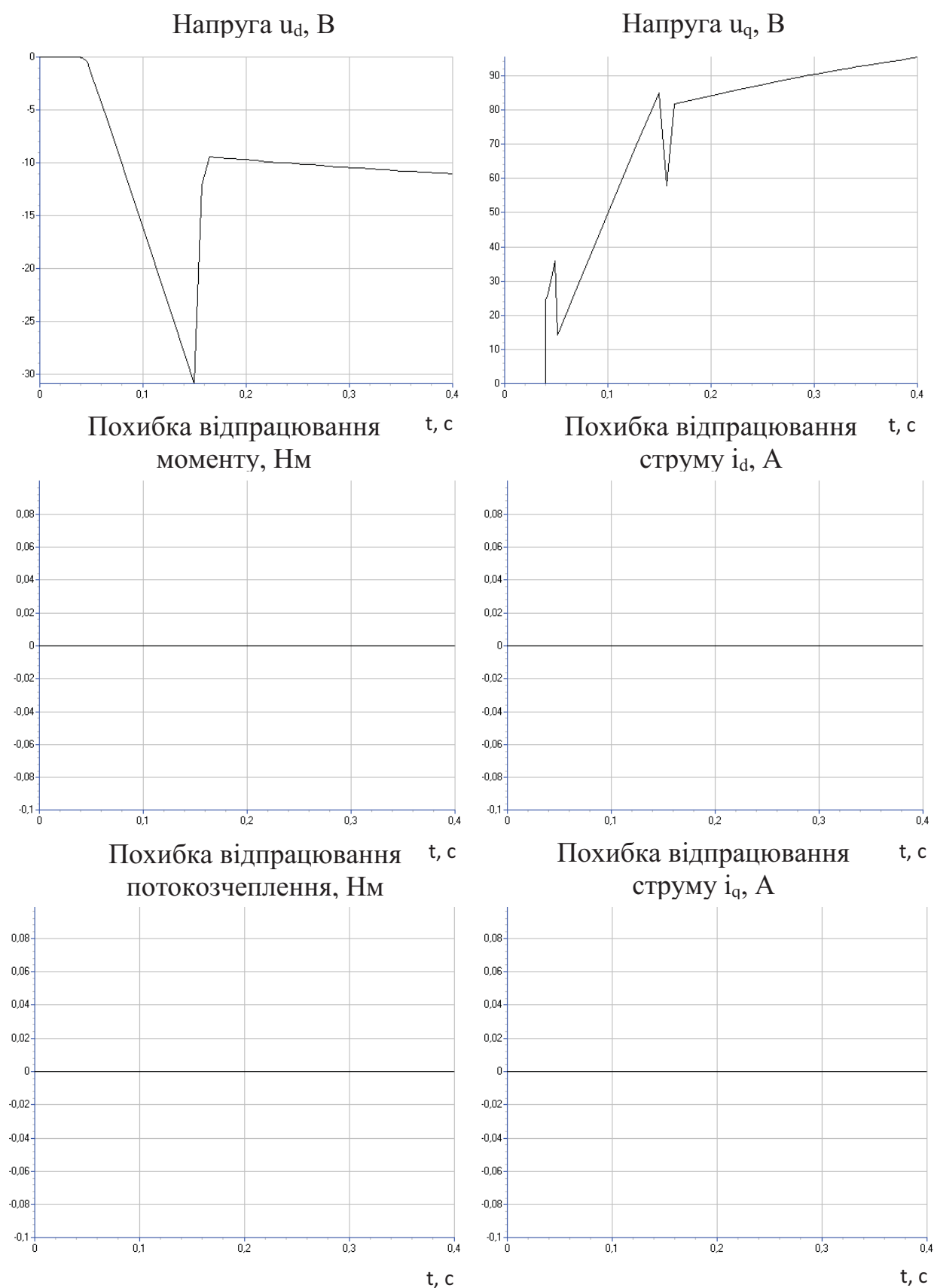


Рисунок 2.7.b – Результати моделювання алгоритму керування моментом неявнополюсного СД

Дослідження динамічних характеристик системи векторного керування моментом неявнополюсного СД за умови неотримування інформації з датчиків струму проведено із аналогічною послідовністю операцій керування, що і в попередньому тесті.

Результати дослідження системи векторного керування моментом неявнополюсного СД за умови неотримування інформації з датчиків струму представлені на рис. 2.8. Перехідні процеси відпрацювання моменту неявнополюсним СД, показанні на рис. 2.8, як і в попередньому випадку, також підтверджують, що представлений алгоритм векторного керування моментом гарантує досягнення цілей керування (2.1). Тобто представлений алгоритм керування моментом без використання інформації з датчиків струму гарантує системі експоненціально стійке положення рівноваги $\tilde{i}_q = \tilde{i}_q = 0$, а також експоненціально згасаючі в нуль похибки відпрацювання моменту та потокозчеплення.

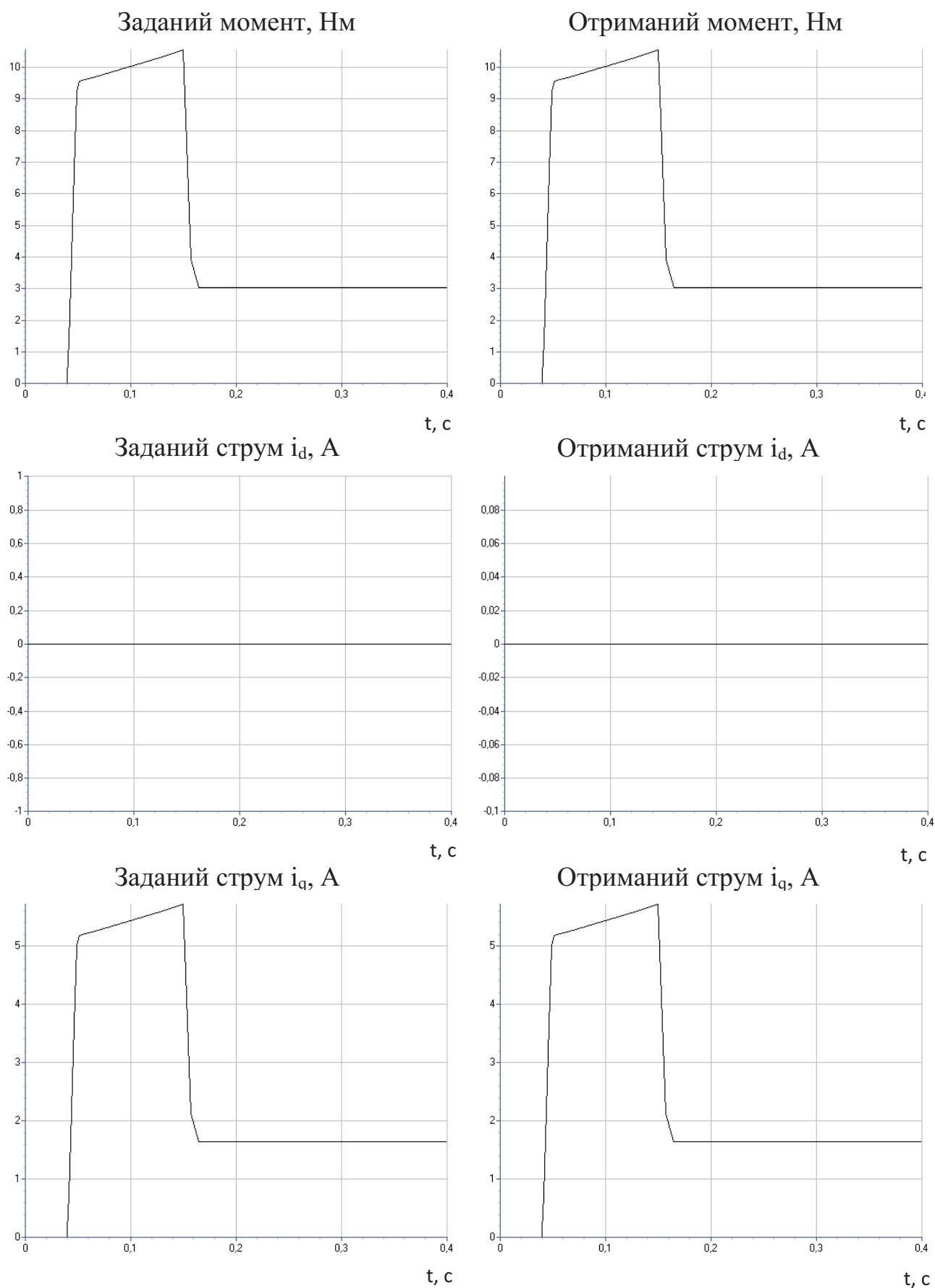
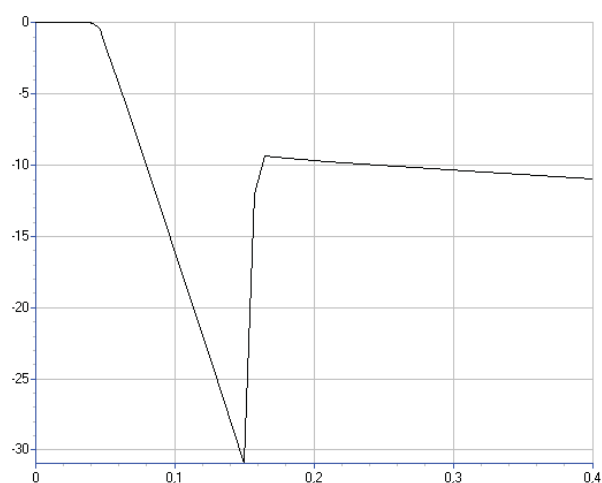


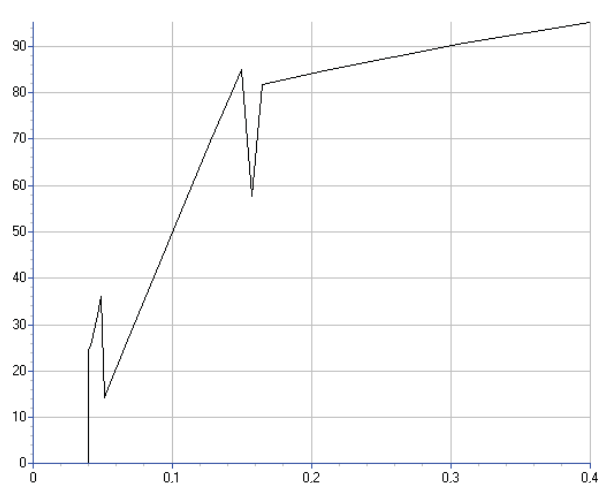
Рисунок 2.8.а – Результати моделювання алгоритму керування моментом неявнополюсного СД без інформації з датчиків струму

Напряга u_d , В

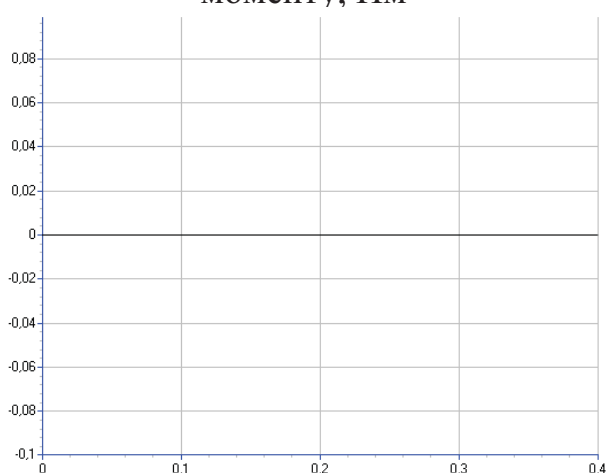
Напряга u_q , В



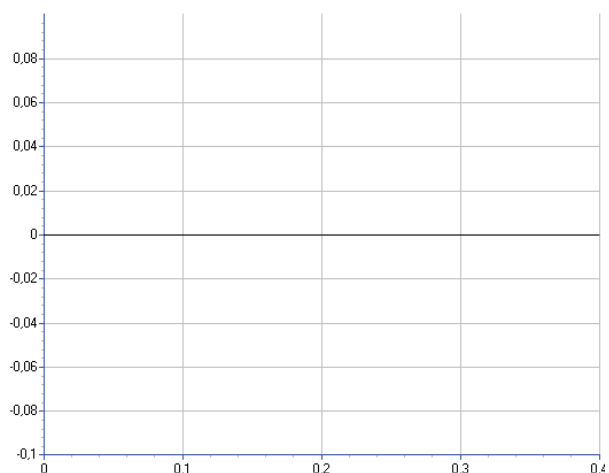
Похибка відпрацювання
моменту, Нм



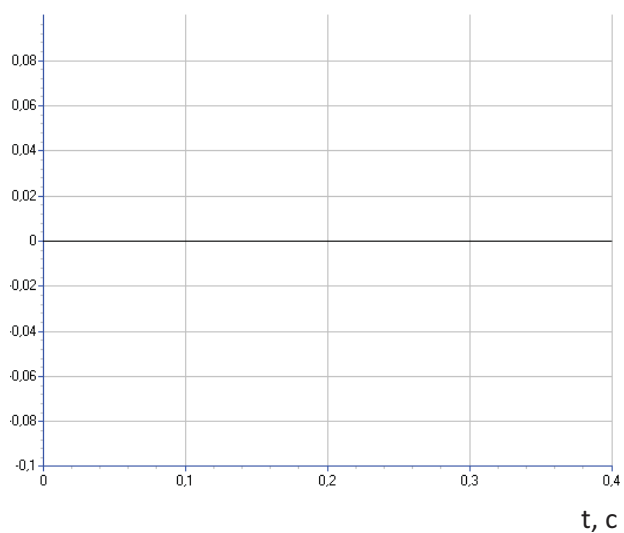
Похибка відпрацювання
струму i_d , А



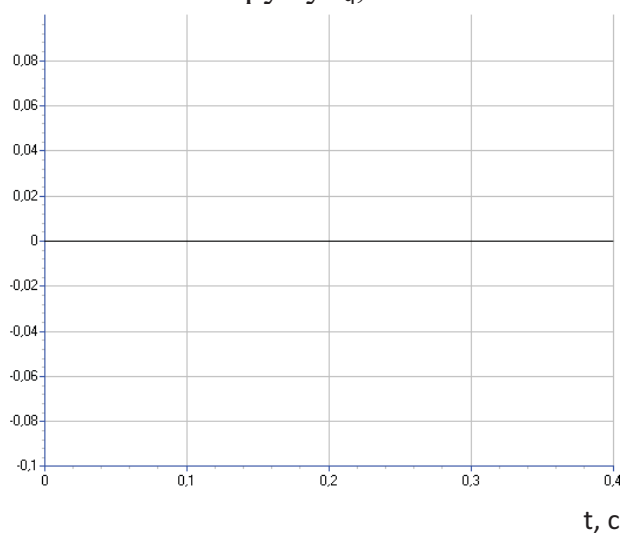
Похибка відпрацювання
потокзчеплення, Нм



Похибка відпрацювання
струму i_q , А



t, c



t, c

Рисунок 2.8.b – Результати моделювання алгоритму керування моментом
неявнополюсного СД без інформації з датчиків струму

2.3.2 Дослідження динаміки систем векторного керування моментом СРД

При дослідженні динамічних процесів відпрацювання моменту СРД застосовується наступна послідовність операцій керування. В момент часу $t = 0.04$ с починається наростання траєкторії моменту з обмеженою першою похідною $\dot{M}^* = 1000$ Нм. В проміжки часу з 0.05 с до 0.15 с траєкторія моменту продовжує наростати з обмеженою першою похідною $\dot{M}^* = 10$ Нм, а на проміжку 0.15 – 0.16 с перша похідна рівна $\dot{M}^* = -1000$ Нм.

Результати дослідження системи векторного керування моментом СРД за умови отримання інформації з датчиків струму представлені на рис. 2.9. Коефіцієнти пропорційної та інтегральної складової регуляторів прийнято рівними $k_{id}=k_{iq}=750$, $k_{iid}=k_{iiq}=200000$ відповідно.

Перехідні процеси відпрацювання моменту СРД, показанні на рис. 2.9, підтверджують, що представлений алгоритм векторного керування моментом гарантує досягнення цілей керування (2.1). Заданий струм i_d^* відпрацьовується з перерегулюванням для пришвидшення швидкодії, та в усталеному режимі похибка його відпрацювання дорівнює нулю.

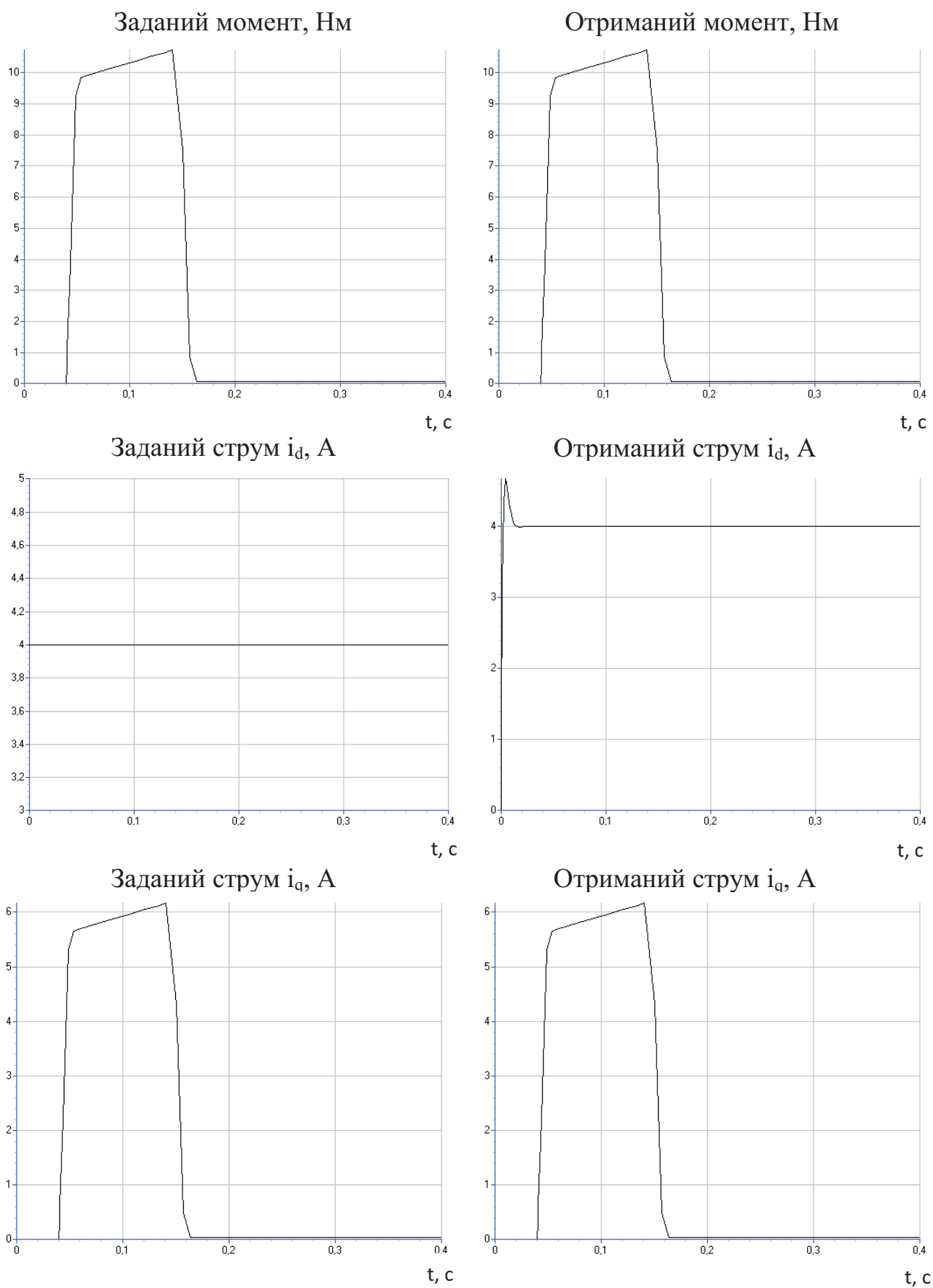


Рисунок 2.9.а – Результати моделювання алгоритму керування моментом СРД

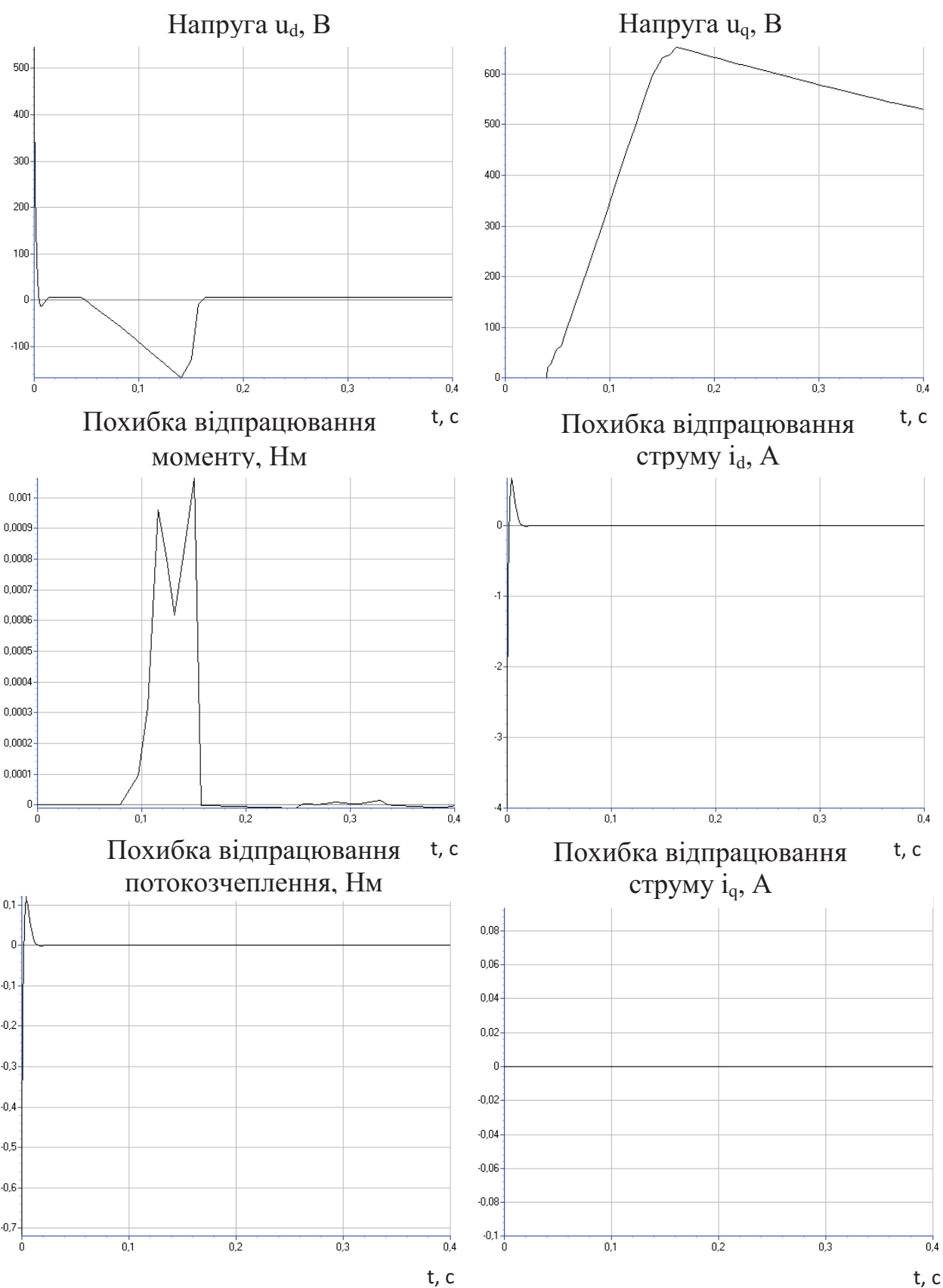


Рисунок 2.9.b – Результати моделювання алгоритму керування моментом
СРД

Дослідження динамічних характеристик системи векторного керування моментом СРД за умови неотримування інформації з датчиків струму проведено з наступною послідовністю операцій керування. В момент часу $t = 0.54$ с починається наростання траєкторії моменту з обмеженою першою похідною $\dot{M}^* = 1000$ Нм. В проміжки часу з 0.55 с до 0.65 с траєкторія моменту продовжує наростати з обмеженою першою похідною $\dot{M}^* = 10$ Нм, а на проміжку 0.55 – 0.56 с перша похідна рівна $\dot{M}^* = -1000$ Нм. Траєкторія моменту подавалася пізніше відносно попереднього дослідження для того, щоб струм i_d спершу зміг досягти заданого значення.

Результати дослідження системи векторного керування моментом СРД за умови неотримування інформації з датчиків струму представлені на рис. 2.10. Необхідність підтримування заданого струму i_d^* ненульовим, а також відсутність можливості використання коефіцієнтів зворотних зв'язків значно ускладнюють задачу відпрацювання моменту СРД. Результати, представлені на рис. 2.10, показують, що хоча траєкторія заданого моменту i відпрацьовується, проте в усталеному режимі є наявна коливальність системи.

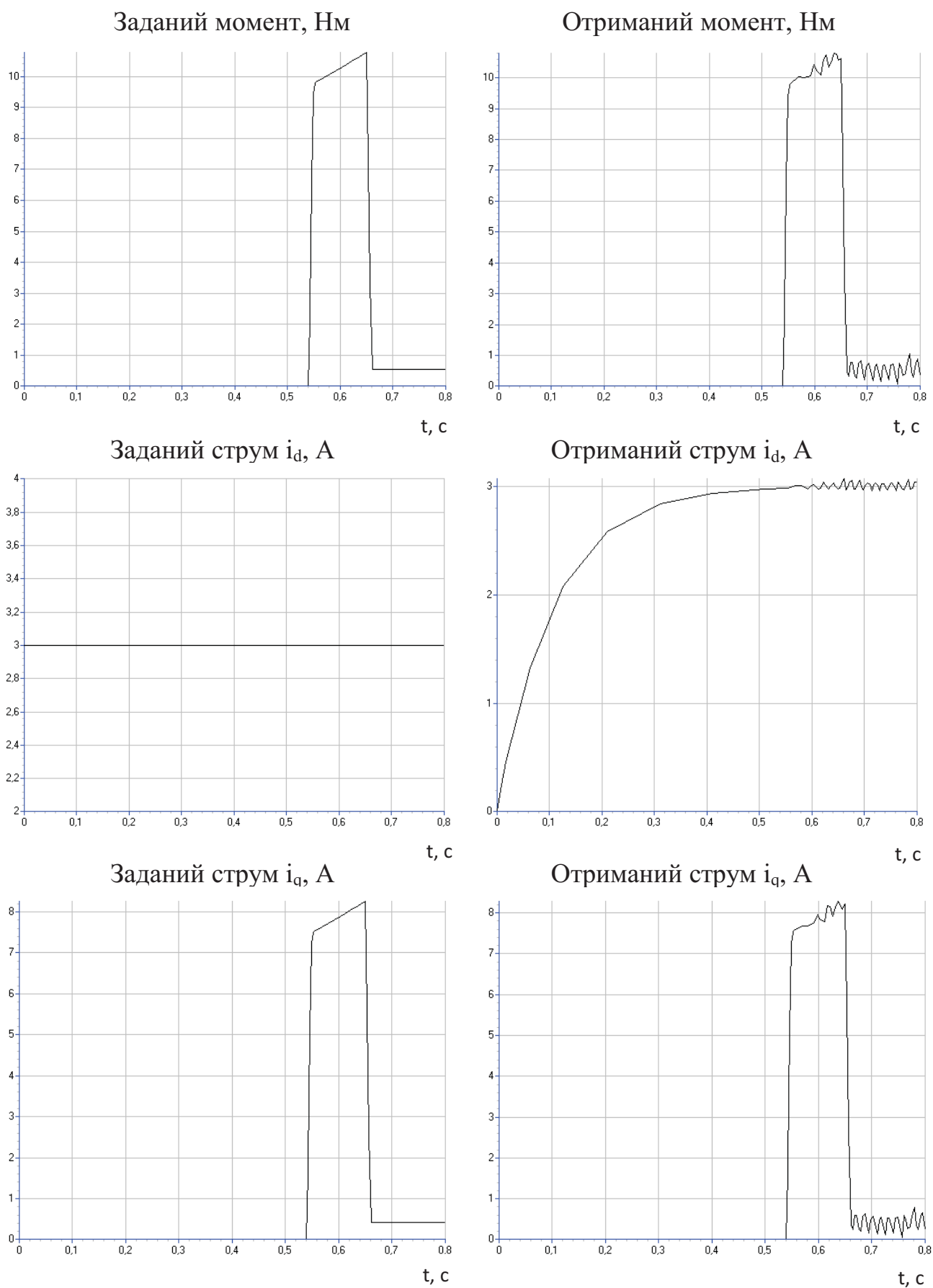


Рисунок 2.10.а – Результати моделювання алгоритму керування моментом
СРД без інформації з давачів струму

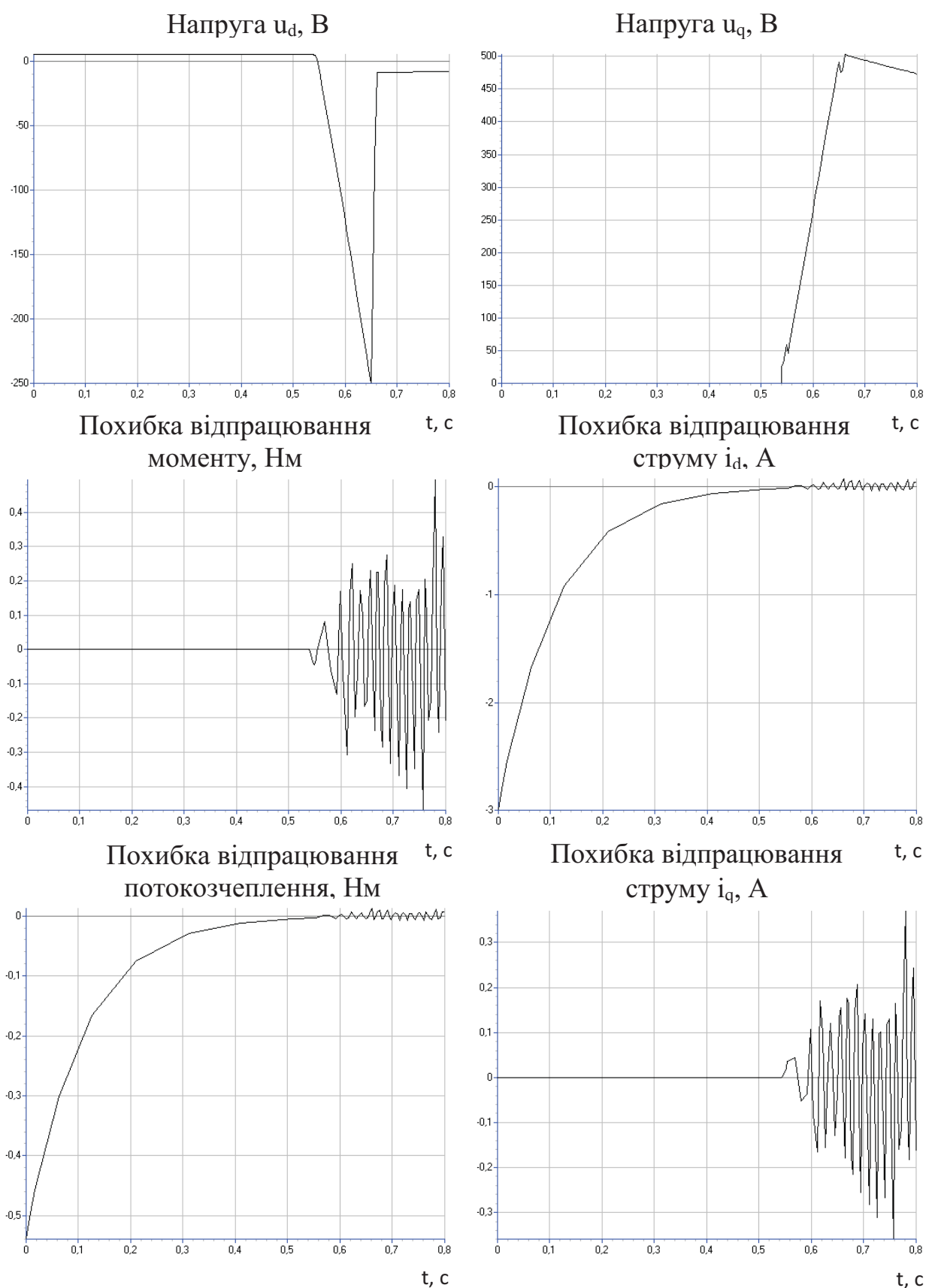


Рисунок 2.10.b – Результати моделювання алгоритму керування моментом СРД без інформації з давачів струму

2.3.3 Дослідження динаміки систем векторного керування моментом явнополюсного СД

При дослідженні динамічних процесів відпрацювання моменту явнополюсним СД застосовується наступна послідовність операцій керування. В момент часу $t = 0.04$ с починається наростання траєкторії моменту з обмеженою першою похідною $\dot{M}^* = 1000$ Нм. В проміжки часу з 0.05 с до 0.15 с траєкторія моменту продовжує наростати з обмеженою першою похідною $\dot{M}^* = 10$ Нм, а на проміжку 0.15 – 0.16 с перша похідна рівна $\dot{M}^* = -1000$ Нм.

Результати дослідження системи векторного керування моментом явнополюсного СД за умови отриманні інформації з датчиків струму представлені на рис. 2.11. Коефіцієнти пропорційної та інтегральної складової регуляторів прийнято рівними $k_{id}=k_{iq}=750$, $k_{iid}=k_{iiq}=200000$ відповідно.

Перехідні процеси відпрацювання моменту явнополюсним СД, показанні на рис. 2.11, підтверджують, що представлений алгоритм векторного керування моментом гарантує досягнення цілей керування (2.1).

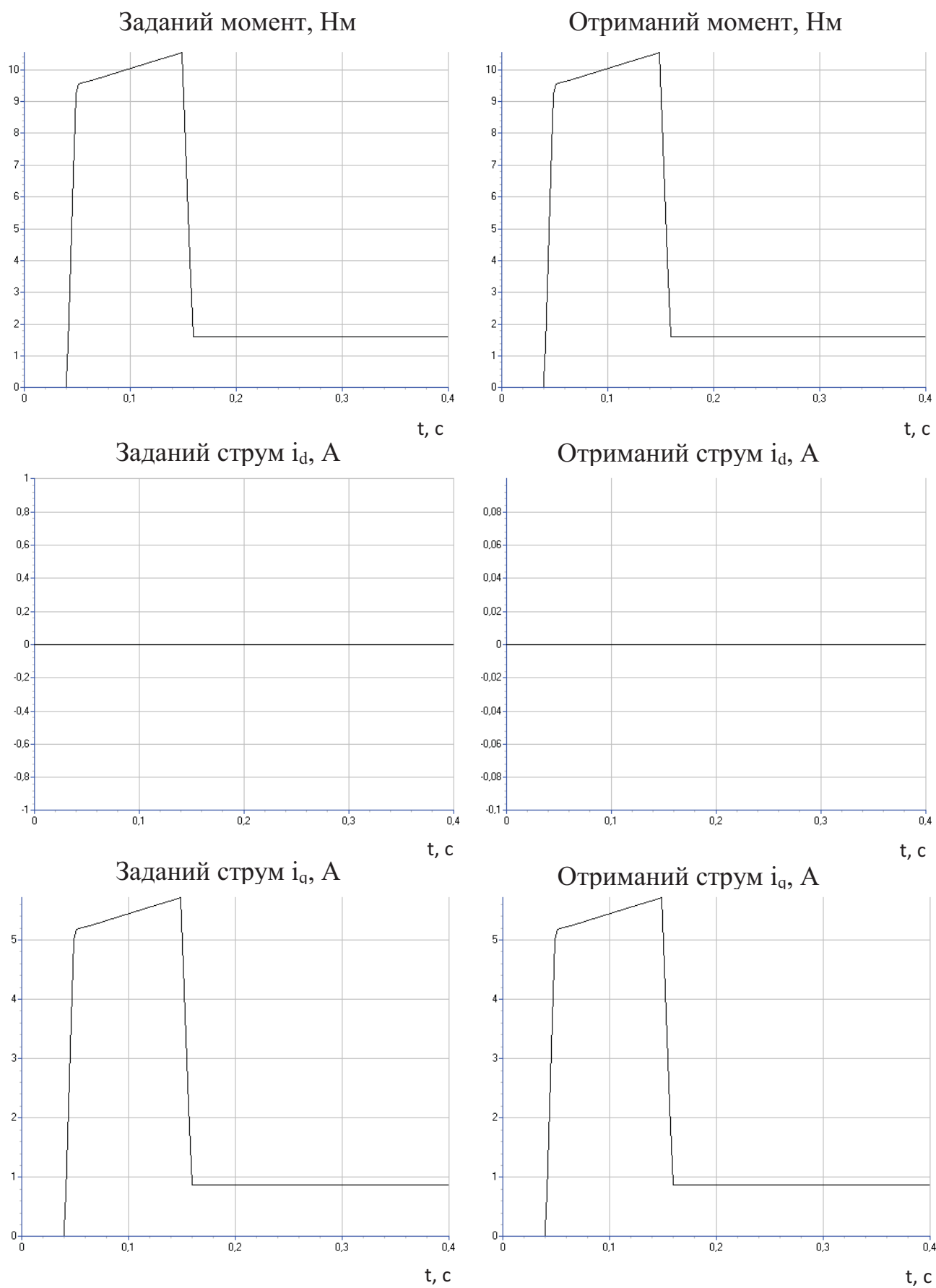


Рисунок 2.11.а – Результати моделювання алгоритму керування моментом
явнополюсного СД

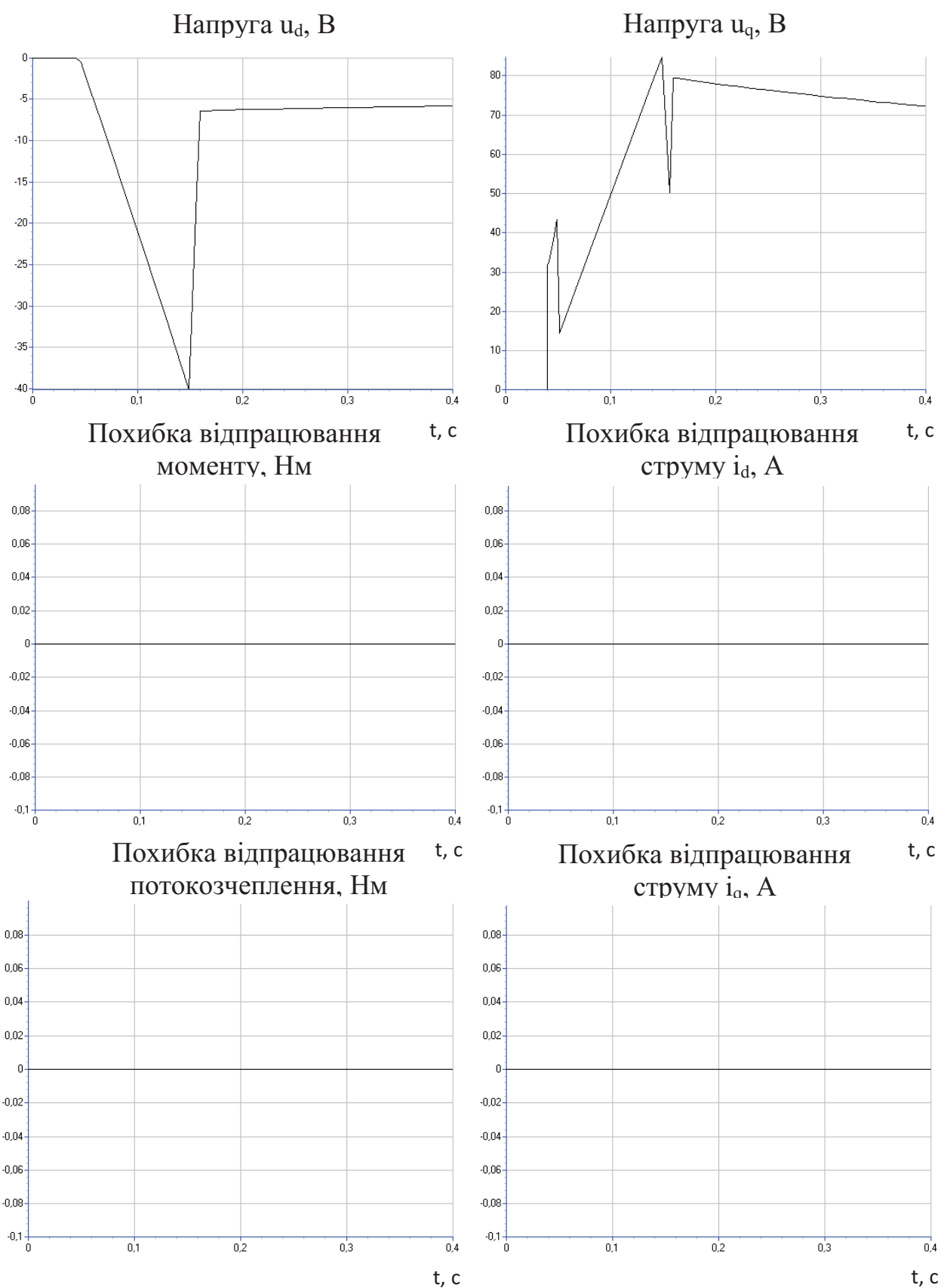


Рисунок 2.11.b – Результати моделювання алгоритму керування моментом
явнополюсного СД

Дослідження динамічних характеристик системи векторного керування моментом явнополюсного СД за умови неотримування інформації з датчиків струму проведено із аналогічною послідовністю операцій керування, що і в попередньому тесті.

Результати дослідження системи векторного керування моментом явнополюсного СД за умови неотримування інформації з датчиків струму представлені на рис. 2.12. Перехідні процеси відпрацювання моменту неявнополюсним СД, показанні на рис. 2.12, як і в випадку з неявнополюсним СД, також підтверджують, що представлений алгоритм векторного керування моментом гарантує досягнення цілей керування (2.1). Тобто представлений алгоритм керування моментом без використання інформації з датчиків струму гарантує експоненціально стійке положення рівноваги $\tilde{i}_q = \tilde{i}_q = 0$, а також експоненціально затухаючі в нуль похибки відпрацювання моменту та потокозчеплення i для системи з явнополюсним СД.

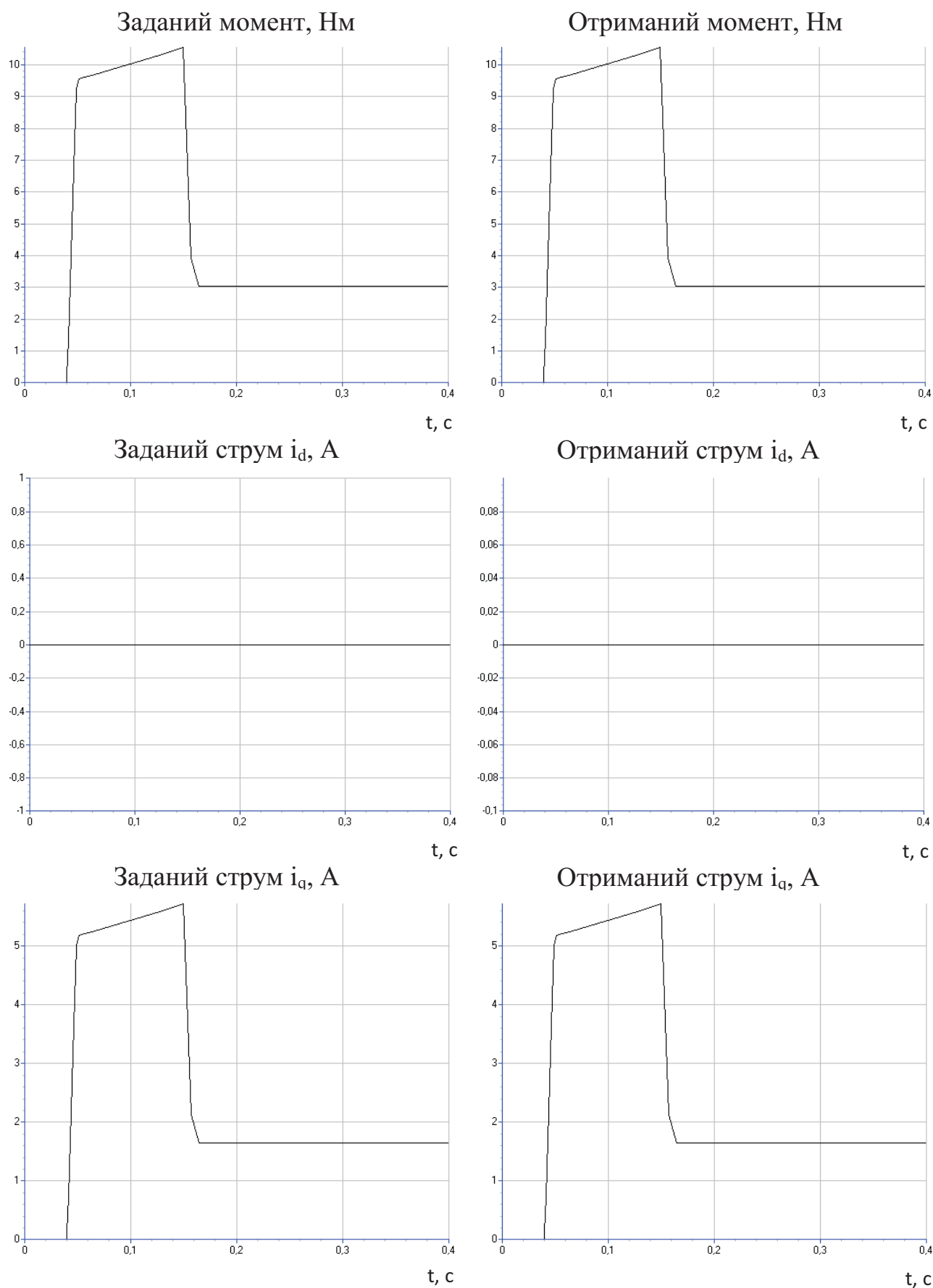


Рисунок 2.12.а – Результати моделювання алгоритму керування моментом
явнополюсного СД без інформації з датчиків струму

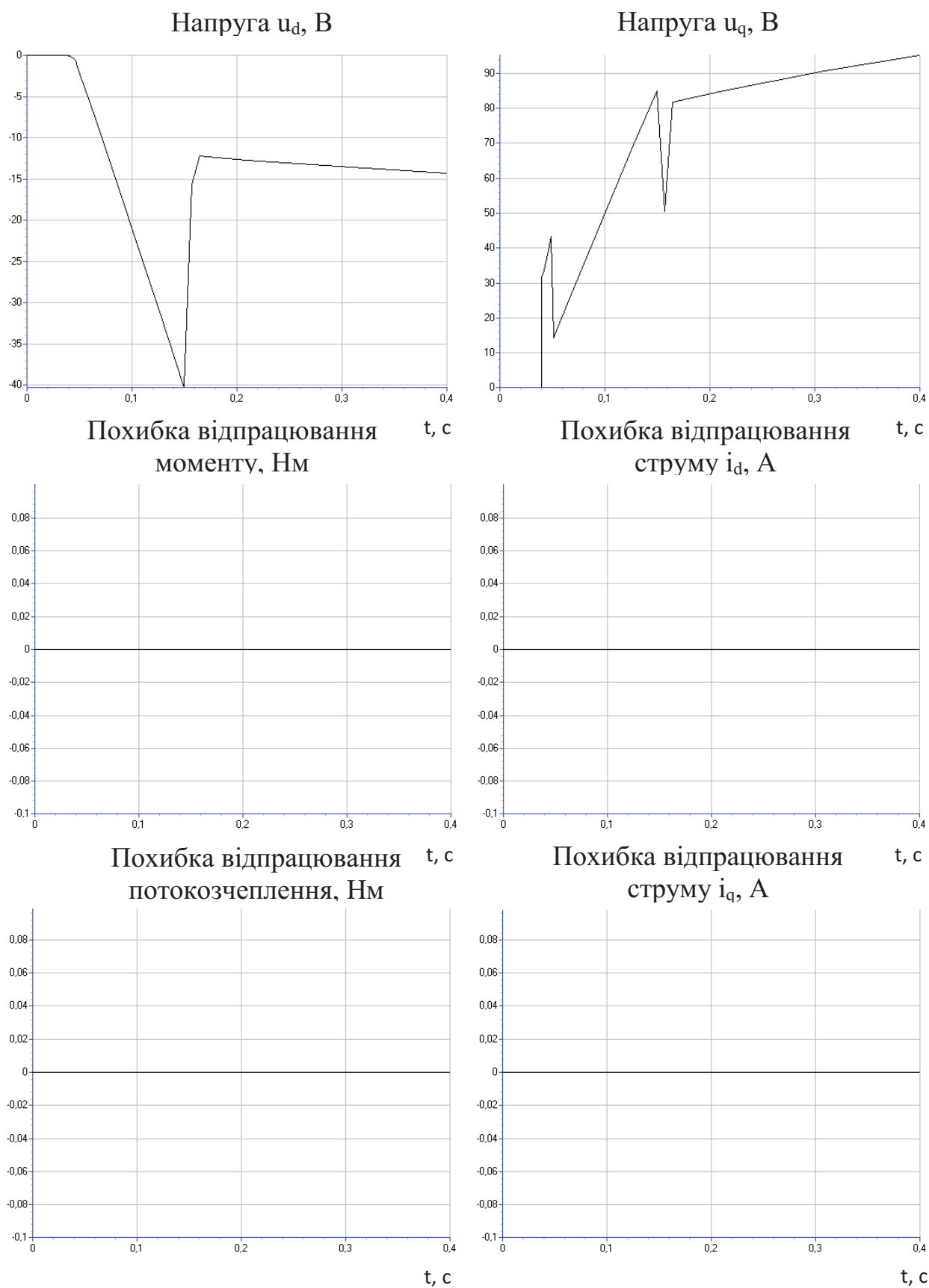


Рисунок 2.12.b – Результати моделювання алгоритму керування моментом явнопольсного СД без інформації з давачів струму

Висновки до розділу 2

В результаті дослідження алгоритмів керування моментом СД, було встановлено:

1. Представлені алгоритми керування моментом СД з використанням датчиків струму забезпечують глобальне асимптотичне відпрацювання моменту та модуля вектора потокозчеплення.
2. Представлені алгоритми керування моментом неявнополюсного та явнополюсного СД без використання датчиків струму забезпечують досягнення поставлених цілей керування.
3. Представлений алгоритми керування моментом СРД без використання датчиків струму досягає відпрацювання траєкторії заданого моменту, проте в усталеному режимі є наявна коливальність системи.

3 КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ СИНХРОННИХ ДВИГУНІВ

В даному розділі розглянуто алгоритми керування швидкістю синхронними двигунами.

3.1 Керування швидкістю СД з використанням інформації з давачів струмів

Допустимо, що виконуються наступні умови:

1. Параметри моделей СД (1.3)-(1.8) відомі й постійні, момент навантаження M_c невідомий, постійний (такий, що постійно змінюється) і обмежений.
2. Задана траєкторія зміни кутової швидкості ω^* є обмеженою функцією часу з обмеженою відомою першою похідною.

В умовах цих допущень, а також допущень, сформованих для алгоритму керування моментом СД, необхідно синтезувати алгоритми керування кутовою швидкістю СД, які гарантуватимуть досягнення наступних цілей керування:

1. Асимптотичне відпрацювання прямої компоненти струму та кутової швидкості, тобто

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

де похибка відпрацювання кутової швидкості представлена як

$$\tilde{\omega} = \omega - \omega^*. \quad (3.2)$$

2. Лінійну номінальну динаміку підсистеми відпрацювання кутової швидкості з вільно формованими показниками якості керування при відсутності обмежень на керування.
3. Обмеженість внутрішніх координат системи.

3.1.1 Керування швидкістю неявнополюсного СД за умови використання інформації з давачів струму

З модель неявнополюсного СД (1.3), (1.4) слідує, що кутова швидкість в похибках відпрацювання матиме вигляд

$$\dot{\tilde{\omega}} = \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} L_m i_f p_n i_q^* + \frac{3}{2} L_m i_f p_n \tilde{i}_q - \nu \omega^* - \nu \tilde{\omega} \right) - \tilde{M}_c - \hat{M}_c - \dot{\omega}^*. \quad (3.3)$$

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

З рівняння (3.3) отримано регулятор швидкості

$$\begin{aligned} i_q^* &= \frac{1}{\frac{3}{2J} L_m i_f p_n} (\dot{\omega}^* + \hat{M}_c + \frac{\nu}{J} \omega^* - k_\omega \tilde{\omega}), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega}, \end{aligned} \quad (3.4)$$

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

Підстановкою (3.4) в (3.3) отримано рівняння динаміки похибок відпрацювання кутової швидкості у вигляді

$$\begin{aligned}\ddot{\tilde{\omega}} &= \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} L_m i_f p_n \tilde{i}_q - v \tilde{\omega} \right) - \tilde{M}_c - k_\omega \tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i} \tilde{\omega}.\end{aligned}\quad (3.5)$$

Похідна від заданого моментного струму неявнополюсного СД дорівнює

$$\begin{aligned}\dot{i}_{q1}^* &= \frac{1}{\frac{3}{2J} L_m i_f p_n} (\ddot{\omega}^* + \dot{\tilde{M}}_c + \frac{v}{J} \dot{\omega}^* - k_\omega (\frac{3}{2J} L_m i_f p_n \tilde{i}_q - v \tilde{\omega}) - k_\omega \tilde{\omega}), \\ \dot{i}_{q2}^* &= \frac{k_\omega}{\frac{3}{2J} L_m i_f p_n} \tilde{M}_c,\end{aligned}\quad (3.6)$$

де $\dot{i}_{q2}^*$ – невідома складова.

Регулятори струмів по осях d та q , по аналогії з рівняннями керування моментом, мають вигляд

$$\begin{aligned}u_d &= R_1 \dot{i}_d^* + L_1 (-p_n \omega i_q + \dot{i}_d^* - k_{id} \tilde{i}_d - x_d), \\ \dot{x}_d &= k_{iid} \tilde{i}_d,\end{aligned}\quad (3.7)$$

$$\begin{aligned}u_q &= R_1 \dot{i}_q^* + L_m i_f p_n \omega + L_1 (p_n \omega i_d + \dot{i}_q^* - k_{iq} \tilde{i}_q - x_q), \\ \dot{x}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_q.\end{aligned}\quad (3.8)$$

Рівняння динаміки відпрацювання координат системи неявнополюсного СД будуть

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{i}}_d &= -\frac{R_1}{L_1} \tilde{i}_d - k_{id} \tilde{i}_d - x_d, \\
\dot{x}_d &= k_{iid} \tilde{i}_d, \\
\dot{\tilde{i}}_q &= -\frac{R_1}{L_1} \tilde{i}_q - k_{iq} \tilde{i}_q - x_q - \frac{k_\omega}{\frac{3}{2} L_m i_f p_n} \tilde{M}_c, \\
\dot{x}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_q, \\
\dot{\tilde{\omega}} &= \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} L_m i_f p_n \tilde{i}_q - \nu \tilde{\omega} \right) - \tilde{M}_c - k_\omega \tilde{\omega}, \\
\dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i} \tilde{\omega}.
\end{aligned} \tag{3.9}$$

Система (3.9) асимптотично стійка для відповідних налаштуваннях $k_\omega > 0$, $k_{\omega i} > 0$, $k_{id} > 0$, $k_{iid} > 0$, $k_{iq} > 0$ та $k_{iiq} > 0$, що і забезпечить асимптотичність відпрацювання $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\omega}, \tilde{M}_c, \tilde{i}_d, \tilde{i}_q, x_d, x_q) = 0$.

Структурна схема алгоритму керування швидкістю неявнополісного СД має вигляд, представлений на рис. 3.1.

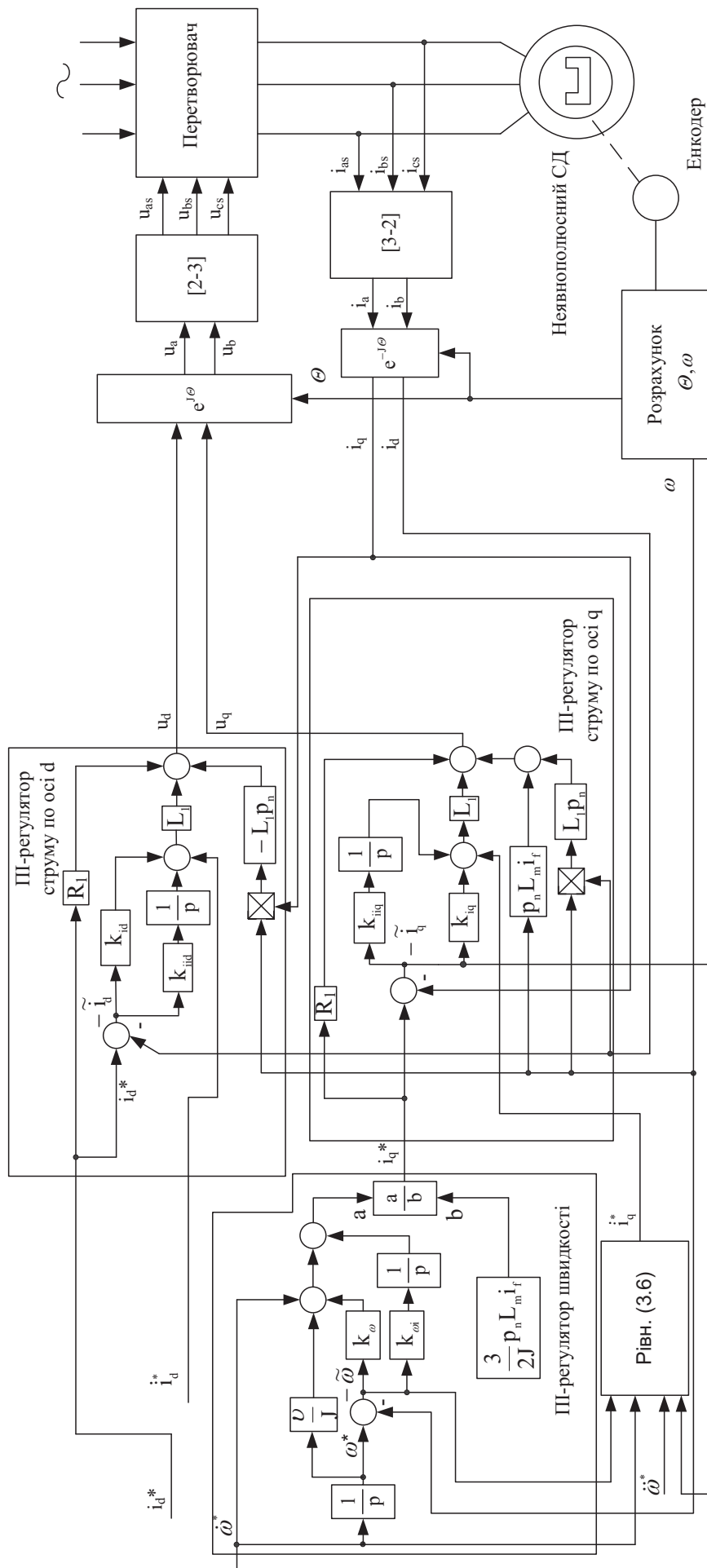


Рисунок 3.1- Структурна схема алгоритму керування швидкістю
неявнополюсного СД

3.1.2 Керування швидкістю СРД за умови використання інформації з давачів струму

З рівняння (1.7) слідує, що динаміка похибки відпрацювання кутової швидкості має вигляд

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\omega}} = & \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} p_n (L_d - L_q) i_d^* (i_q^* + \tilde{i}_q) + \frac{3}{2} p_n (L_d - L_q) \tilde{i}_d i_q - \right. \\ & \left. - \nu \omega^* - \nu \tilde{\omega} \right) - \tilde{M}_c - \hat{M}_c - \dot{\omega}^*. \end{aligned} \quad (3.10)$$

Регулятор швидкості синтезовано з використанням зворотної покрокової процедури проектування (back stepping) [50]. Регулятор швидкості, отриманий з (3.10), представлено як:

$$i_q^* = \frac{1}{\mu(i_d^*)} \left(\frac{\nu}{J} \omega^* + \dot{\omega}^* + \hat{M}_c - k_\omega \tilde{\omega} \right), \quad (3.11)$$

$$\mu(i_d^*) = \frac{3}{2J} p_n ((L_d - L_q) i_d^*) > 0$$

$$\dot{\tilde{M}}_c = -k_{\omega i} \tilde{\omega}, \quad (3.12)$$

При підстановці (3.11) та (3.12) в (3.10) отримуємо, що

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\omega}} = & \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} p_n (L_d - L_q) \tilde{i}_d i_q - \nu \tilde{\omega} \right) + \mu(i_d^*) \tilde{i}_q - \tilde{M}_c - k_\omega \tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{M}}_c = & -k_{\omega i} \tilde{\omega}. \end{aligned} \quad (3.13)$$

Слід зазначити, що за умови струмового керування, $\tilde{i}_d = \tilde{i}_q = 0$, система (3.13) стає лінійною та асимптотично стійкою при будь-яких $(k_\omega, k_{\omega i}) > 0$.

З (1.8) динаміка похибок відпрацювання струмів є наступною

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{i}}_d &= \frac{R_l}{L_d}(\dot{i}_d^* + \tilde{i}_d) + \frac{L_q}{L_d}p_n\omega\dot{i}_q + \frac{1}{L_d}u_d - \dot{i}_d^*, \\
\dot{\tilde{i}}_q &= \frac{R_l}{L_q}(\dot{i}_q^* + \tilde{i}_q) - \frac{L_d}{L_q}p_n\omega\dot{i}_d + \frac{1}{L_q}u_q - \dot{i}_q^*.
\end{aligned}
\tag{3.14}$$

На основі (3.14) регулятори струмів представлені як:

$$\begin{aligned}
u_d &= L_d(-k_{id}\tilde{i}_d + \dot{x}_d + \dot{i}_d^*) + R_l\dot{i}_d^* - L_q\omega p_n\dot{i}_q, \\
u_q &= L_q(-k_{iq}\tilde{i}_q + \dot{x}_q + \dot{i}_q^*) + R_l\dot{i}_q^* + L_d\omega p_n\dot{i}_d,
\end{aligned}
\tag{3.15}$$

$$\begin{aligned}
\dot{x}_d &= -k_{id}\tilde{i}_d, \\
\dot{x}_q &= -k_{iq}\tilde{i}_q.
\end{aligned}
\tag{3.16}$$

Для дослідження регуляторів необхідно розрахувати похідну від завдання струму $\dot{i}_q^*$ з (3.11). Отримано, що

$$\begin{aligned}
\dot{i}_q^* &= \frac{1}{\mu(i_d^*)}\left(\frac{\nu}{J}\dot{\omega}^* + \ddot{\omega}^* + \dot{M}_c\right) - \\
&- \frac{k_\omega}{\mu(i_d^*)}\left(-\left(\frac{\nu}{J} + k_\omega\right)\tilde{\omega} + \mu(i_d^*)\tilde{i}_q + \frac{3}{2J}p_n((L_d - L_q)\tilde{i}_d\dot{i}_q)\right) - \\
&- \frac{1}{\mu^2(i_d^*)}\left(\frac{\nu}{J}\omega^* + \dot{\omega}^* + \hat{M}_c - k_\omega\tilde{\omega}\right) + \frac{k_\omega}{\mu(i_d^*)}\tilde{M}_c,
\end{aligned}
\tag{3.17}$$

де $\frac{k_\omega}{\mu(i_d^*)}\tilde{M}_c$ - невідома складова.

З урахуванням рівнянь (3.15), (3.16) та (3.13), динаміка похибок всієї системи має вигляд

$$\dot{\tilde{i}}_d = -\frac{R_l}{L_d} \tilde{i}_d - k_{id} \tilde{i}_d - x_d, \quad (3.18)$$

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

$$\dot{\tilde{i}}_q = -\frac{R_l}{L_q} \tilde{i}_q - k_{iq} \tilde{i}_q - x_q - \frac{k_\omega}{\mu(i_d^*)} \tilde{M}_c, \quad (3.19)$$

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

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

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

З аналізу динаміки похибок системи (3.18), (3.19) слідує, що підсистема керування прямою компонентою струму статора (3.18) та підсистема керування швидкості (3.19) повністю розв'язані. Динаміка системи (3.19) є лінійною та асимптотично стійкою для всіх значень коефіцієнтів (k_{id} , k_{iq} , k_{iid} , k_{iiq})>0, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_d, x_d) = 0. \quad (3.20)$$

З урахуванням (3.20), підсистема (3.19) є асимптотично лінійною. Перші два рівняння в (3.19) описують динамічну поведінку похибок в контурі керування швидкістю, останні два – похибок в контурі керування струмом по осі q. Дві підсистеми використано в контурі зворотного зв'язку і вони завжди можуть бути налаштовані таким чином, щоб система (3.19) була стійкою. Коефіцієнти зворотних зв'язків можна налаштувати таким чином, щоб контур керування струмів був в два рази швидший за контур керування швидкістю. Таким чином досягаються сформовані цілі.

Структурна схема алгоритму керування швидкістю СРД має вигляд, представлений на рис. 3.2.

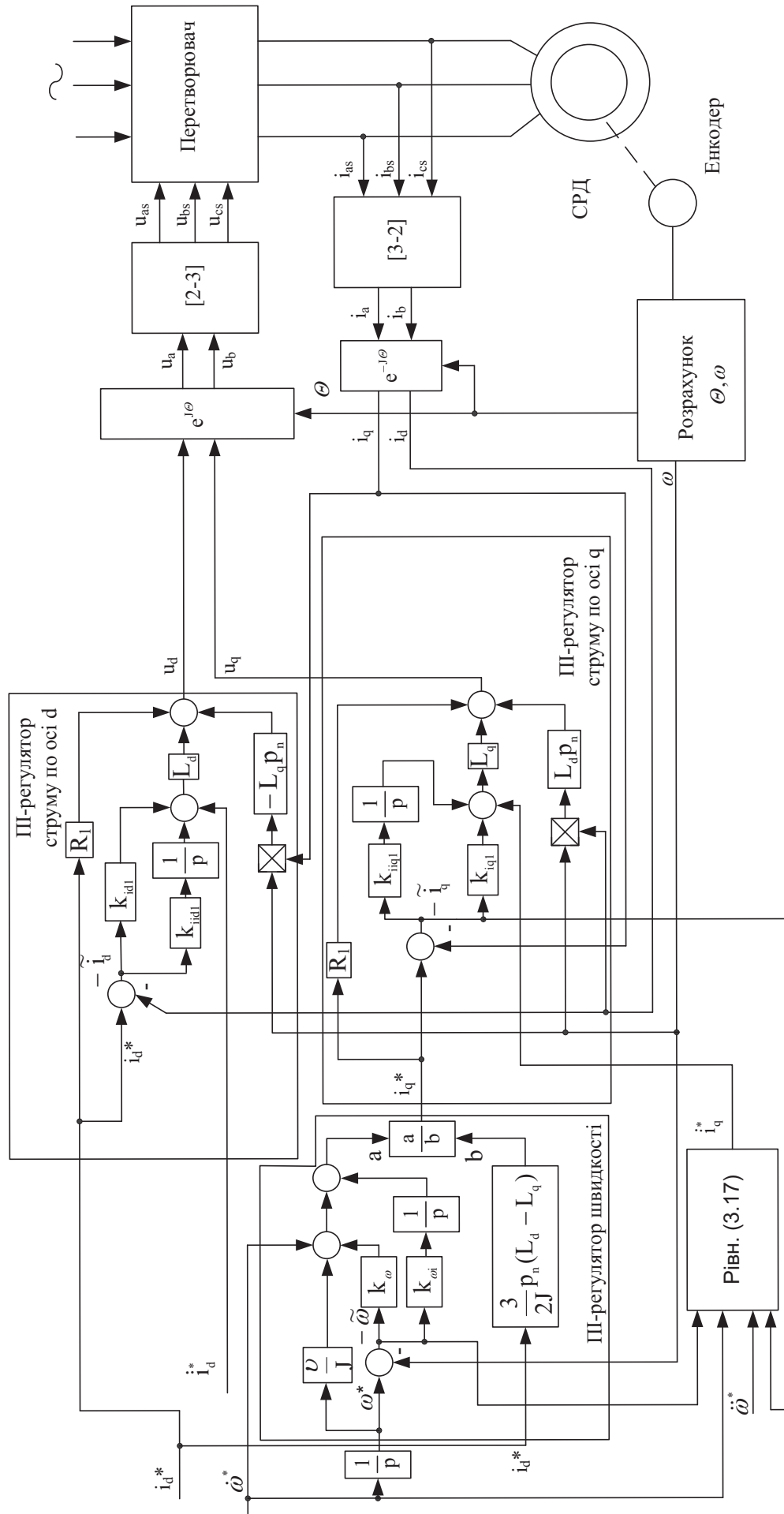


Рисунок 3.2 Структурна схема алгоритму керування швидкістю СРД

3.1.3 Керування швидкістю явнополюсного СД за умови використання інформації з давачів струму

З рівняння (1.5) слідує, що динаміка похибки відпрацювання кутової швидкості явнополюсного СД має вигляд

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\omega}} = & \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} p_n L_m i_f i_q^* + \frac{3}{2} p_n L_m i_f \tilde{i}_q + \frac{3}{2} p_n (L_d - L_q) i_d^* (i_q^* + \tilde{i}_q) + \right. \\ & \left. + \frac{3}{2} p_n (L_d - L_q) \tilde{i}_d i_q - \nu \omega^* - \nu \tilde{\omega} \right) - \tilde{M}_c - \hat{M}_c - \dot{\omega}^*. \end{aligned} \quad (3.21)$$

Регулятор швидкості синтезовано з використанням зворотної покрокової процедури проектування (back stepping) [50]. Регулятор швидкості, отриманий з (3.21), представлено як:

$$\begin{aligned} i_q^* = & \frac{1}{\mu(i_d^*)} \left(\frac{\nu}{J} \omega^* + \dot{\omega}^* + \hat{M}_c - k_\omega \tilde{\omega} \right), \\ \mu(i_d^*) = & \frac{3}{2J} p_n (L_m i_f + (L_d - L_q) i_d^*) > 0 \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$\dot{\hat{M}}_c = -k_{\omega i} \tilde{\omega}, \quad (3.23)$$

При підстановці (3.22) та (3.23) в (3.21) отримуємо, що

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\omega}} = & \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} p_n (L_d - L_q) \tilde{i}_d i_q + \frac{3}{2} p_n L_m i_f \tilde{i}_q - \nu \tilde{\omega} \right) + \mu(i_d^*) \tilde{i}_q - \tilde{M}_c - k_\omega \tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{M}}_c = & -k_{\omega i} \tilde{\omega}. \end{aligned} \quad (3.24)$$

Слід зазначити, що за умови струмового керування, $\tilde{i}_d = \tilde{i}_q = 0$, система (3.24), як і у випадках керування швидкістю неявнополюсного СД та СРД, стає лінійною та асимптотично стійкою при будь-яких $(k_\omega, k_{\omega i}) > 0$.

З (1.6) динаміка похибок відпрацювання струмів має вигляд

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{i}}_d &= \frac{R_l}{L_d}(\dot{i}_d^* + \tilde{i}_d) + \frac{L_q}{L_d}p_n\omega\dot{i}_q + \frac{1}{L_d}u_d - \dot{i}_d^*, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= \frac{R_l}{L_q}(\dot{i}_q^* + \tilde{i}_q) - \frac{L_d}{L_q}p_n\omega\dot{i}_d - L_m\dot{i}_f p_n\omega + \frac{1}{L_q}u_q - \dot{i}_q^*.\end{aligned}\quad (3.25)$$

На основі (3.14) регулятори струмів представлені як

$$\begin{aligned}u_d &= L_d(-k_{id}\tilde{i}_d + \dot{x}_d + \dot{i}_d^*) + R_l\dot{i}_d^* - L_q\omega p_n\dot{i}_q, \\ u_q &= L_q(-k_{iq}\tilde{i}_q + \dot{x}_q + \dot{i}_q^*) + R_l\dot{i}_q^* + L_m\dot{i}_f p_n\omega + L_d\omega p_n\dot{i}_d,\end{aligned}\quad (3.26)$$

$$\begin{aligned}\dot{x}_d &= -k_{id}\tilde{i}_d, \\ \dot{x}_q &= -k_{iq}\tilde{i}_q.\end{aligned}\quad (3.27)$$

Для дослідження регуляторів необхідно розрахувати похідну від завдання струму $\dot{i}_q^*$ з (3.11). Отримано, що

$$\begin{aligned}\dot{i}_q^* &= \frac{1}{\mu(i_d^*)}\left(\frac{\nu}{J}\dot{\omega}^* + \ddot{\omega}^* + \dot{M}_c\right) - \\ &- \frac{k_\omega}{\mu(i_d^*)}\left(-\left(\frac{\nu}{J} + k_\omega\right)\tilde{\omega} + \mu(i_d^*)\tilde{i}_q + \frac{3}{2J}p_n(L_d - L_q)\tilde{i}_d\dot{i}_q + \frac{3}{2J}p_nL_m\dot{i}_f\dot{i}_q\right) - \\ &- \frac{3}{2J}\frac{p_n(L_d - L_q)}{\mu^2(i_d^*)}\left(\frac{\nu}{J}\omega^* + \dot{\omega}^* + \hat{M}_c - k_\omega\tilde{\omega}\right) + \frac{k_\omega}{\mu(i_d^*)}\tilde{M}_c,\end{aligned}\quad (3.28)$$

де $\frac{k_\omega}{\mu(i_d^*)}\tilde{M}_c$ - невідома складова.

З урахуванням рівнянь (3.26), (3.27) та (3.24), динаміка похибок всієї системи має вигляд

$$\dot{\tilde{i}}_d = -\frac{R_l}{L_d} \tilde{i}_d - k_{id} \tilde{i}_d - x_d, \quad (3.29)$$

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

$$\dot{\tilde{i}}_q = -\frac{R_l}{L_q} \tilde{i}_q - k_{iq} \tilde{i}_q - x_q - \frac{k_\omega}{\mu(i_d^*)} \tilde{M}_c, \quad (3.30)$$

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

$$\dot{\tilde{\omega}} = \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} p_n (L_d - L_q) \tilde{i}_d i_q + \frac{3}{2} p_n L_m i_f \tilde{i}_q - v \tilde{\omega} \right) + \mu(i_d^*) \tilde{i}_q - \tilde{M}_c - k_\omega \tilde{\omega},$$

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

Як і у випадку керування швидкістю СРД, з аналізу динаміки похибок системи (3.29), (3.30) слідує, що підсистема керування прямою компонентою струму статора (3.29) та підсистема керування швидкості (3.30) повністю розв'язані. Тому, динаміка системи (3.29) є лінійною та асимптотично стійкою для всіх значень коефіцієнтів $(k_{id}, k_{iq}, k_{iid}, k_{iiq}) > 0$, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_d, x_d) = 0. \quad (3.31)$$

З урахуванням (3.31), підсистема (3.30) є асимптотично лінійною. Підсистеми (3.29) та (3.30) завжди можуть бути налаштовані таким чином, щоб система (3.30) була стійкою. Отже, сформовані цілі досягаються і в випадку керування явнополіусним СД.

Структурна схема алгоритму керування швидкістю явнополіусного СД має вигляд, представлений на рис. 3.3.

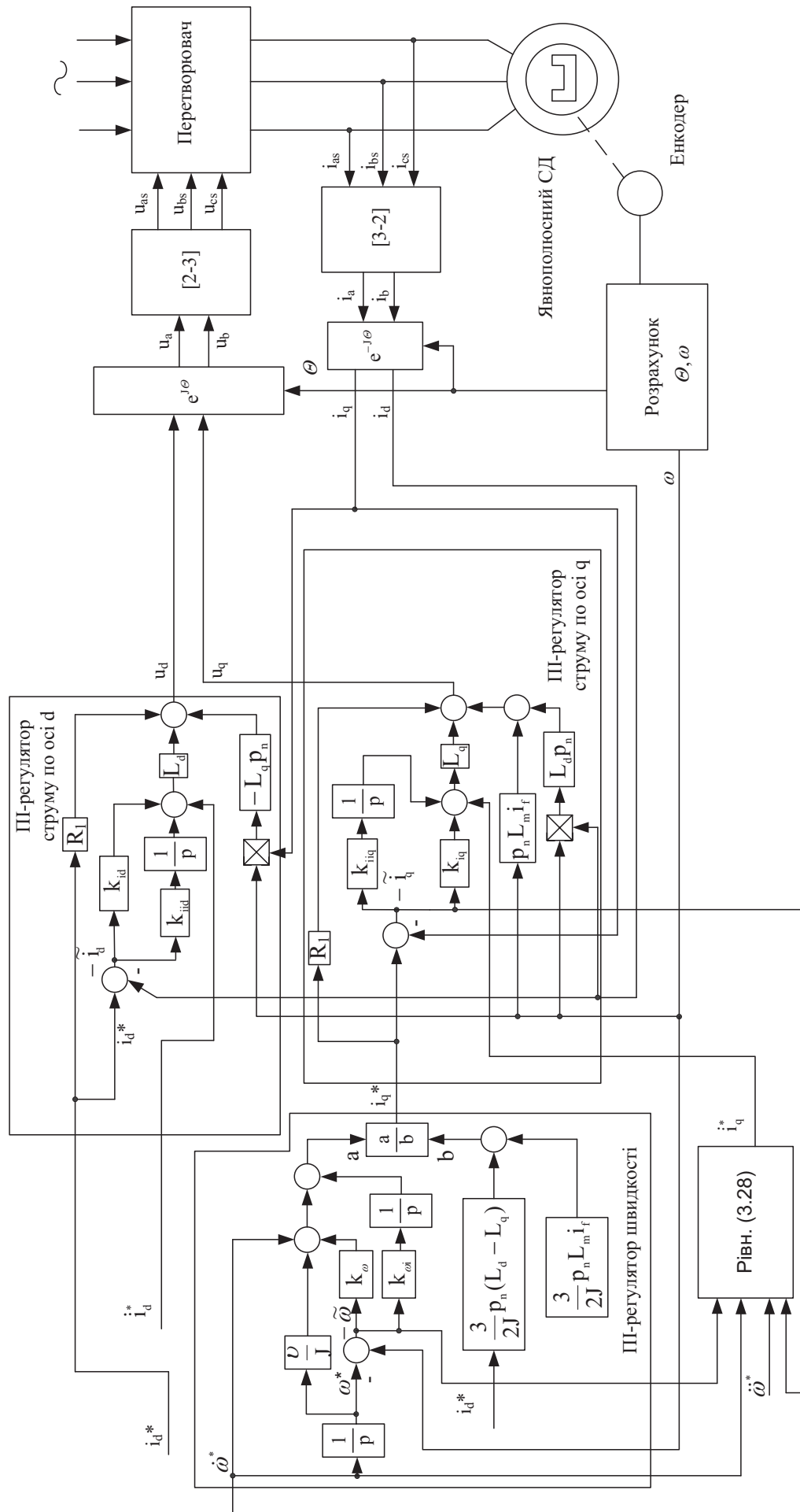


Рисунок 3.3 Структурна схема алгоритму керування швидкістю явнополюсного СД

3.2 Алгоритми керування СД без використання інформації з давачів струму

3.2.1 Синтез алгоритму керування кутовою швидкістю неявнополісного СД без використання інформації з давачів струму

Рівняння динаміки похибки відпрацювання кутової швидкості з (1.3) має вигляд (3.3). В (3.3) задане значення моменту представлено як

$$M^* = \frac{3}{2J} L_m i_f p_n i_q^*. \quad (3.32)$$

Розглядаючи M^* в (3.3) як керуючу дію, сформовано наступний динамічний регулятор швидкості

$$\begin{aligned} M^* &= \hat{M}_c + \dot{\omega}^* + \eta_2 + \frac{V}{J} \omega^*, \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega} \tilde{\omega}, \\ \dot{\eta}_2 &= -\frac{1}{T_2} \eta_2 - \frac{1}{T_2} k_{\omega} \tilde{\omega}, \end{aligned} \quad (3.33)$$

де η_2 – додаткова змінна, яка являється виходом лінійного фільтру з постійною часу T_2 .

Підстановкою (3.33) в (3.3) отримано рівняння динаміки похибок відпрацювання кутової швидкості та оцінки невідомого моменту навантаження

$$\begin{aligned}\ddot{\tilde{\omega}} &= -\tilde{M}_c + \eta_2 + \frac{3}{2J} L_m i_f \tilde{i}_q - \frac{\nu}{J} \tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega} \eta_2,\end{aligned}\tag{3.34}$$

$$\begin{aligned}\dot{\eta}_2 &= -\frac{1}{T_2} \eta_2 - \frac{1}{T_2} k_{\omega} \tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -\frac{R_1}{L_1} \tilde{i}_d + \omega p_n \tilde{i}_q, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\frac{R_1}{L_1} \tilde{i}_q - \omega p_n \tilde{i}_d,\end{aligned}\tag{3.35}$$

$\tilde{M} = \frac{3}{2} L_m i_f p_n \tilde{i}_q$ - похибка відпрацювання моменту, що обумовлена похибками відпрацювання струмів в електричній підсистемі неявнополіусного СД (3.35). За умови експоненціальної стійкості положення рівноваги $\tilde{i}_d = \tilde{i}_q = 0$ маємо умову, що $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} = 0$. Тому після затухання похибок відпрацювання струмів, лінійна система (3.34) може розглядатись при $\tilde{M}=0$.

Стійкість та показники якості відпрацювання координат в лінійній системі (2.33) регулюються за рахунок вибору трьох параметрів регулятора – k_{ω} , $k_{\omega i}$, T_2 .

З (3.32) та (3.33) отримано значення струму

$$i_q^* = \frac{1}{\frac{3}{2J} L_m i_f p_n} (\dot{\omega}^* + \hat{M}_c + \frac{\nu}{J} \omega^* + \eta_2)\tag{3.36}$$

та його похідна, що має вигляд

$$\dot{i}_q^* = \frac{1}{\frac{3}{2J} L_m i_f p_n} (\ddot{\omega}^* - k_{\omega} \tilde{\omega} + \frac{\nu}{J} \dot{\omega}^* - \frac{1}{T_2} \eta_2 - \frac{1}{T_2} k_{\omega} \tilde{\omega}).\tag{3.37}$$

Виразу похідної (3.37) пояснює необхідність введення фільтра швидкості з постійною часу T_2 . Завдяки наявності фільтра, похідна (3.37) являється функцією відомих змінних, що необхідно для реалізації алгоритму регулювання струмів (2.33).

Структура систем (3.34), (3.35) така ж, як й у випадку настроювання типових систем регулювання швидкості з підлеглим регулюванням параметрів при налагоджуванні на симетричний оптимум у тиристорному електроприводі постійного струму при апроксимації контуру регулювання струму аперіодичними ланками першого порядку. Стійкість систем (3.34), (3.35) гарантується регулюванням параметрів k_ω , $k_{\omega i}$, T_2 . При виконанні виконаних припущень, уніфікований регулятор швидкості гарантує досягнення цілей керування.

Вектор напруг статора, як і у випадку керування моментом неявнополюсного СД без використання давачів струму, має вигляд (2.31) та (2.32).

Структурна схема алгоритму керування швидкістю неявнополюсного СД без використання інформації з датчиків струму має вигляд, представлений на рис. 3.4.

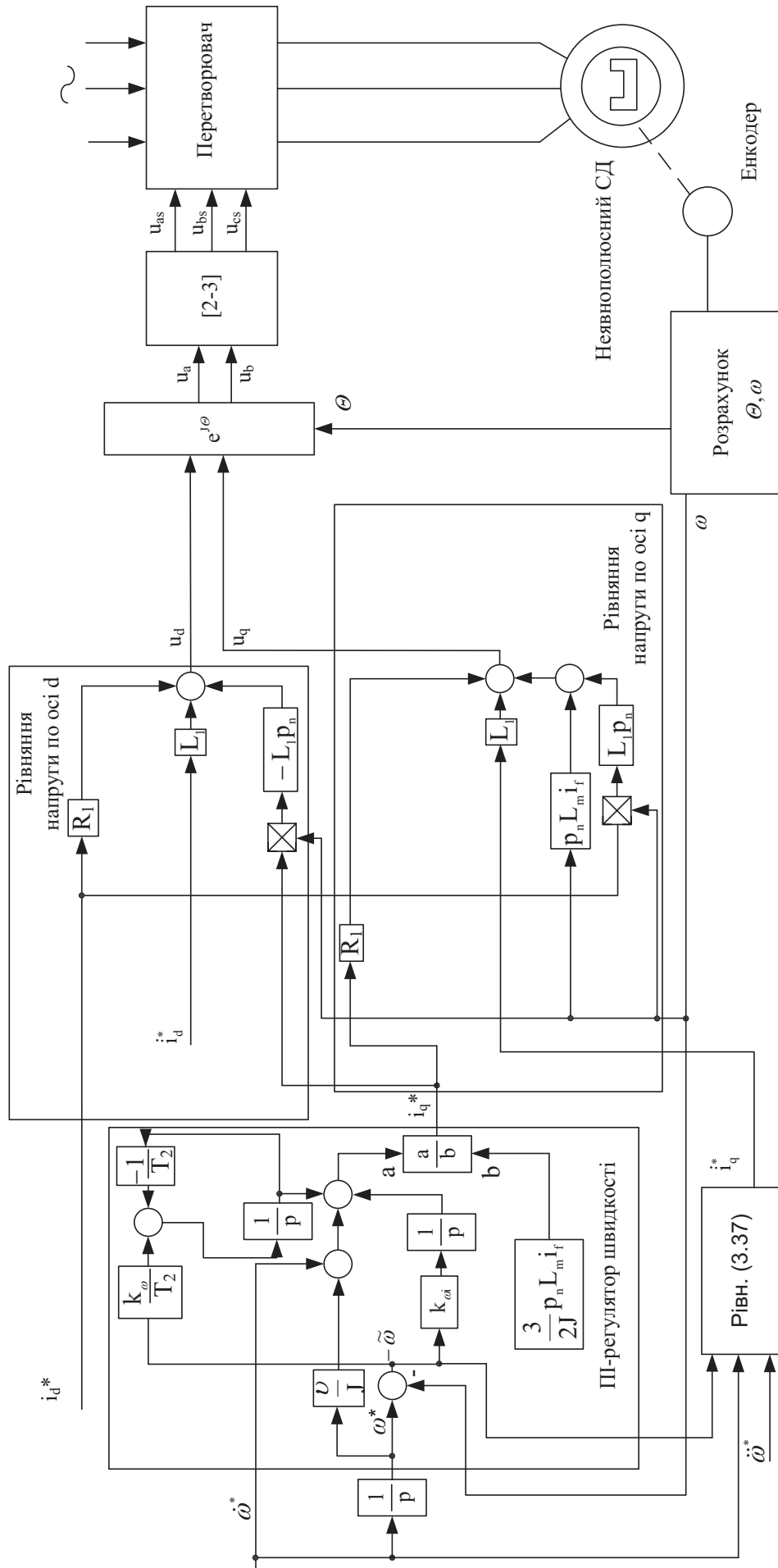


Рисунок 3.4 - Структурна схема алгоритму керування швидкістю неявнополюсного СД без використання інформації з датчиків струму

3.2.2 Синтез алгоритму керування кутовою швидкістю СРД без використання інформації з давачів струму

Рівняння динаміки похибки відпрацювання кутової швидкості з (1.7) має вигляд (3.10). В (3.10) задане значення моменту представлено як

$$\begin{aligned} M^* &= \mu(i_d^*)i_q^*, \\ \mu(i_d^*) &= \frac{3}{2J}(L_d - L_q)i_d^*. \end{aligned} \quad (3.38)$$

Розглядаючи M^* в (3.10) як керуючу дію, сформовано наступний динамічний регулятор швидкості

$$\begin{aligned} M^* &= \hat{M}_c + \dot{\omega}^* + \eta_2 + \frac{V}{J}\omega^*, \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i}\tilde{\omega}, \\ \dot{\eta}_2 &= -\frac{1}{T_2}\eta_2 - \frac{1}{T_2}k_{\omega}\tilde{\omega}, \end{aligned} \quad (3.39)$$

де η_2 – додаткова змінна, яка являється виходом лінійного фільтру з постійною часу T_2 .

Підстановкою (3.39) в (3.10) отримано рівняння динаміки похибок відпрацювання кутової швидкості та оцінки невідомого моменту навантаження

$$\begin{aligned}\ddot{\omega} &= -\tilde{M}_c + \eta_2 + \frac{3}{2J}(L_d - L_q)\tilde{i}_d\tilde{i}_q - \mu(i_d^*) - \frac{\nu}{J}\tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega}\eta_2,\end{aligned}\tag{3.40}$$

$$\begin{aligned}\dot{\eta}_2 &= -\frac{1}{T_2}\eta_2 - \frac{1}{T_2}k_{\omega}\tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -\frac{R_1}{L_d}\tilde{i}_d + p_n\omega\frac{L_q}{L_d}\tilde{i}_q, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\frac{R_1}{L_q}\tilde{i}_q - p_n\omega\frac{L_d}{L_q}\tilde{i}_d.\end{aligned}\tag{3.41}$$

$\tilde{M} = \frac{3}{2}p_n(L_d - L_q)\tilde{i}_d\tilde{i}_q$ - похибка відпрацювання моменту СРД, що обумовлена похибками відпрацювання струмів в електричній підсистемі СРД (3.41). За умови експоненціальної стійкості положення рівноваги $\tilde{i}_d = \tilde{i}_q = 0$ маємо умову, що $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} = 0$. Тому після затухання похибок відпрацювання струмів, лінійна система (2.40), як і у попередньому випадку, може розглядатись при $\tilde{M}=0$.

Стійкість та показники якості відпрацювання координат в лінійній системі (3.40) регулюються за рахунок вибору трьох параметрів регулятора – k_{ω} , $k_{\omega i}$, T_2 .

З (3.38) та (3.39) отримано значення струму

$$i_q^* = \frac{1}{\mu(i_d^*)}(\dot{\omega}^* + \hat{M}_c + \frac{\nu}{J}\omega^* + \eta_2)\tag{3.42}$$

та його похідна, що має вигляд

$$\begin{aligned}\dot{i}_q^* &= \frac{1}{\mu(i_d^*)}\left(\frac{\nu}{J}\dot{\omega}^* + \ddot{\omega}^* + \dot{\hat{M}}_c + \dot{\eta}_2\right) - \\ &- \frac{1}{\mu^2(i_d^*)}\left(\frac{\nu}{J}\omega^* + \dot{\omega}^* + \hat{M}_c + \eta_2\right).\end{aligned}\tag{3.43}$$

Вираз похідної (3.43), як і в попередньому випадку, пояснює необхідність введення фільтра швидкості з постійною часу T_2 . Завдяки наявності фільтра, похідна (3.43) являється функцією відомих змінних, що необхідно для реалізації алгоритму регулювання струмів (3.39).

Структура систем (3.40), (3.41) така ж, як й у випадку настроювання типових систем регулювання швидкості з підлеглим регулюванням параметрів при налагоджуванні на симетричний оптимум у тиристорному електроприводі постійного струму при апроксимації контуру регулювання струму аперіодичними ланками першого порядку. Стійкість систем (3.40), (3.41) гарантується регулюванням параметрів k_ω , $k_{\omega i}$, T_2 . При виконанні виконаних припущень, уніфікований регулятор швидкості СРД гарантує досягнення цілей керування.

Вектор напруг статора, як і у випадку керування моментом СРД без використання давачів струму, має вигляд (2.31) та (2.32).

Структурна схема алгоритму керування швидкістю СРД без використання інформації з датчиків струму має вигляд, представлений на рис. 3.5.

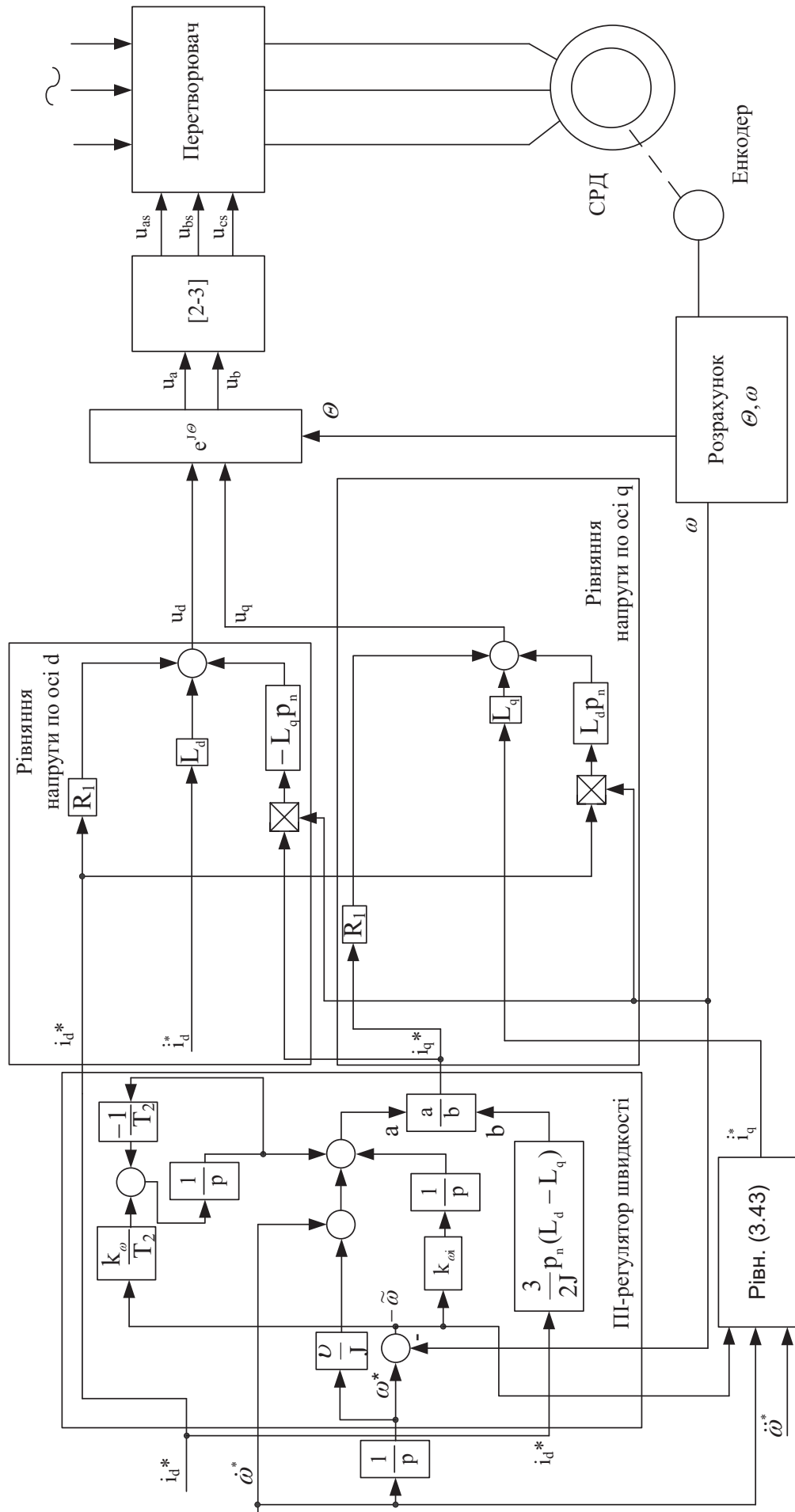


Рисунок 3.5 - Структурна схема алгоритму керування швидкістю СРД без використання інформації з давачів струму

3.2.3 Синтез алгоритму керування кутовою швидкістю явнополісного СД без використання інформації з давачів струму

Рівняння динаміки похибки відпрацювання кутової швидкості з (1.5) має вигляд (3.21). В (3.21) задане значення моменту представлено як

$$M^* = \mu(i_d^*)i_q^*, \quad (3.44)$$

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

Розглядаючи M^* в (3.21) як керуючу дію, сформовано наступний динамічний регулятор швидкості

$$M^* = \hat{M}_c + \dot{\omega}^* + \eta_2 + \frac{V}{J} \omega^*, \quad (3.45)$$

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

$$\dot{\eta}_2 = -\frac{1}{T_2} \eta_2 - \frac{1}{T_2} k_{\omega} \tilde{\omega},$$

де η_2 – додаткова змінна, яка являється виходом лінійного фільтру з постійною часу T_2 .

Підстановкою (3.45) в (3.10) отримано рівняння динаміки похибок відпрацювання кутової швидкості та оцінки невідомого моменту навантаження

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\omega}} &= -\tilde{M}_c + \eta_2 + \frac{3}{2J} p_n L_m i_f \tilde{i}_q + \frac{3}{2J} (L_d - L_q) \tilde{i}_d \tilde{i}_q - \mu(i_d^*) - \frac{\nu}{J} \tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{M}}_c &= k_{oi} \eta_2,\end{aligned}\quad (3.46)$$

$$\begin{aligned}\dot{\eta}_2 &= -\frac{1}{T_2} \eta_2 - \frac{1}{T_2} k_{oi} \tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -\frac{R_1}{L_d} \tilde{i}_d + p_n \omega \frac{L_q}{L_d} \tilde{i}_q, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\frac{R_1}{L_q} \tilde{i}_q - p_n \omega \frac{L_d}{L_q} \tilde{i}_d.\end{aligned}\quad (3.47)$$

$\tilde{M} = \frac{3}{2} p_n (L_d - L_q) \tilde{i}_d \tilde{i}_q$ - похибка відпрацювання моменту, що обумовлена похибками відпрацювання струмів в електричній підсистемі явноплюсного СД (2.47). За умови експоненціальної стійкості положення рівноваги $\tilde{i}_d = \tilde{i}_q = 0$ маємо умову, що $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} = 0$. Тому після затухання похибок відпрацювання струмів, лінійна система (3.46), як і у попередньому випадку, може розглядатись при $\tilde{M}=0$.

Стійкість та показники якості відпрацювання координат в лінійній системі (3.46) регулюються за рахунок вибору трьох параметрів регулятора – k_{oi} , k_{oi} , T_2 .

З (3.44) та (3.45) отримано значення струму

$$i_q^* = \frac{1}{\mu(i_d^*)} (\dot{\omega}^* + \hat{M}_c + \frac{\nu}{J} \omega^* + \eta_2) \quad (3.48)$$

та його похідна, що має вигляд

$$\begin{aligned}\dot{i}_q^* &= \frac{1}{\mu(i_d^*)} \left(\frac{\nu}{J} \dot{\omega}^* + \ddot{\omega}^* + \dot{\hat{M}}_c + \dot{\eta}_2 \right) - \\ &- \frac{3}{2J} \frac{p_n (L_d - L_q)}{\mu^2(i_d^*)} \left(\frac{\nu}{J} \omega^* + \dot{\omega}^* + \hat{M}_c + \eta_2 \right).\end{aligned}\quad (3.49)$$

Структура систем (3.40), (3.41) така ж, як й у випадку настроювання типових систем регулювання швидкості з підлеглим регулюванням параметрів при налагоджуванні на симетричний оптимум у тиристорному електроприводі постійного струму при апроксимації контуру регулювання струму аперіодичними ланками першого порядку. Стійкість систем (3.46), (3.47) гарантується регулюванням параметрів k_ω , $k_{\omega i}$, T_2 . При виконанні виконаних припущень, уніфікований регулятор швидкості гарантує досягнення цілей керування.

Вектор напруг статора, як і у випадку керування моментом неявнополюсного СД без використання давачів струму, має вигляд (3.40) та (3.41).

Структурна схема алгоритму керування швидкістю явнополюсного СД без використання інформації з датчиків струму має вигляд, представлений на рис. 3.6.

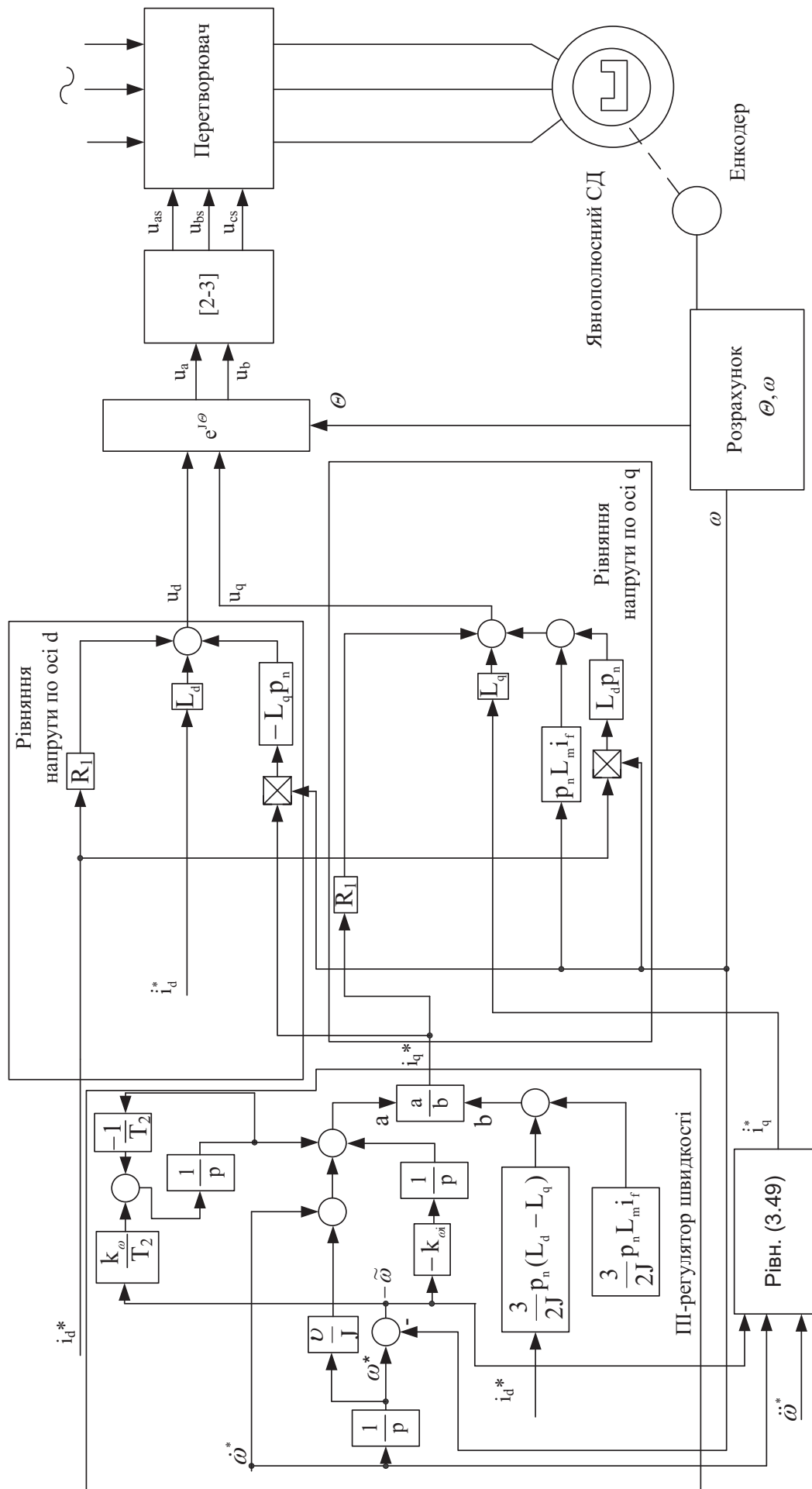


Рисунок 3.6 - Структурна схема алгоритму керування швидкістю явнополюсного СД без використання інформації з датчиків струму

3.3 Дослідження динаміки систем векторного керування швидкістю СД

У даному розділі виконано дослідження алгоритмів керування швидкістю синхронних двигунів методом математичного моделювання в пакеті SIMNON та MATLAB.

Метою досліджень є:

1. Підтвердження теоретичних висновків про досягнення цілей керування швидкістю.
2. Визначення статичних і динамічних показників якості регулювання швидкості при використанні алгоритмів керування, синтезованих з використанням зворотної покрокової процедури проектування (back stepping) та принципу пасивності.

Параметри двигунів для яких були виконані дослідження представлені в Додатку А. Дослідження алгоритмів керування швидкістю виконувалось для тих же двигунів, що і для дослідження алгоритмів керування моментом.

3.3.1 Дослідження динаміки систем векторного керування швидкістю неявнополюсного СД

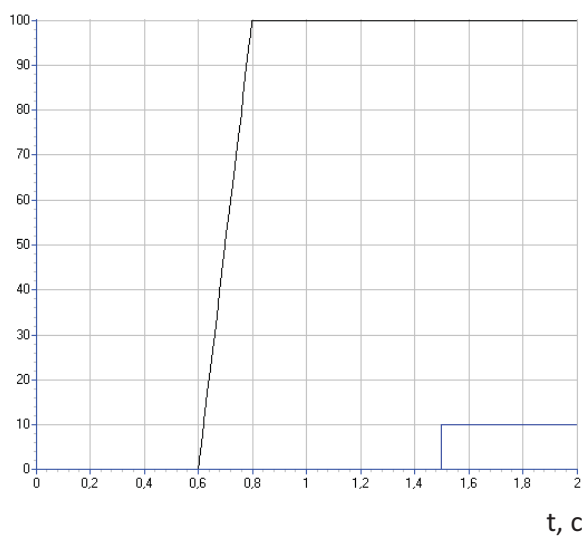
При дослідженні динамічних процесів відпрацювання швидкості неявнополюсним СД застосовується наступна послідовність операцій керування. В момент часу з $t = 0.6$ с до $t = 0.8$ с траєкторія заданої швидкості наростає з обмеженою першою похідною $\dot{\omega}^* = 500$ рад/с. В момент часу $t = 1.5$ с подається момент навантаження величиною $M_c = 10$ Нм. Заданий струм i_d^* підтримується нульовим.

Результати дослідження системи векторного керування швидкістю неявнополюсного СД за умови отримання інформації з датчиків струму представлені на рис. 3.7. Коефіцієнти пропорційної та інтегральної складової

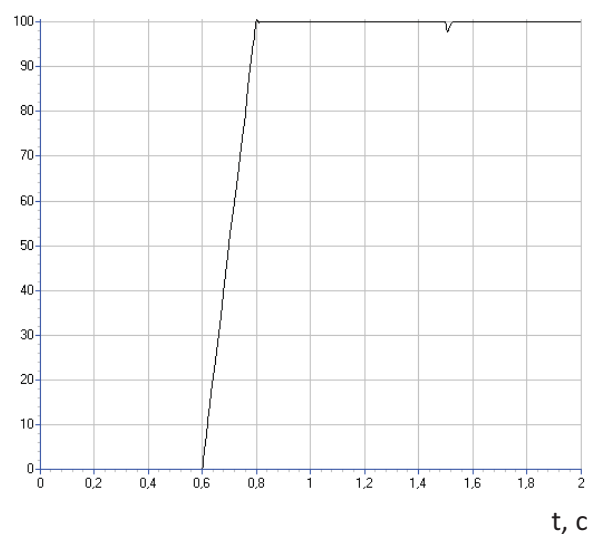
регуляторів струмів прийнято рівними $k_{id}=k_{iq}=750$, $k_{i id}=k_{i iq}=200000$ відповідно. Для налаштування параметрів регулятора швидкості використано стандартне співвідношення для лінійної системи другого порядку $k_{oi} = \frac{k_{\omega}^2}{2}$, для $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$, де ξ – коефіцієнт демпфування. Коефіцієнти пропорційної та інтегральної складової регулятора швидкості дорівнюють $k_{\omega}=200$, $k_{oi}=20000$ відповідно.

Перехідні процеси відпрацювання швидкості неявнополюсним СД, показанні на рис. 3.7, підтверджують, що представлений алгоритм векторного керування швидкістю гарантує досягнення цілей керування (3.1).

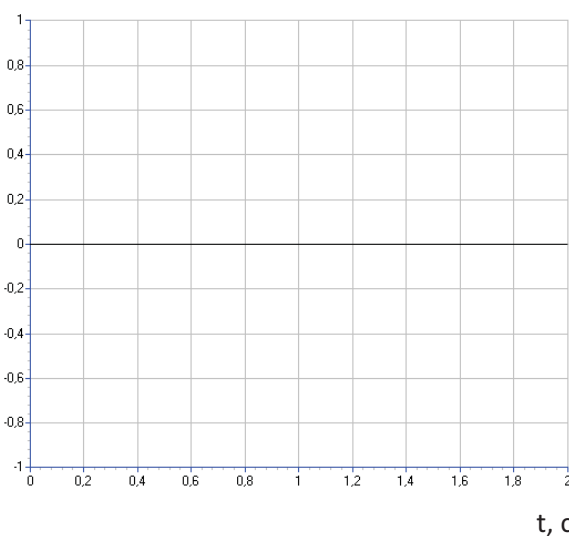
Задана кутова швидкість, рад/с, та
момент навантаження, Нм



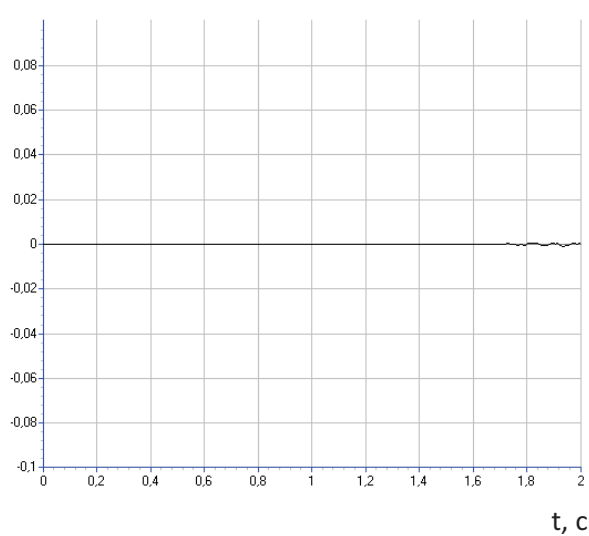
Отримана кутова швидкість, рад/с



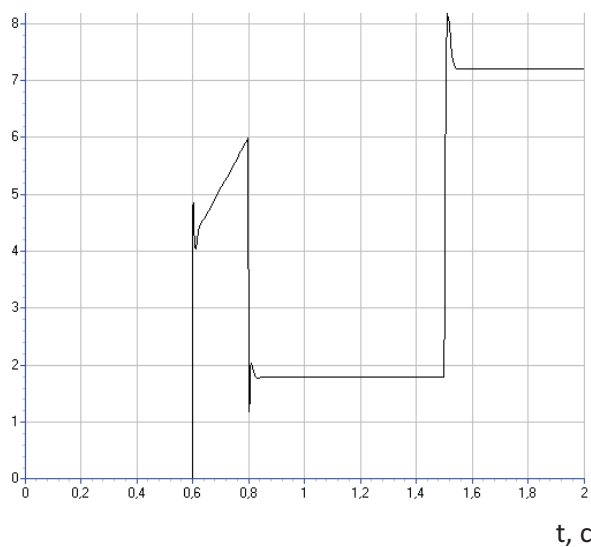
Заданий струм i_d , А



Отриманий струм i_d , А



Заданий струм i_q , А



Отриманий струм i_q , А

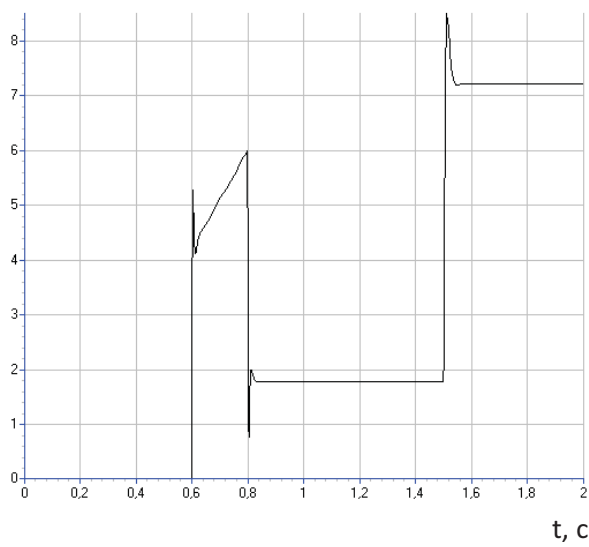


Рисунок 3.7.а – Результати моделювання алгоритму керування швидкістю
невмнополюсного СД з інформацією з давачів струму

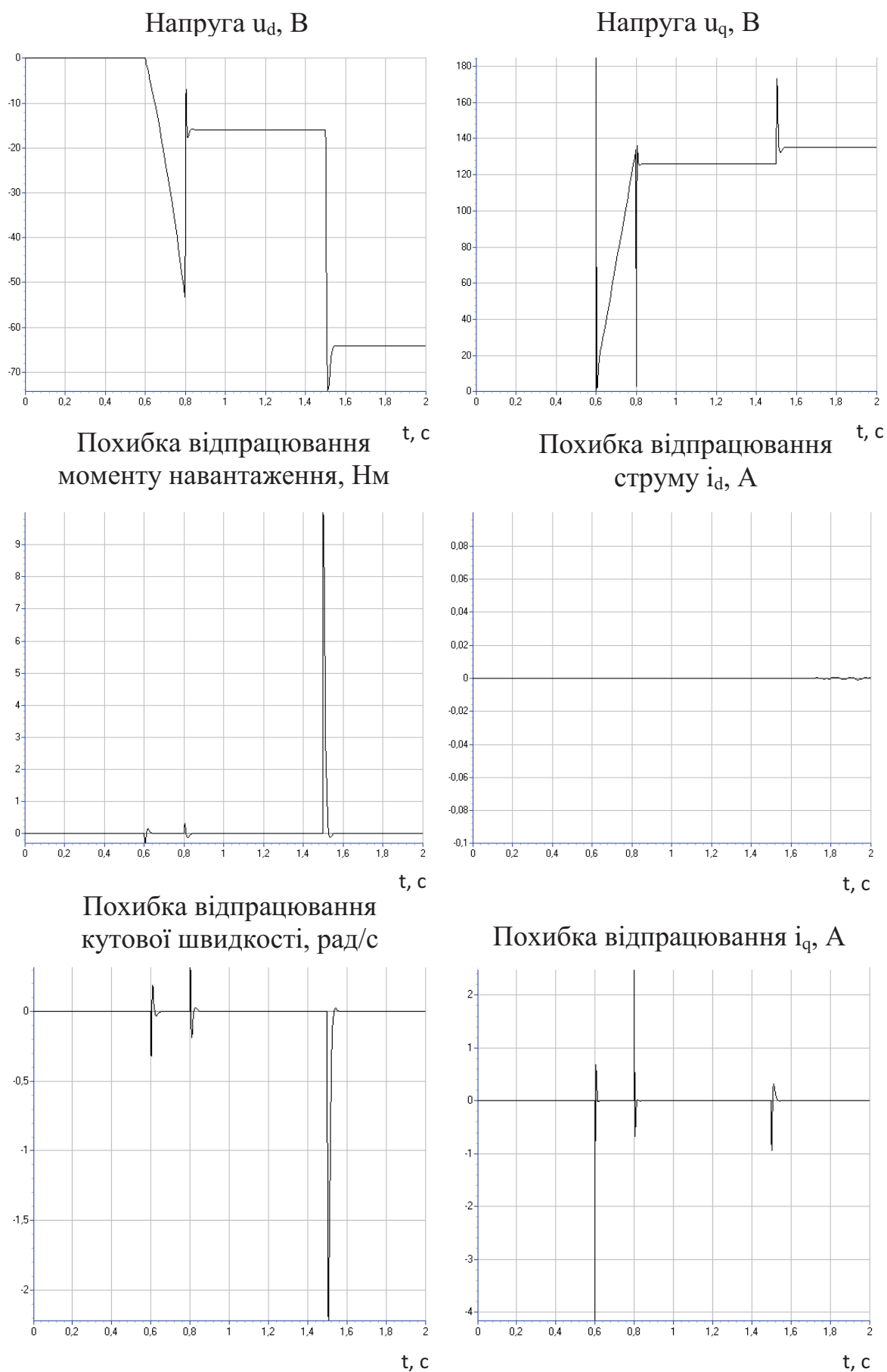


Рисунок 3.7.b – Результати моделювання алгоритму керування швидкістю неявнополюсного СД з інформацією з датчиків струму

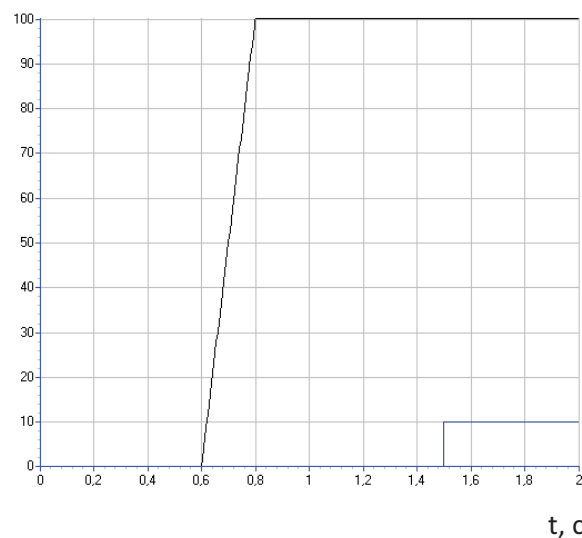
Результати дослідження системи векторного керування швидкістю неявнополюсного СД за умови неотримування інформації з датчиків струму представлені на рис. 3.8.

При виконанні досліджень використовувались наступні значення коефіцієнтів регуляторів: коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора швидкості дорівнюють $k_{\omega}=160$, $k_{\omega i}=12800$ відповідно; постійна часу фільтра швидкості $T_2=0.001$ с.

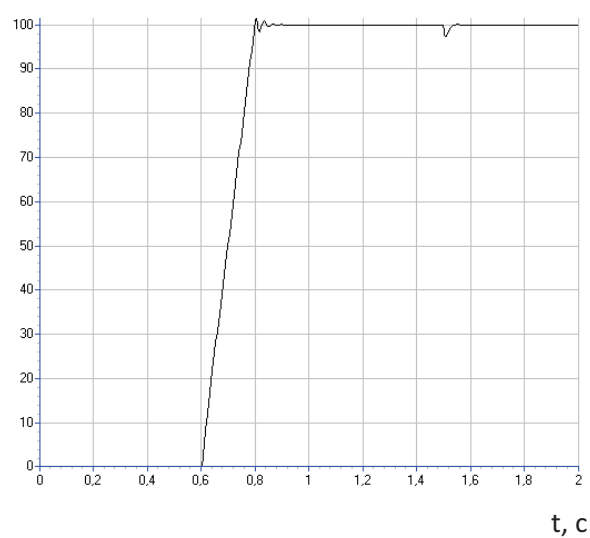
Як видно з рис. 3.8 максимальне значення похибки відпрацювання швидкості складає 9.8 рад/с, і вона затухає в нуль за 0.1 секунду.

З представлених результатів видно, що алгоритм керування кутовою швидкістю дозволяє отримати високу якість відпрацювання траєкторії кутової швидкості не впливаючи на відпрацювання координат електричної підсистеми. Таким чином алгоритм, спроектований на основі принципу пасивності, дозволяє розв'язати поведінку змінних електричної і механічної підсистем.

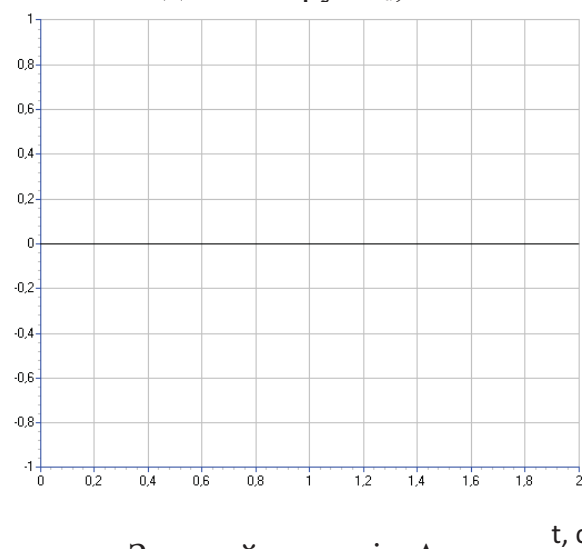
Задана кутова швидкість, рад/с, та
момент навантаження, Нм



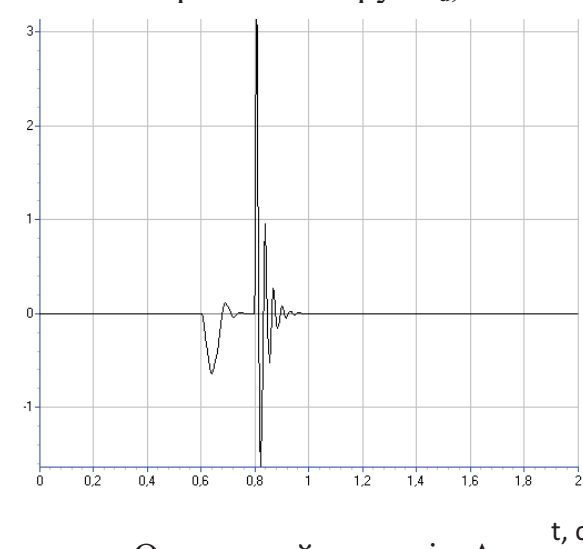
Отримана кутова швидкість, рад/с



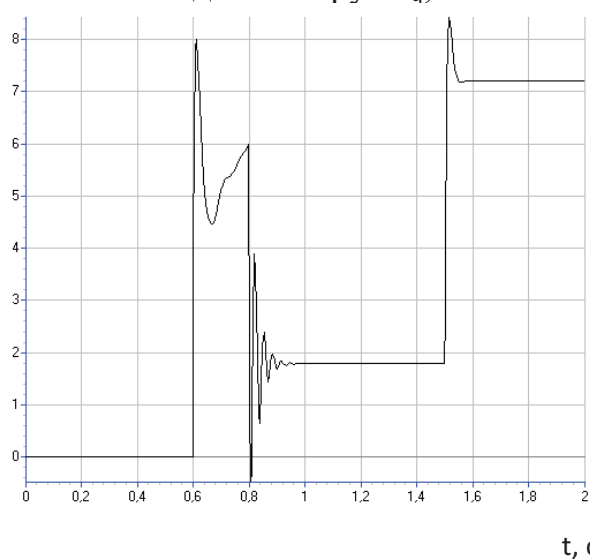
Заданий струм i_d , А



Отриманий струм i_d , А



Заданий струм i_q , А



Отриманий струм i_q , А

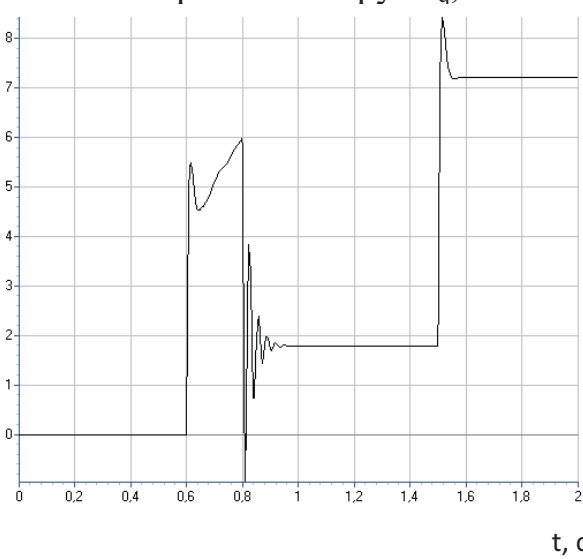


Рисунок 3.8.а – Результати моделювання алгоритму керування швидкістю неявнополіусного СД без інформації з датчиків струму

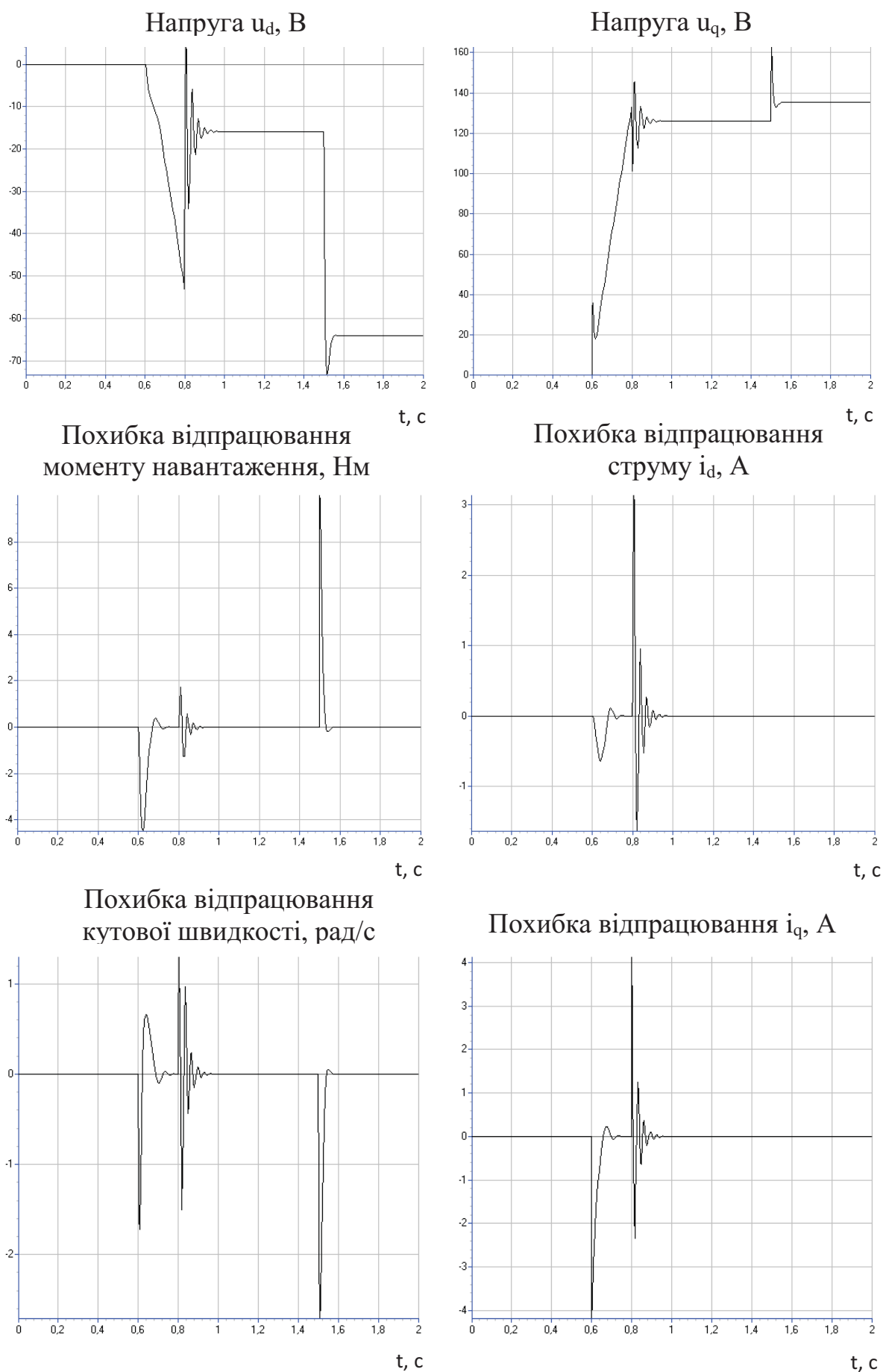


Рисунок 3.8.b – Результати моделювання алгоритму керування швидкістю неявнополюсного СД без інформації з датчиків струму

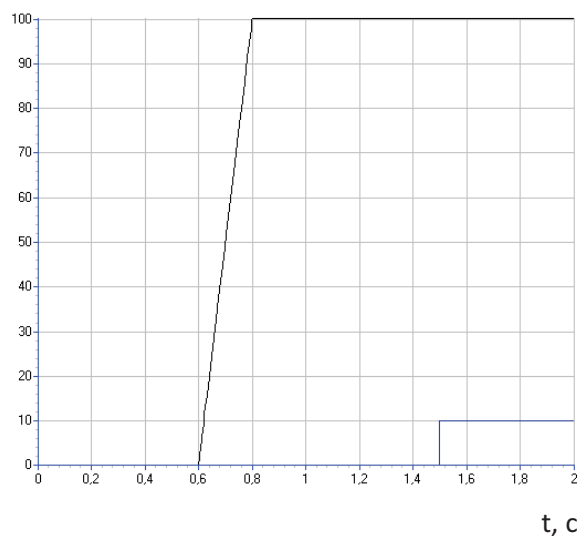
3.3.2 Дослідження динаміки систем векторного керування швидкістю СРД

При дослідженні динамічних процесів відпрацювання швидкості СРД застосовується та ж послідовність операцій керування, що і в попередньому випадку, а саме: в момент часу з $t = 0.6$ с до $t = 0.8$ с траєкторія заданої швидкості нарастає з обмеженою першою похідною $\dot{\omega}^* = 500$ рад/с. В момент часу $t = 1.5$ с подається момент навантаження величиною $M_c = 10$ Нм. Заданий струм i_d^* підтримується рівним 3 А.

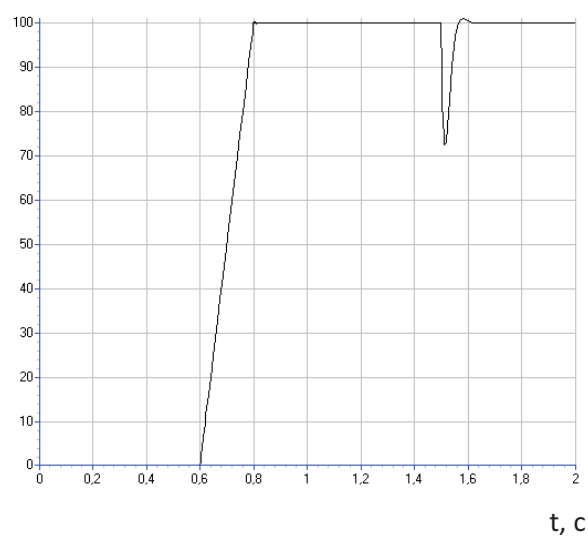
Результати дослідження системи векторного керування швидкістю СРД за умови отримання інформації з датчиків струму представлені на рис. 3.9. Коефіцієнти пропорційної та інтегральної складової регуляторів струмів прийнято рівними $k_{id}=k_{iq}=750$, $k_{iid}=k_{iiq}=200000$ відповідно. Для налаштування параметрів регулятора швидкості використано стандартне співвідношення для лінійної системи другого порядку $k_{\omega i} = \frac{k_{\omega}^2}{2}$, для $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$. Коефіцієнти пропорційної та інтегральної складової регулятора швидкості дорівнюють $k_{\omega}=100$, $k_{\omega i}=5000$ відповідно.

Перехідні процеси відпрацювання швидкості СРД, показанні на рис. 3.9, підтверджують, що представлений алгоритм векторного керування швидкістю гарантує досягнення цілей керування (3.1).

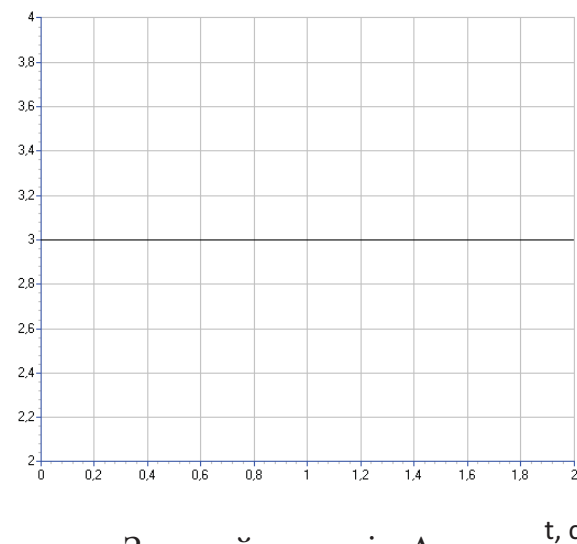
Задана кутова швидкість, рад/с, та
момент навантаження, Нм



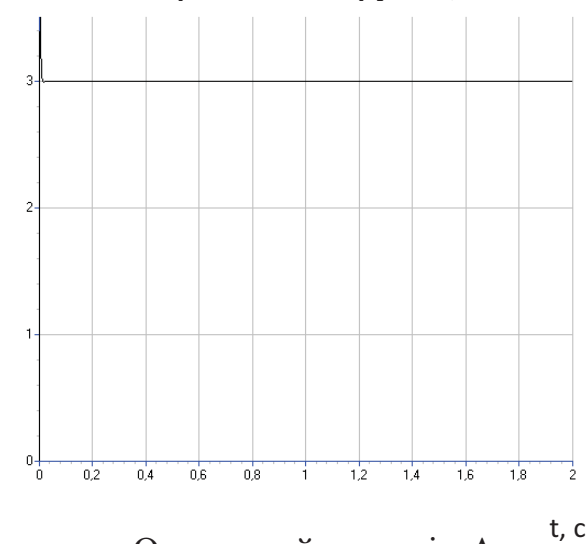
Отримана кутова швидкість, рад/с



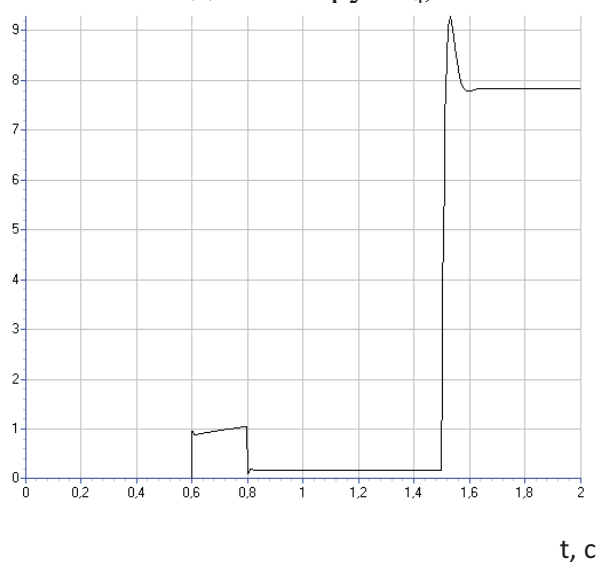
Заданий струм i_d , А



Отриманий струм i_d , А



Заданий струм i_q , А



Отриманий струм i_q , А

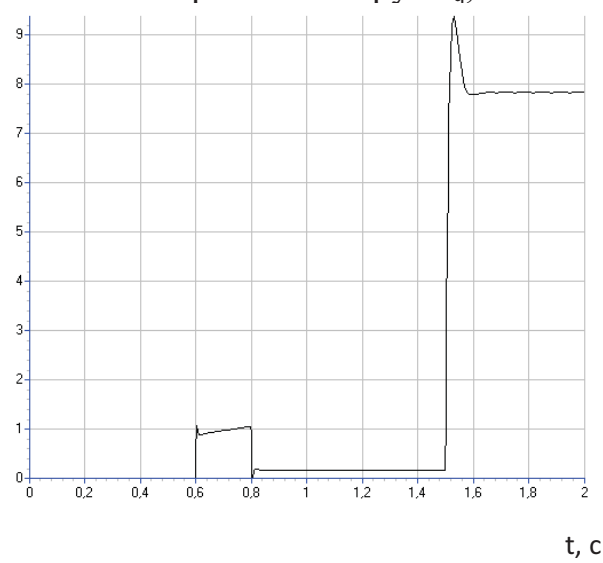


Рисунок 3.9.а – Результати моделювання алгоритму керування швидкістю
СРД з інформацією з давачів струму

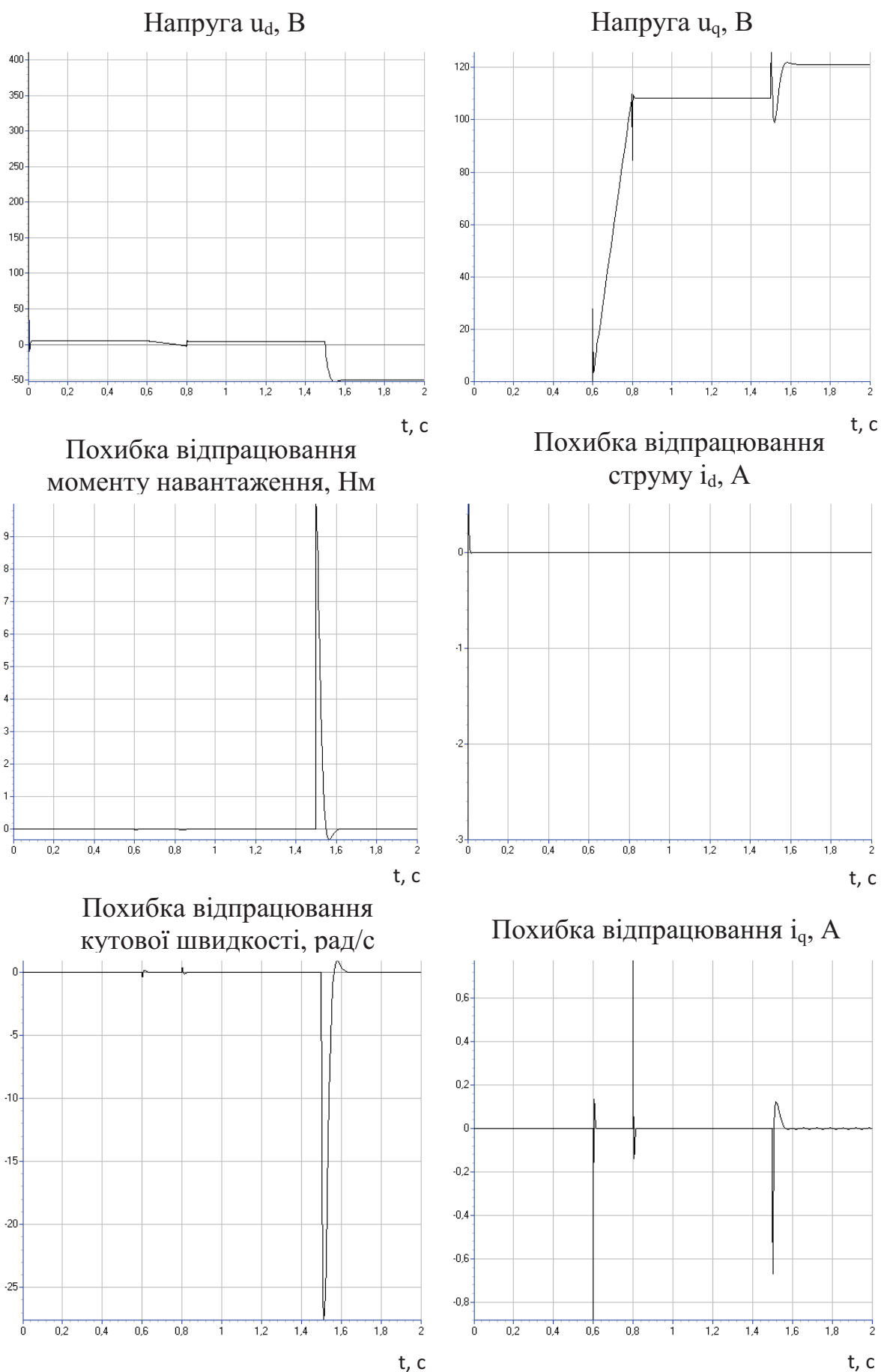


Рисунок 3.9.b – Результати моделювання алгоритму керування швидкістю СРД з інформацією з давачів струму

Результати дослідження системи векторного керування швидкістю СРД за умови неотримування інформації з датчиків струму представлені на рис. 3.10.

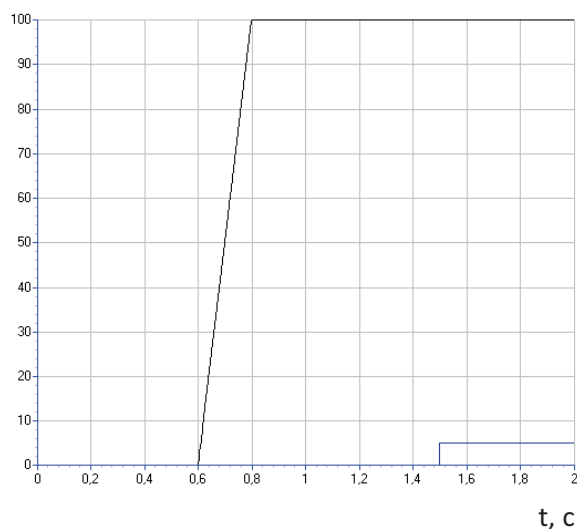
При виконанні досліджень використовувались наступні значення коефіцієнтів регуляторів: коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора швидкості дорівнюють $k_{\omega}=100$, $k_{\omega i}=5000$ відповідно; постійна часу фільтра швидкості $T_2=0.001$ с.

Як видно з рис. 3.10 максимальне значення похибки відпрацювання швидкості складає 14.3 рад/с, і вона затухає в нуль за 0.1 секунду.

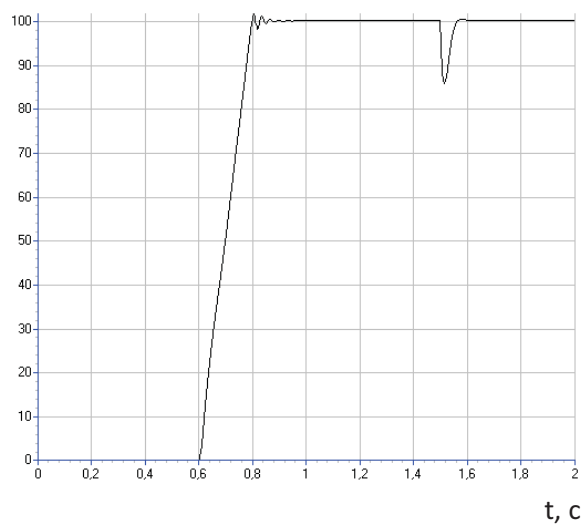
З представлених результатів видно, що алгоритм керування кутовою швидкістю СРД без використання датчиків струму дозволяє отримати високу якість відпрацювання траєкторії кутової швидкості не впливаючи на відпрацювання координат електричної підсистеми. Таким чином алгоритм, спроектований на основі принципу пасивності, дозволяє розв'язати поведінку змінних електричної і механічної підсистем.

Окрім того, використання регулятора швидкості в алгоритмі відпрацювання кутової швидкості СРД дозволило прибрати коливальність у відпрацюванні заданих координат, яка була наявна при дослідженні алгоритму відпрацювання моменту СРД та спостерігалась на рис. (2.10).

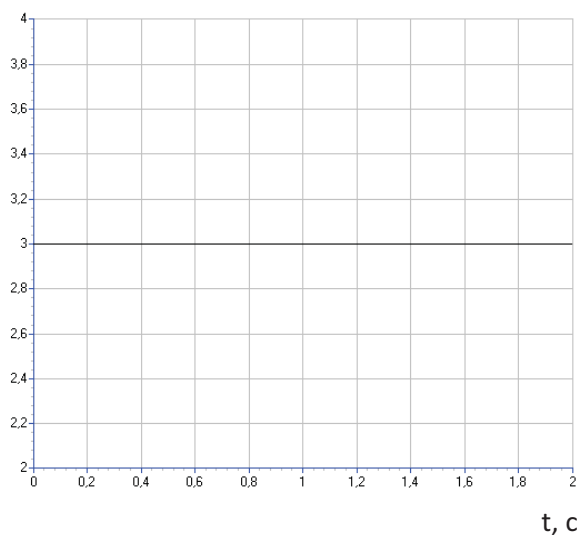
Задана кутова швидкість, рад/с, та
момент навантаження, Нм



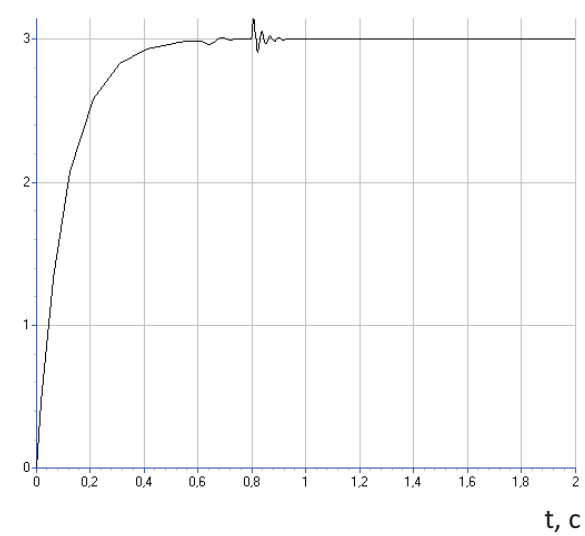
Отримана кутова швидкість, рад/с



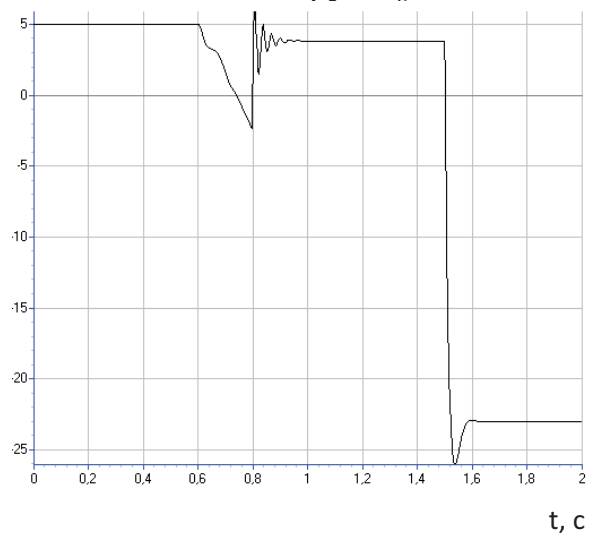
Заданий струм i_d , А



Отриманий струм i_d , А



Заданий струм i_q , А



Отриманий струм i_q , А

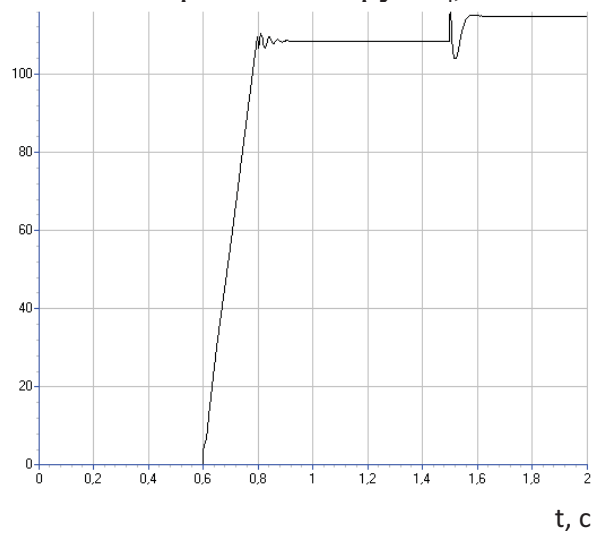


Рисунок 3.10.а – Результати моделювання алгоритму керування швидкістю
СРД без інформації з датчиків струму

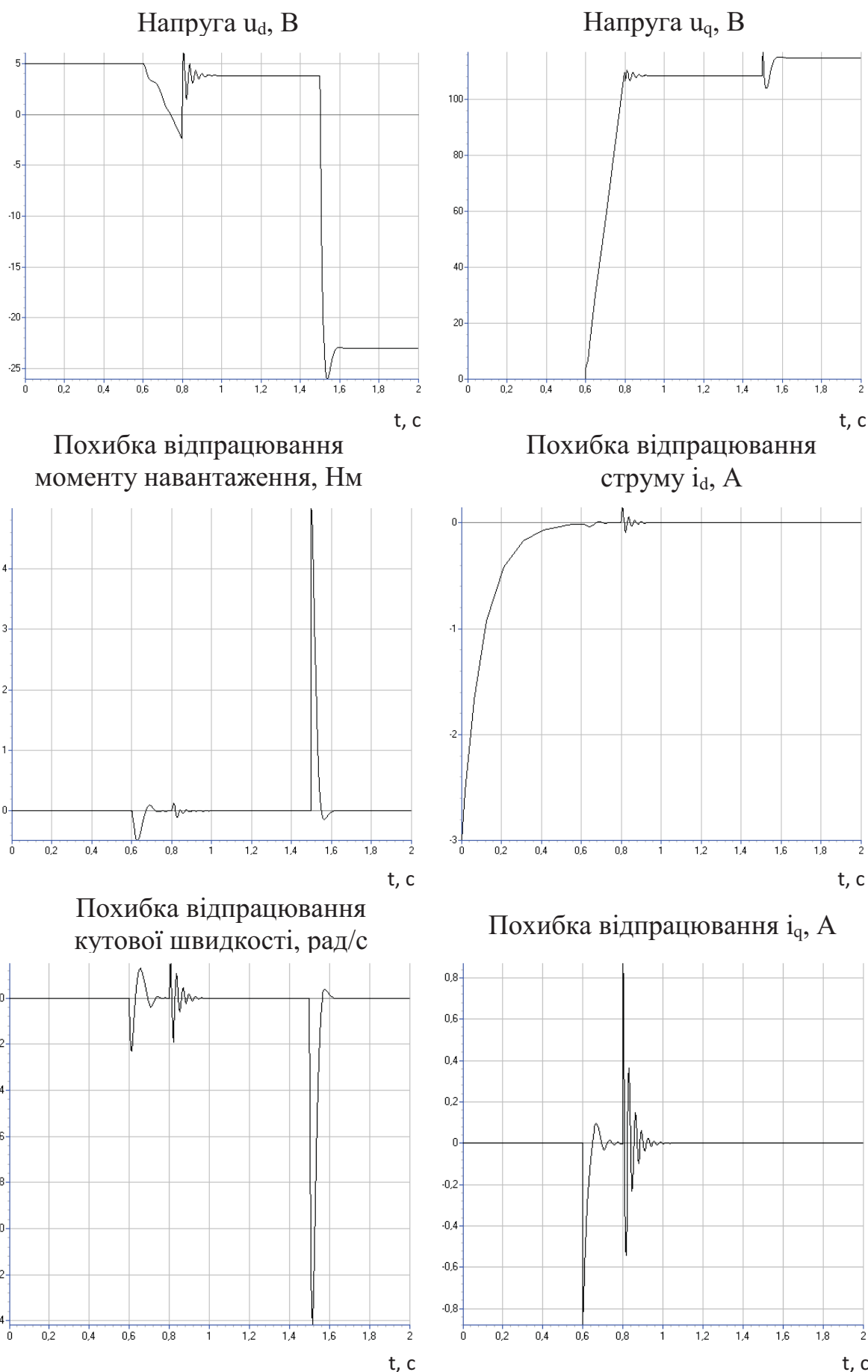


Рисунок 3.10.b – Результати моделювання алгоритму керування швидкістю СРД без інформації з давачів струму

3.3.3 Дослідження динаміки систем векторного керування швидкістю явнополюсного СД

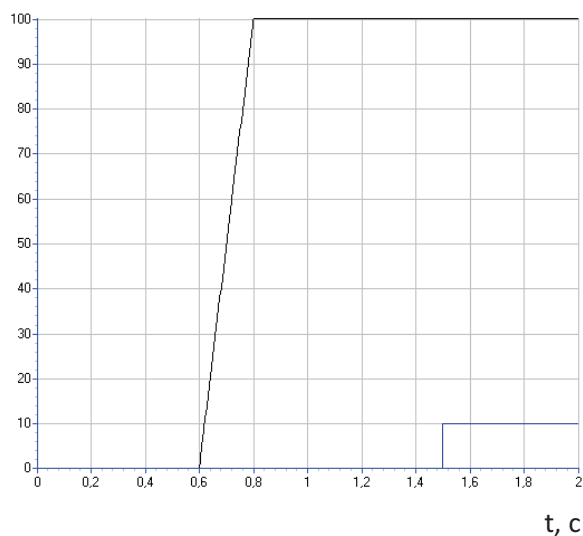
При дослідженні динамічних процесів відпрацювання швидкості явнополюсним СД застосовується та ж послідовність операцій керування, що і в попередньому випадку, а саме: в момент часу з $t = 0.6$ с до $t = 0.8$ с траєкторія заданої швидкості наростає з обмеженою першою похідною $\dot{\omega}^* = 500$ рад/с.

В момент часу $t = 1.5$ с подається момент навантаження величиною $M_c = 10$ Нм. Заданий струм i_d^* підтримується рівним 0 А.

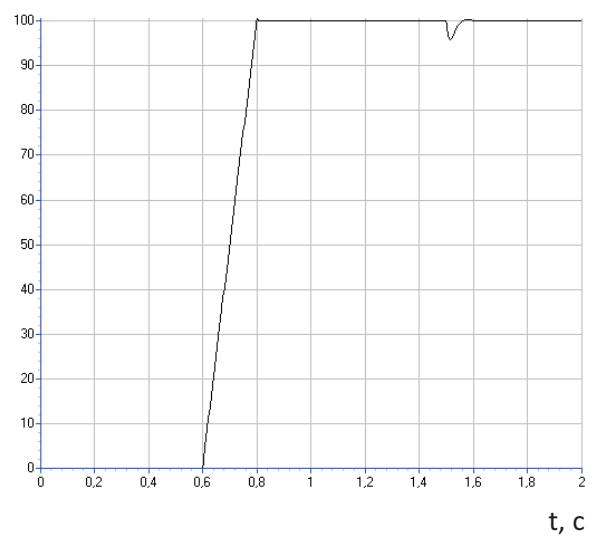
Результати дослідження системи векторного керування швидкістю явнополюсного СД за умови отримання інформації з датчиків струму представлені на рис. 3.11. Коефіцієнти пропорційної та інтегральної складової регуляторів струмів прийнято рівними $k_{id}=k_{iq}=1000$, $k_{iid}=k_{iiq}=250000$ відповідно. Для налаштування параметрів регулятора швидкості використано стандартне співвідношення для лінійної системи другого порядку $k_{\omega i} = \frac{k_{\omega}^2}{2}$, для $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$. Коефіцієнти пропорційної та інтегральної складової регулятора швидкості дорівнюють $k_{\omega}=100$, $k_{\omega i}=5000$ відповідно.

Перехідні процеси відпрацювання швидкості явнополюсного СД, показанні на рис. 3.11, підтверджують, що представлений алгоритм векторного керування швидкістю гарантує досягнення цілей керування (3.1).

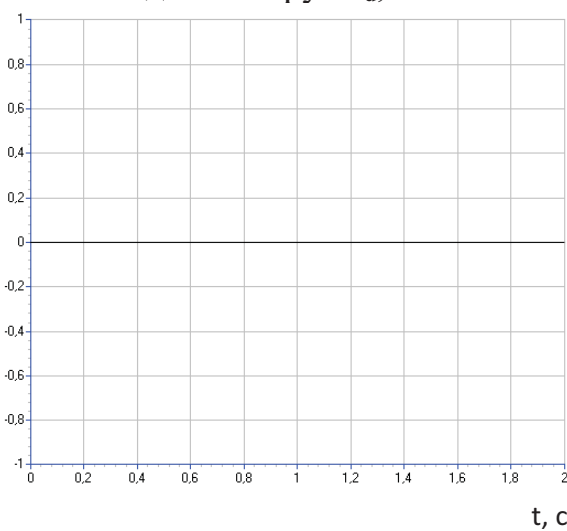
Задана кутова швидкість, рад/с, та
момент навантаження, Нм



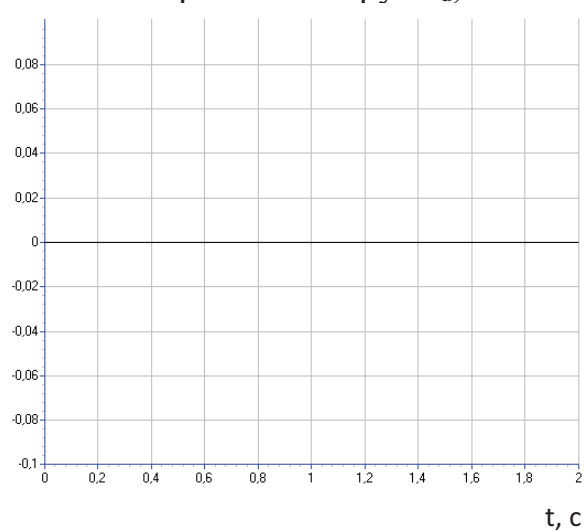
Отримана кутова швидкість, рад/с



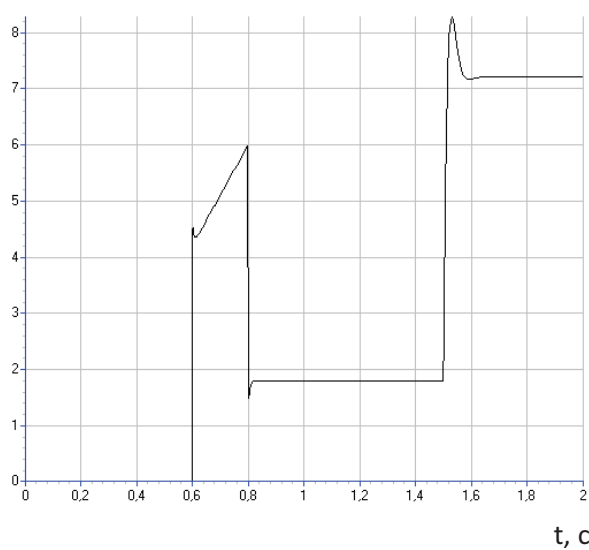
Заданий струм i_d , А



Отриманий струм i_d , А



Заданий струм i_q , А



Отриманий струм i_q , А

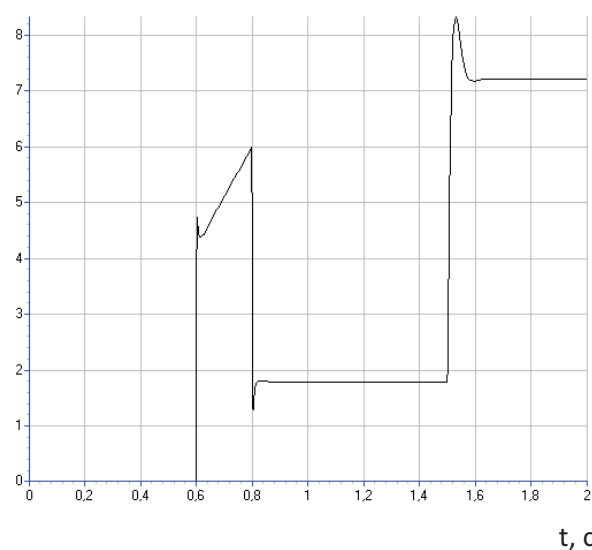


Рисунок 3.11.а – Результати моделювання алгоритму керування швидкістю
явнополюсного СД з інформацією з датчиків струму

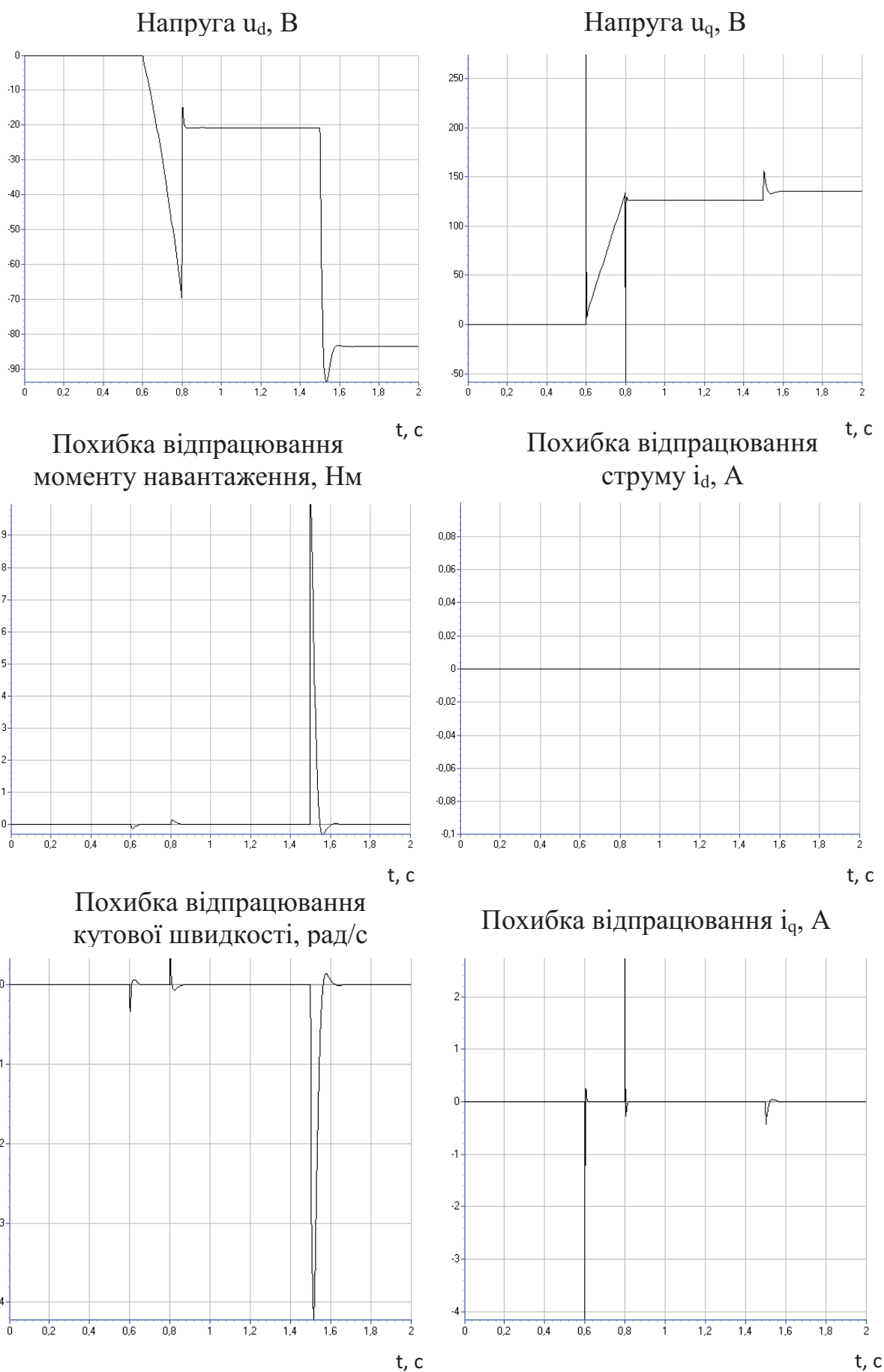


Рисунок 3.11.b – Результати моделювання алгоритму керування швидкістю явнопольсного СД з інформацією з датчиків струму

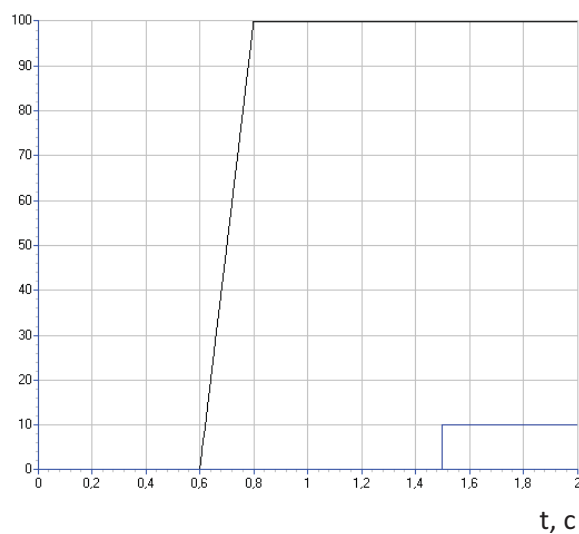
Результати дослідження системи векторного керування швидкістю явнополюсного СД за умови неотримування інформації з датчиків струму представлені на рис. 3.12.

При виконанні досліджень використовувались наступні значення коефіцієнтів регуляторів: коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора швидкості дорівнюють $k_{\omega}=100$, $k_{\omega i}=5000$ відповідно; постійна часу фільтра швидкості $T_2=0.001$ с.

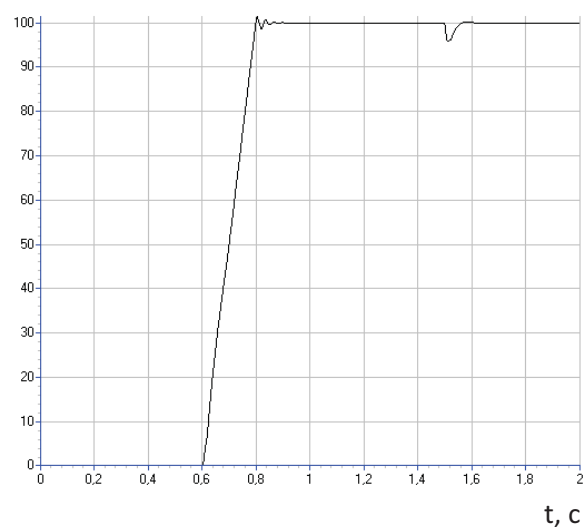
Як видно з рис. 3.12 максимальне значення похибки відпрацювання швидкості складає 4.3 рад/с, і вона затухає в нуль за 0.1 секунду.

З представлених результатів видно, що алгоритм керування кутовою швидкістю явнополюсного СД без використання датчиків струму дозволяє отримати високу якість відпрацювання траєкторії кутової швидкості не впливаючи на відпрацювання координат електричної підсистеми. Таким чином алгоритм, спроектований на основі принципу пасивності, дозволяє розв'язати поведінку змінних електричної і механічної підсистем.

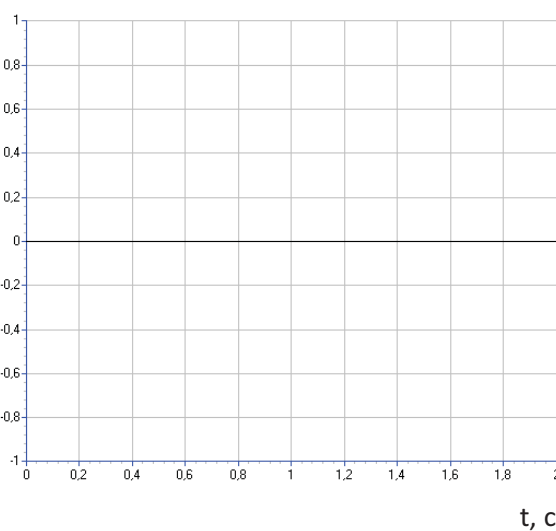
Задана кутова швидкість, рад/с, та
момент навантаження, Нм



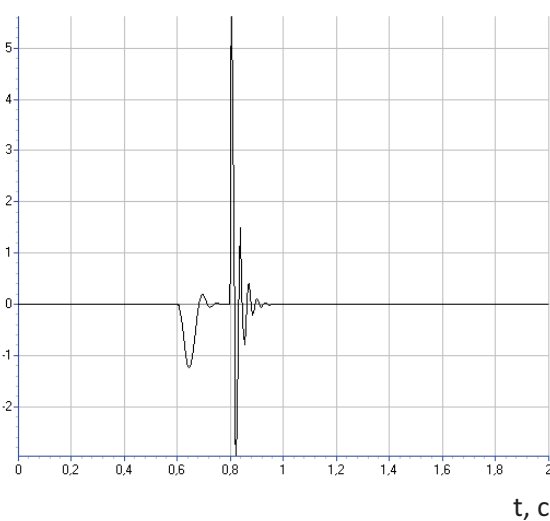
Отримана кутова швидкість, рад/с



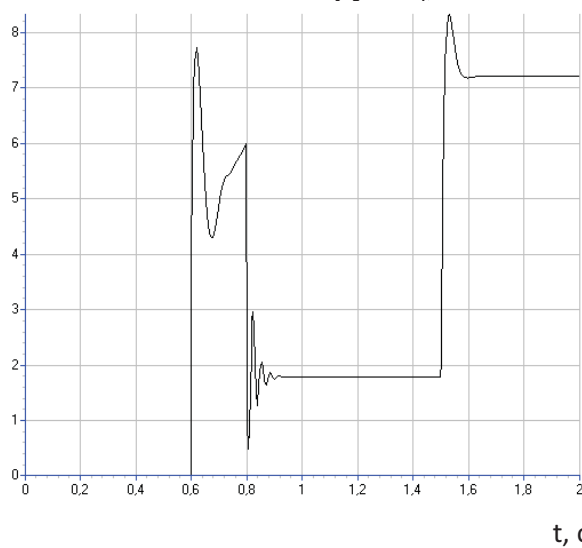
Заданий струм i_d , А



Отриманий струм i_d , А



Заданий струм i_q , А



Отриманий струм i_q , А

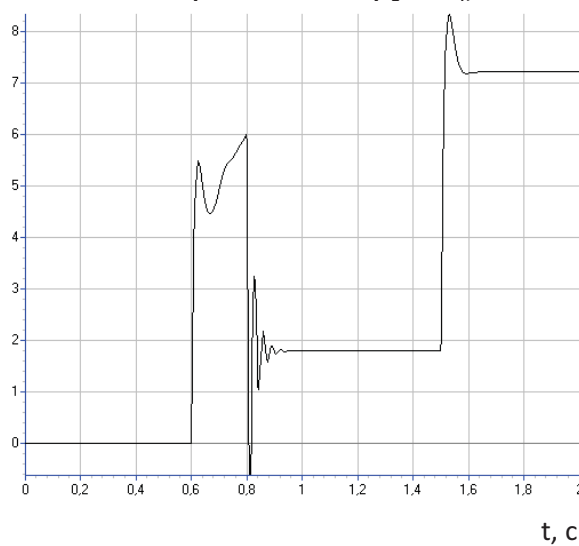


Рисунок 3.12.а – Результати моделювання алгоритму керування швидкістю
явнополюсного СД без інформації з датчиків струму

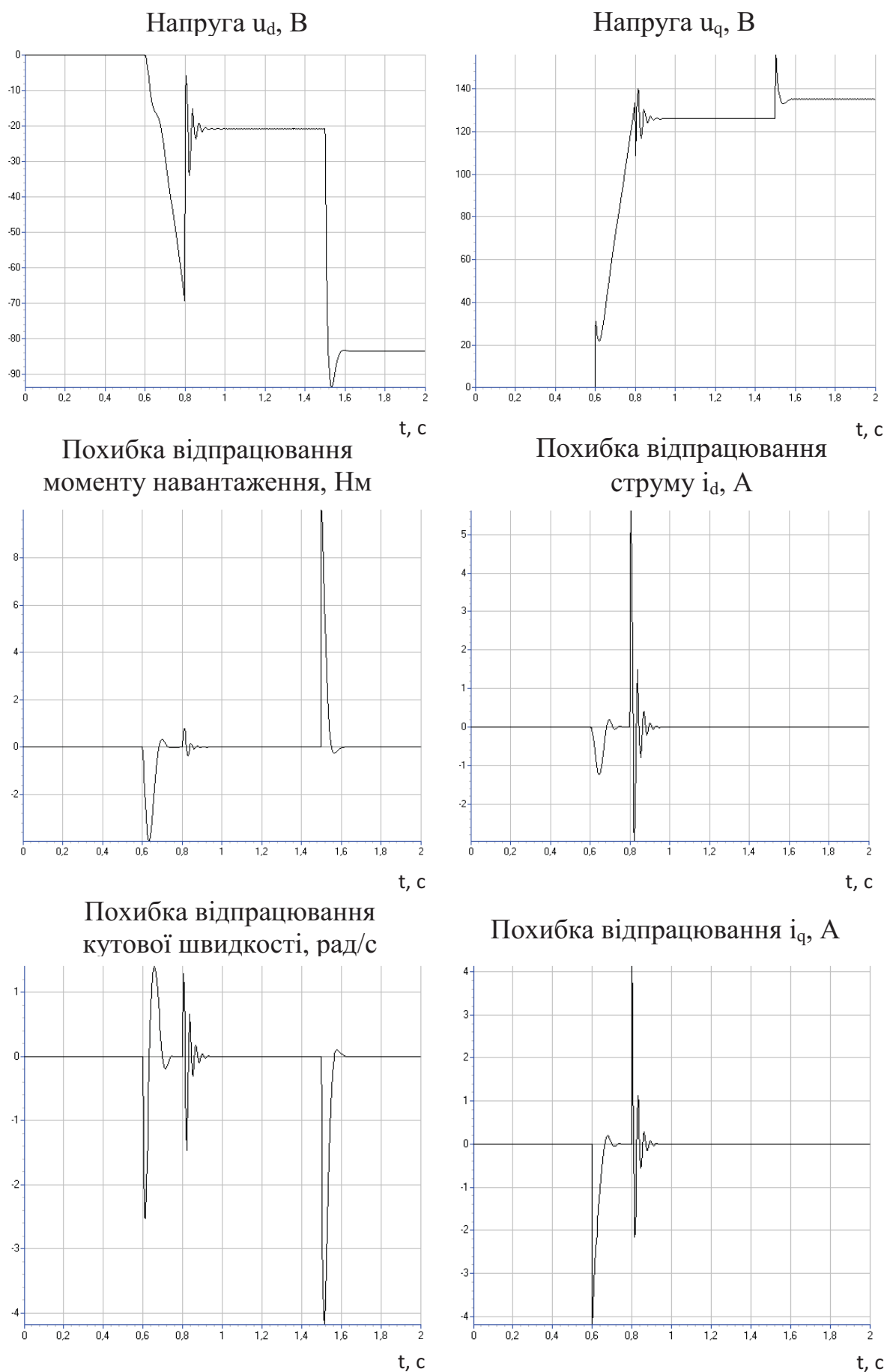


Рисунок 3.12.b – Результати моделювання алгоритму керування швидкістю явнополюсного СД без інформації з датчиків струму

Висновки до розділу 3

В результаті дослідження алгоритмів керування швидкістю СД, було встановлено, що:

1. Представлені алгоритми керування швидкістю СД з використанням датчиків струму забезпечують глобальне асимптотичне відпрацювання швидкості.
2. Представлені алгоритми керування швидкістю СД без використання датчиків струму забезпечують досягнення поставлених цілей керування.
3. Дослідження динамічних процесів керування швидкістю СД шляхом моделювання підтвердило результати теоретичних розрахунків.
4. Використання регулятора швидкості в алгоритмі бездавачевого відпрацювання кутової швидкості СРД дозволило прибрати коливальність у відпрацюванні заданих координат, яка була наявна при дослідженні алгоритму відпрацювання моменту СРД та спостерігалась на рис. (2.10).

4 КЕРУВАННЯ КУТОВИМ ПОЛОЖЕННЯМ СИНХРОННИХ ДВИГУНІВ

Завдання відпрацювання кутового положення вала виконавчого двигуна є метою керування рухом в системах різних технологічних об'єктів, а саме системи металообробки, промислові роботи, модулі гнучкого виробництва транспортні системи з рухом по заданій траєкторії, системи радіолокації, аерокосмічні об'єкти й різноманітні установки військового призначення.

Вирішення проблеми відпрацювання кутової швидкості СД дозволяє в загальному розглянути проблему відпрацьовування кутового положення.

Припустимо, що механічна система технологічного об'єкта представляється у вигляді рівнянь руху, для якої виконуються наступні умови:

1. Параметри моделі відомі й постійні, момент навантаження M_c невідомий, постійний (повільно змінюється) і обмежений.
2. Задана траєкторія зміни кутового положення $\theta^*(t)$ має відомі та обмежені три перші похідні за часом $\dot{\theta}^*, \ddot{\theta}^*, \ddot{\theta}^*$.

В умовах цих припущень, а також припущень, прийнятих в попередніх розділах, необхідно провести дослідження алгоритму керування кутовим положенням, який гарантує асимптотичне відпрацьовування кутового положення, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\theta} = 0, \quad (4.1)$$

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

4.1 Алгоритм керування кутовим положенням

Рівняння динаміки кутового положення СД, представлене в (1.3), (1.5), (1.7) має вигляд

$$\dot{\theta} = \omega. \quad (4.2)$$

З врахуванням припущень, висунутих в даному розділі, рівняння (4.2) в похибках відпрацювання матиме вигляд

$$\dot{\tilde{\theta}} = \omega^* + \tilde{\omega} - \dot{\theta}^*. \quad (4.3)$$

З (4.3) сформовано регулятор положення, що має вигляд

$$\begin{aligned} \omega^* &= \dot{\theta}^* + \eta_1, \\ \dot{\eta}_1 &= -\frac{1}{T_1} \eta_1 - \frac{1}{T_1} k_{\theta} \tilde{\theta}, \end{aligned} \quad (4.4)$$

де T_1 – постійна часу фільтра положення.

За умови виконання висунутих припущень для алгоритму відпрацювання моменту, лінійний динамічний регулятор положення гарантує асимптотичне відпрацювання кутового положення, а положення рівноваги системи є глобально експоненційно стійким.

Підстановкою (4.4) в (4.3) отримано рівняння динаміки похибки відпрацювання кутового положення

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\theta}} &= \tilde{\omega} + \eta_1, \\ \dot{\eta}_1 &= -\frac{1}{T_1} \eta_1 - \frac{1}{T_1} k_{\theta} \tilde{\theta}. \end{aligned} \quad (4.5)$$

Враховуючи те, що рівняння (4.5), що описують динамічну поведінку контуру регулювання положення, лінійні, стійкі і включені послідовно з рівняннями динаміки контуру регулювання швидкості, то з цього слідує, що:

1. При виборі параметрів регулятора швидкості (k_ω , $k_{\omega i}$, T_2), що гарантують стійкість контуру регулювання швидкості, маємо $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{M}_e, \tilde{\omega}, \eta_2) = 0$;

2. З послідовного включення контурів регулювання швидкості й положення СД слідує, що $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\theta}, \eta_1) = 0$.

Таким чином досягається мета керування кутовим положенням і координатами СД. Даний висновок є актуальним для всіх типів СД, що досліджуються в даній роботі. Як і у випадку керування кутовою швидкістю, дані алгоритми відпрацювання кутового положення дозволяють розв'язати процеси керування механічними координатами й модулем потокозчеплення.

4.2 Дослідження динаміки систем векторного керування кутовим положенням та координатами СД

У даному розділі виконано дослідження алгоритмів керування кутовим положенням та координатами СД методом математичного моделювання в пакеті SIMNON та MATLAB.

Метою досліджень є:

1. Підтвердження теоретичних висновків про досягнення цілей керування кутовим положенням та координатами СД.
2. Визначення статичних і динамічних показників якості регулювання кутового положення при використанні алгоритмів керування, синтезованих за допомогою принципу пасивності.

Математичні програми, за допомогою яких виконано дослідження, наведено в Додатку.

Дослідження алгоритмів керування кутовим положенням та координатами СД виконувалось для тих же двигунів, що і для дослідження з попередніх розділів.

4.2.1 Дослідження динаміки систем векторного керування кутовим положенням та координатами неявнополюсного СД

При дослідженні динамічних процесів відпрацювання кутового положення неявнополюсним СД застосовується наступна послідовність операцій керування. В момент часу з $t = 0$ с до $t = 0.25$ проходить наростання траєкторії заданого кутового положення з обмеженою другою похідною рівною $\ddot{\theta}^* = 400$ рад/с². Таким чином відбувається розгін двигуна до кутової швидкості $\dot{\theta}^* = 100$ рад/с. В момент часу з $t = 0.25$ с до $t = 0.45$ проходить рівномірне наростання траєкторії заданого кутового положення з обмеженою першою похідною (задана швидкість) рівною $\dot{\theta}^* = 100$ рад/с. В момент часу з $t = 0.45$ с до $t = 0.7$ проходить загальмовування двигуна і його кутове положення фіксується в координаті 45 рад.

В момент часу з $t = 1$ с до $t = 1.5$ с відбувається накидання моменту навантаження рівного 10 Нм. В момент часу з $t = 2$ с до $t = 2.25$ с проходить розгін двигуна в іншу сторону з обмеженою другою похідною кутового положення рівною $\ddot{\theta}^* = -400$ рад/с², в момент часу $t = 2.25$ с до $t = 2.45$ с розгін кутова швидкість знову фіксується на 100 рад/с, тобто $\ddot{\theta}^* = 0$ рад/с². В момент часу з $t = 0.25$ с до $t = 2.7$ знову проходить загальмовування двигуна і його кутове положення фіксується в координаті 0 рад. Заданий струм i_d^* підтримується нульовим.

Структурна схема алгоритму керування кутовим положенням неявнополюсного СД за умови отримання інформації з датчиків струму представлена на рис. 4.1.

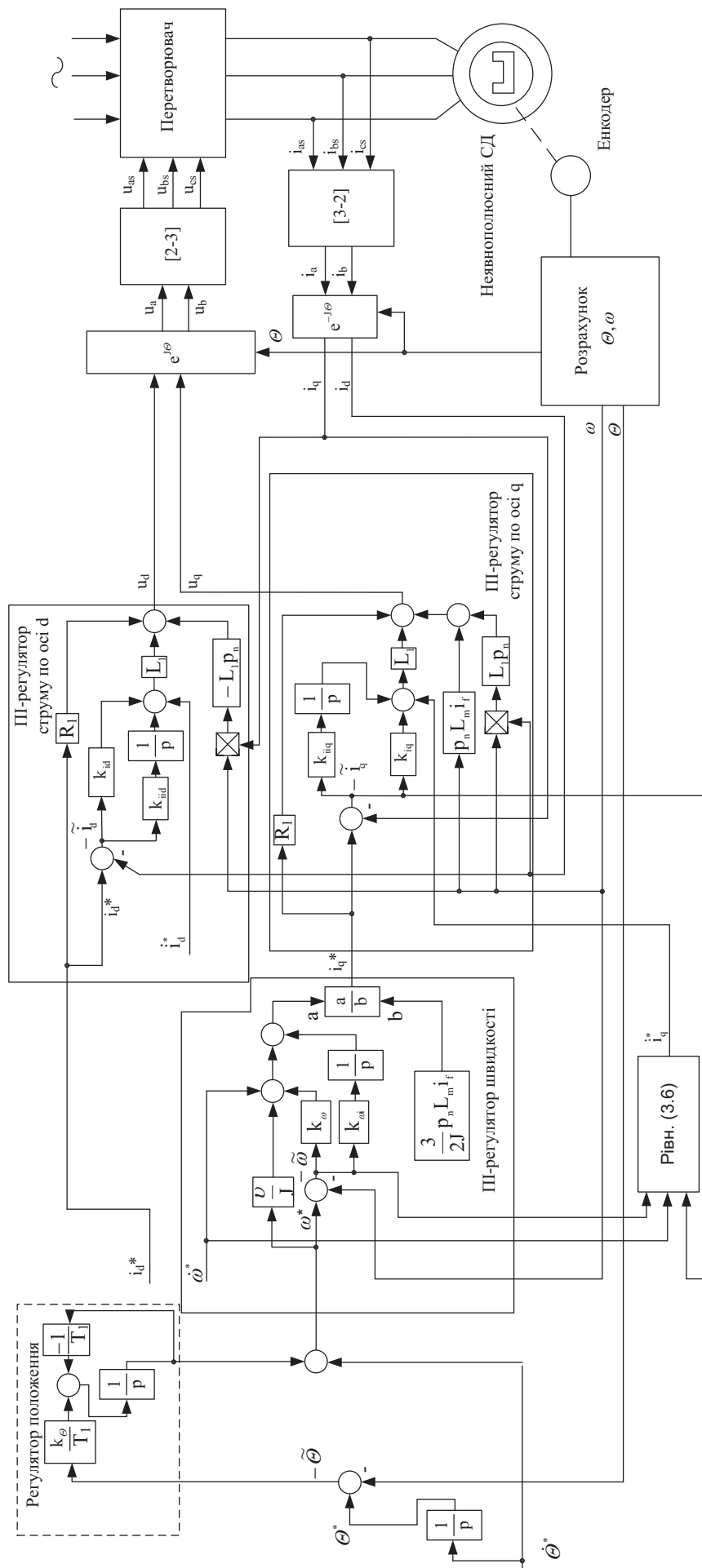
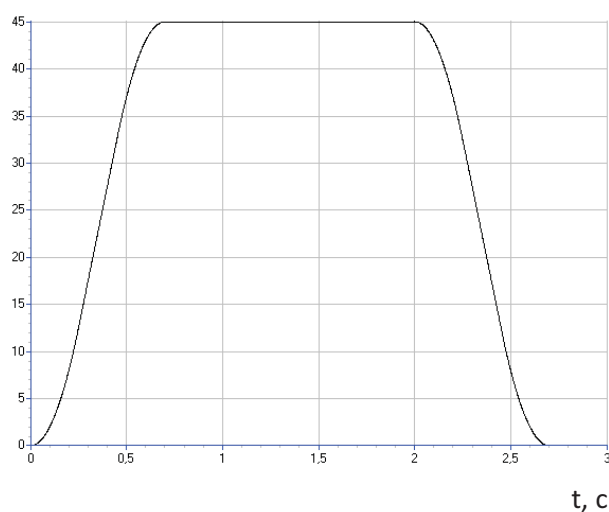


Рисунок 4.1 - Структурна схема алгоритму керування кутовим положенням неявнополюсного СД за умови отримання інформації з датчиків струму струму

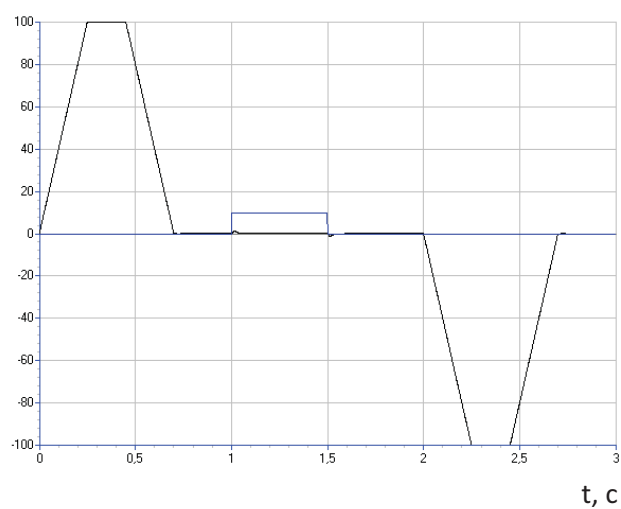
Результати дослідження системи векторного керування кутовим положенням неявнополіусного СД за умови отримання інформації з датчиків струму представлені на рис. 4.2. Коефіцієнти пропорційної та інтегральної складової регуляторів струмів прийнято рівними $k_{id}=k_{iq}=500$, $k_{i id}=k_{i iq}=62500$ відповідно. Для налаштування параметрів регулятора швидкості використано співвідношення для лінійної системи другого порядку $k_{\omega i} = \frac{k_{\omega}^2}{2}$, для $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$. Коефіцієнти пропорційної та інтегральної складової регулятора швидкості дорівнюють $k_{\omega}=200$, $k_{\omega i}=20000$ відповідно. Постійна часу фільтра положення T_1 рівна 0.001 с, а коефіцієнт пропорційної дії регулятора положення $k_{\theta}=70$.

Перехідні процеси відпрацювання кутового положення неявнополіусним СД, показанні на рис. 4.2, підтверджують, що представлений алгоритм векторного керування кутового положення гарантує досягнення цілей керування (4.1). Динамічні похибки відпрацювання кутового положення та кутової швидкості виникають тільки при розгоні, гальмуванні та накиданні навантаження. Максимальне значення похибки відпрацювання швидкості складає 2.5 рад/с, і вона затухає в 0 за 0.05 с. Максимальне значення похибки відпрацювання кутового положення складає 0.017 рад і вона затухає в нуль за 0.09 секунду. Статичні похибки відпрацювання кутової швидкості та кутового положення дорівнюють нулю.

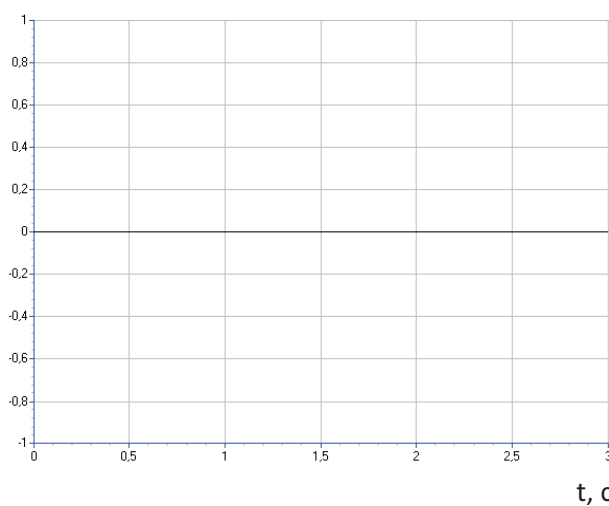
Задана траєкторія кутового
положення, рад



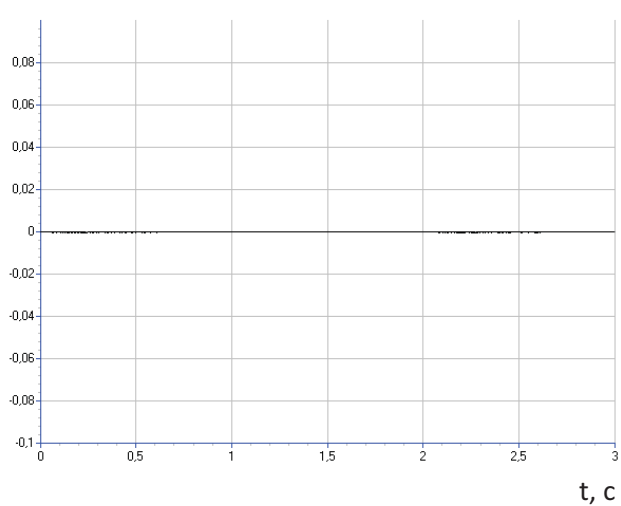
Задана кутова швидкість, рад/с, та
момент навантаження, Нм



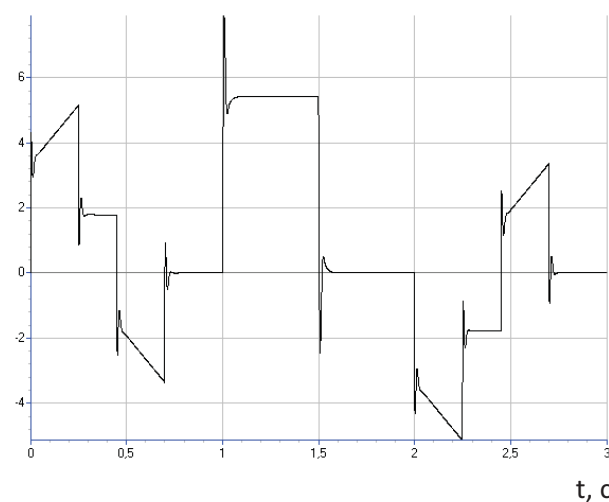
Заданий струм i_d , А



Похибка відпрацювання струму i_d , А



Заданий струм i_q , А



Похибка відпрацювання струму i_q , А

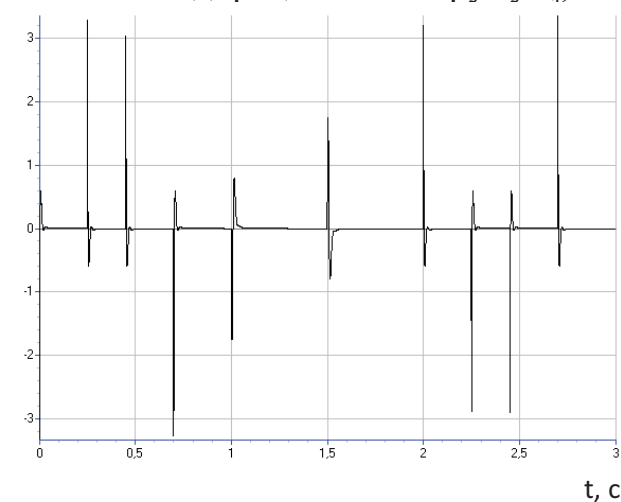


Рисунок 4.2.а – Результати моделювання алгоритму керування кутовим положенням неявнополюсного СД з інформацією з датчиків струму

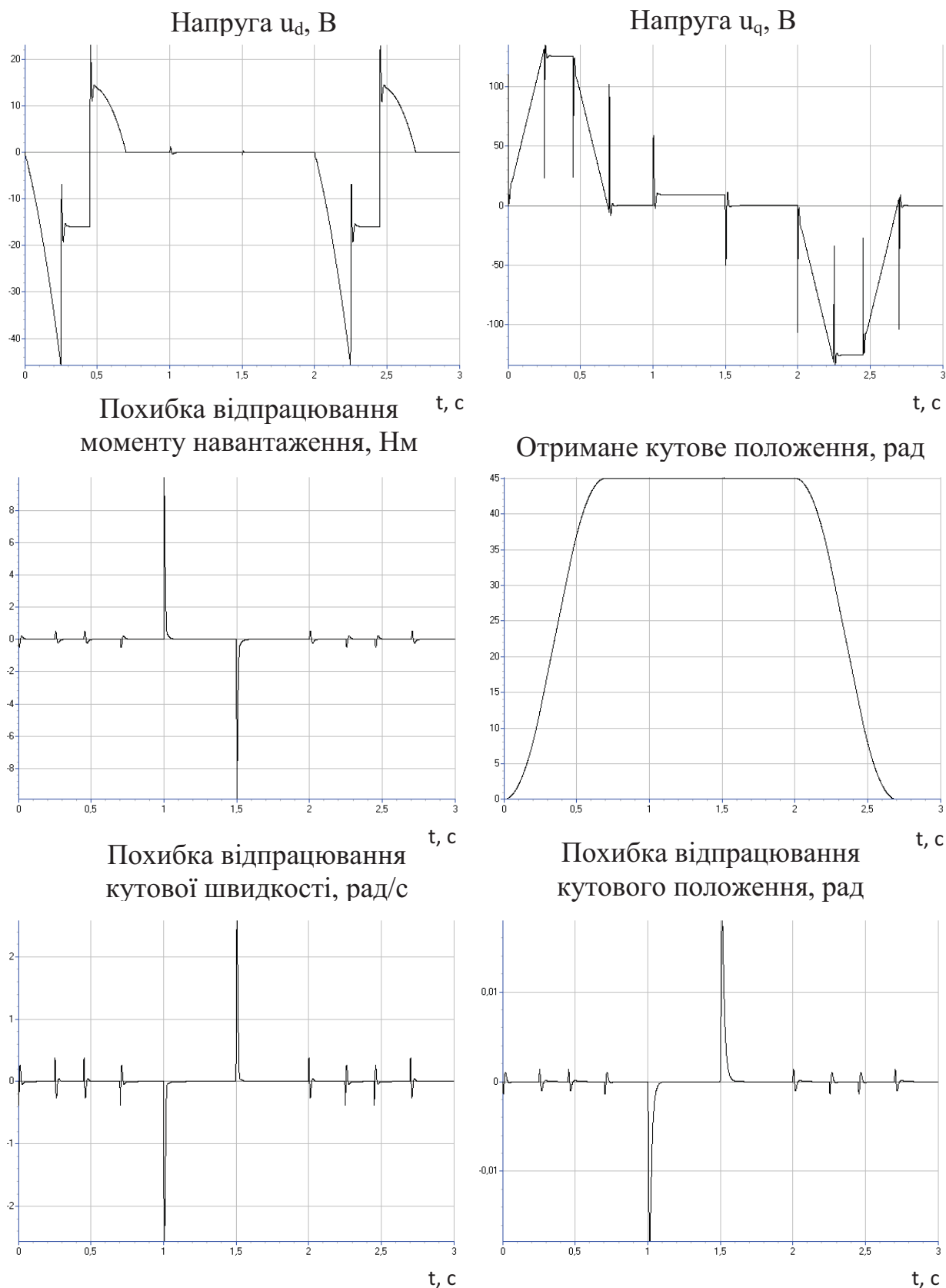


Рисунок 4.2.b – Результати моделювання алгоритму керування кутовим положенням неявнополюсного СД з інформацією з давачів струму

Результати дослідження системи векторного керування кутовим положенням неявнополюсного СД за умови невикористання інформації з датчиків струму представлені на рис. 4.3.

Послідовність операцій керування, використана в даному досліді, аналогічна тій, що використовувалась в попередньому розділі.

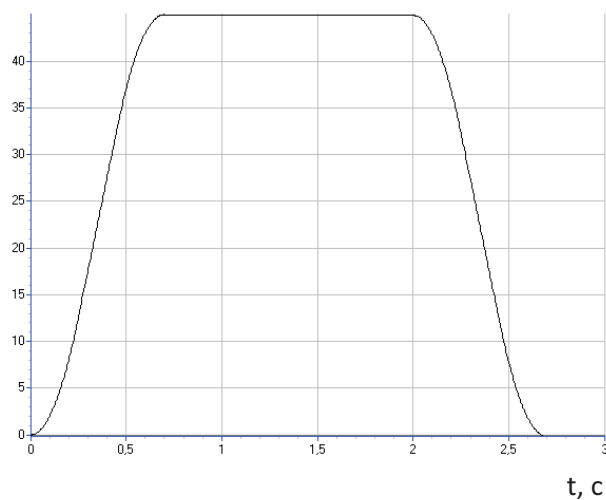
При виконанні досліджень використовувались наступні значення коефіцієнтів регуляторів: коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора швидкості дорівнюють $k_{\omega}=500$, $k_{\omega i}=6100$ відповідно; постійна часу фільтра швидкості $T_2=0.001$ с; коефіцієнт пропорційної дії регулятора положення дорівнює $k_{\theta}=30$; постійна часу фільтра положення $T_1=0.001$ с.

Як видно з рис. 4.3 максимальне значення похибки відпрацювання кутового положення складає 0.22 рад, і вона затухає в нуль за 0.4 секунди, а максимальне значення похибки відпрацювання кутової швидкості складає 1.6 рад/с, і вона затухає в нуль за 0.25 секунд. При цьому в контурі регулювання струмів присутня незначна коливальність, яка затухає в нуль.

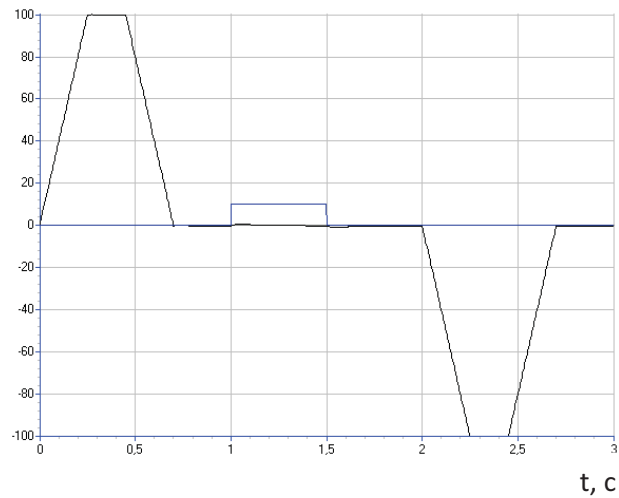
Отримані результати підтверджують, що представлений алгоритм векторного керування кутовим положенням неявнополюсного СД гарантує досягнення цілей керування (4.1).

Структурна схема алгоритму керування кутовим положенням неявнополюсного СД за умови неотримання інформації з датчиків струму представлена на рис. 4.4.

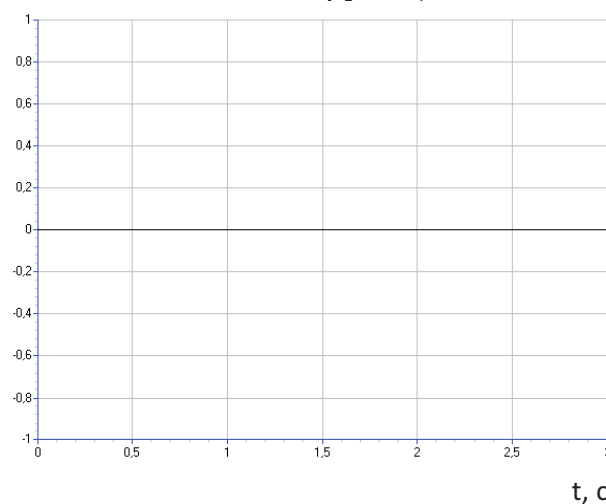
Задана траєкторія кутового
положення, рад



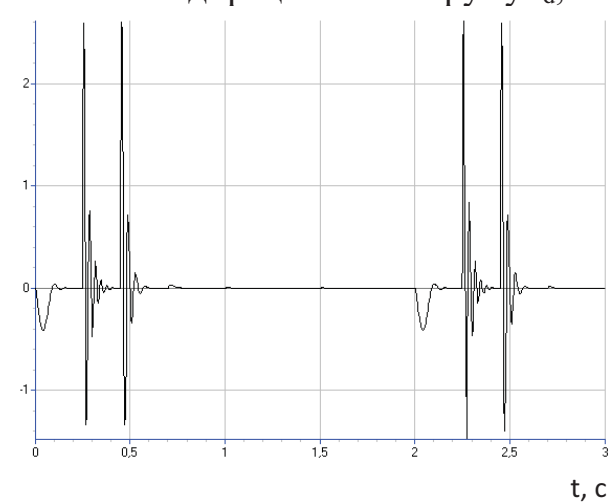
Задана кутова швидкість, рад/с, та
момент навантаження, Нм



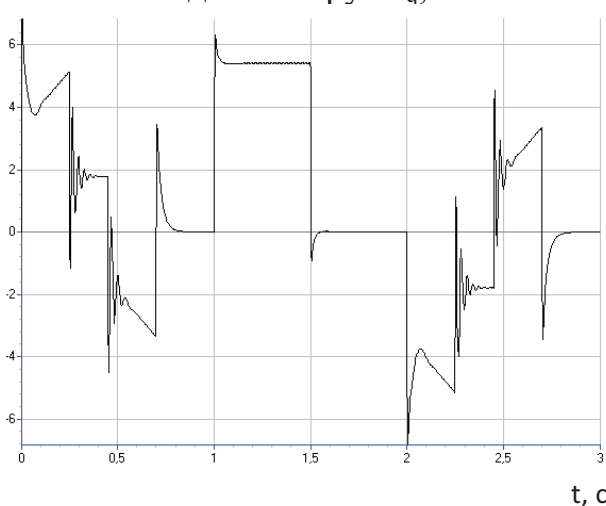
Заданий струм i_d , А



Похибка відпрацювання струму i_d , А



Заданий струм i_q , А



Похибка відпрацювання струму i_q , А

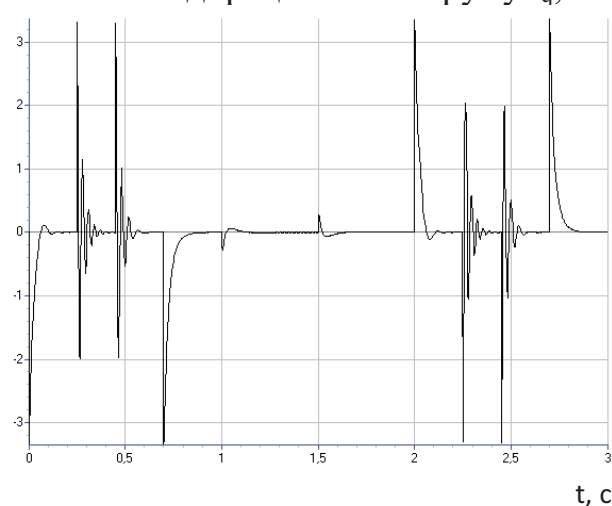


Рисунок 4.3.а – Результати моделювання алгоритму керування кутовим положенням неявнополюсного СД без інформації з датчиків струму

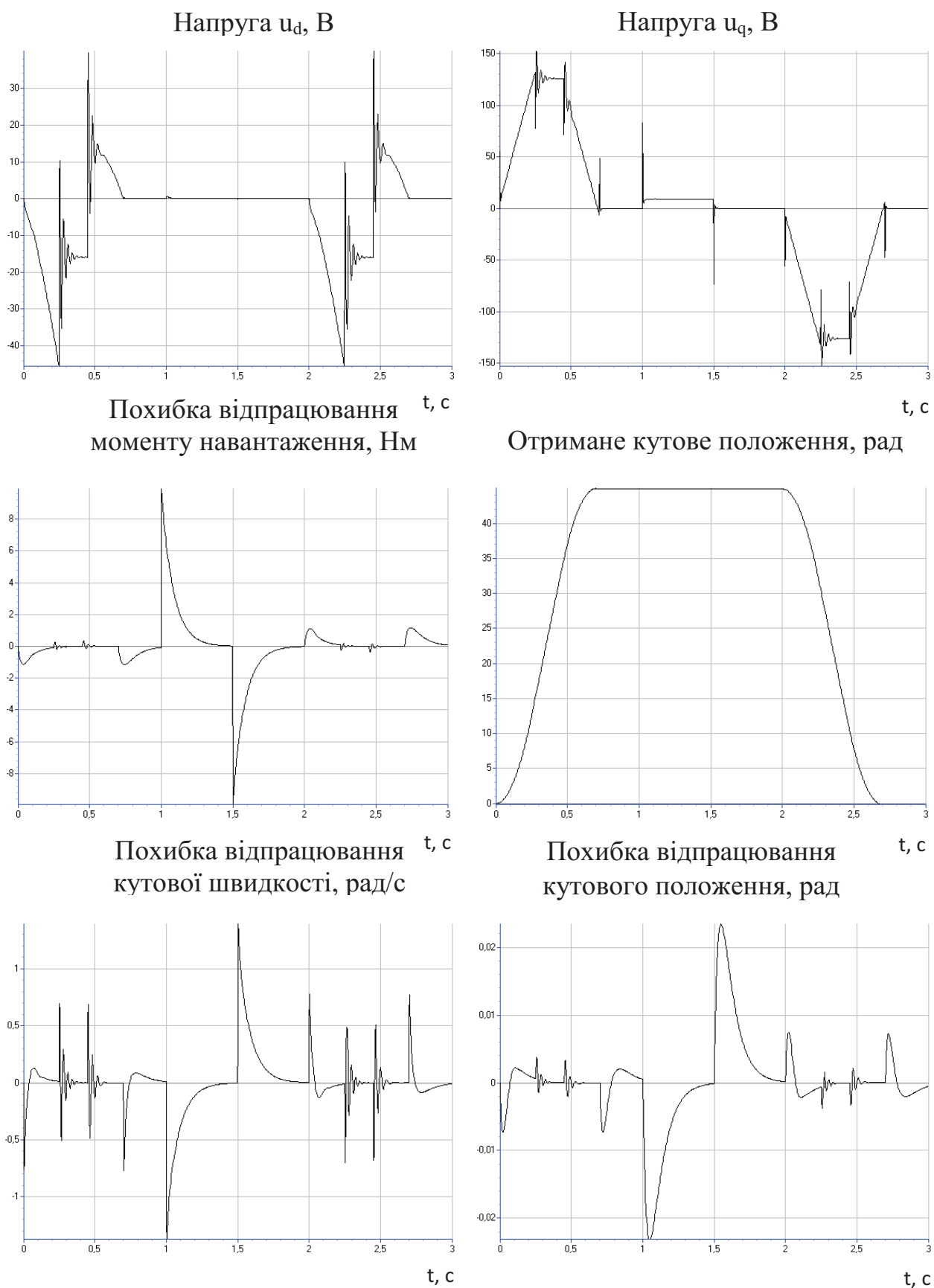


Рисунок 4.3.b – Результати моделювання алгоритму керування кутовим положенням неявнополюсного СД без інформації з датчиків струму

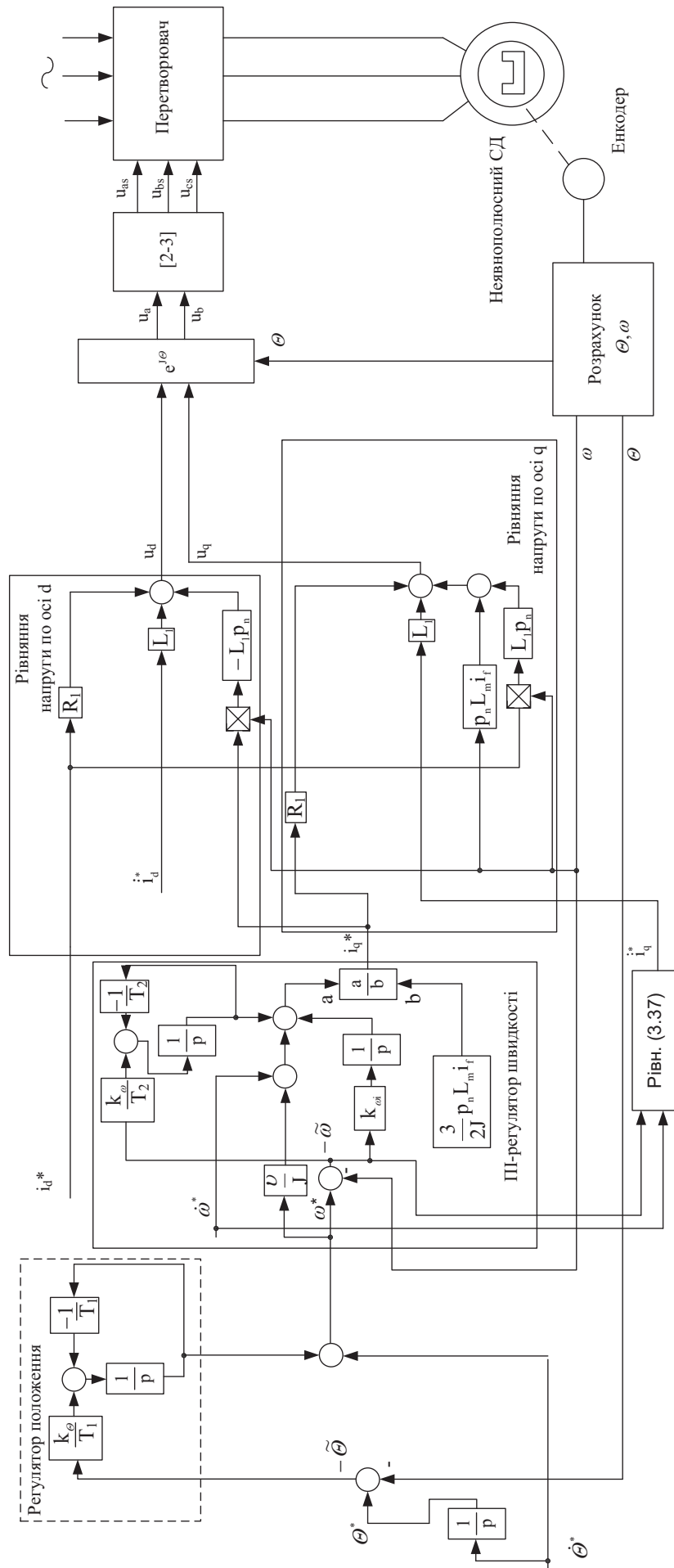


Рисунок 4.4- Структурна схема алгоритму керування кутовим положенням неявнополюсного СД за умови неотримання інформації з датчиків струму

4.2.2 Дослідження динаміки систем векторного керування кутовим положенням та координатами СРД

При дослідженні динамічних процесів відпрацювання кутового положення СРД застосовується наступна послідовність операцій керування. В момент часу з $t = 0.5$ с до $t = 0.75$ с проходить наростання траєкторії заданого кутового положення з обмеженою другою похідною рівною $\ddot{\theta}^* = 400$ рад/с².

Таким чином відбувається розгін двигуна до кутової швидкості $\omega^* = 100$ рад/с. В момент часу з $t = 0.75$ с до $t = 0.95$ с проходить рівномірне наростання траєкторії заданого кутового положення з обмеженою першою похідною (задана швидкість) рівною $\dot{\theta}^* = 100$ рад/с. В момент часу з $t = 0.95$ с до $t = 1.2$ с проходить загальмовування двигуна і його кутове положення фіксується в координаті 45 рад.

В момент часу з $t = 1.5$ с до $t = 2$ с відбувається накидання моменту навантаження рівного 10 Нм. В момент часу з $t = 2.5$ с до $t = 2.75$ с проходить розгін двигуна в іншу сторону з обмеженою другою похідною кутового положення рівною $\ddot{\theta}^* = -400$ рад/с², в момент часу $t = 2.75$ с до $t = 2.95$ с розгін кутова швидкість знову фіксується на 100 рад/с, тобто $\ddot{\theta}^* = 0$ рад/с².

В момент часу з $t = 2.95$ с до $t = 3.2$ знову проходить загальмовування двигуна і його кутове положення фіксується в координаті 0 рад. Заданий струм i_d^* підтримується рівним 3 А.

Структурна схема алгоритму керування кутовим положенням СРД за умови отримання інформації з датчиків струму представлена на рис. 4.5.

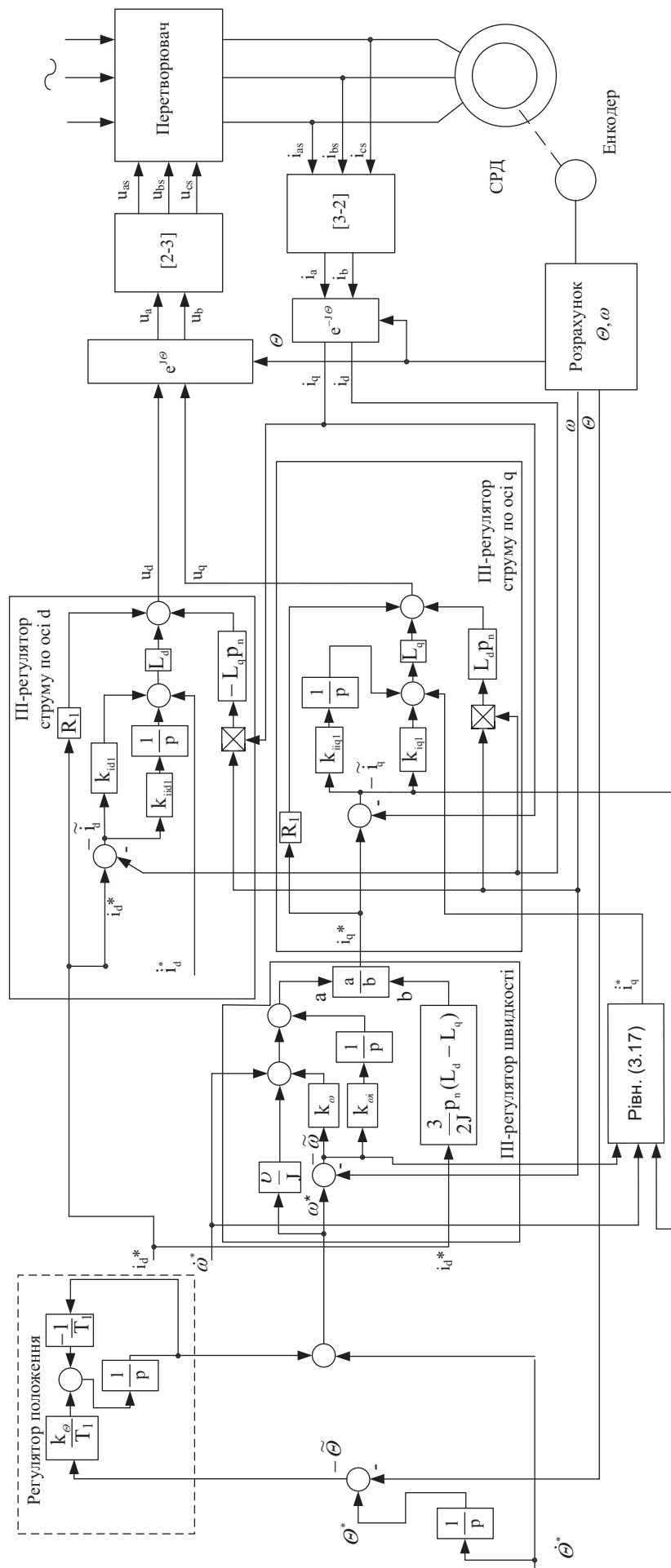
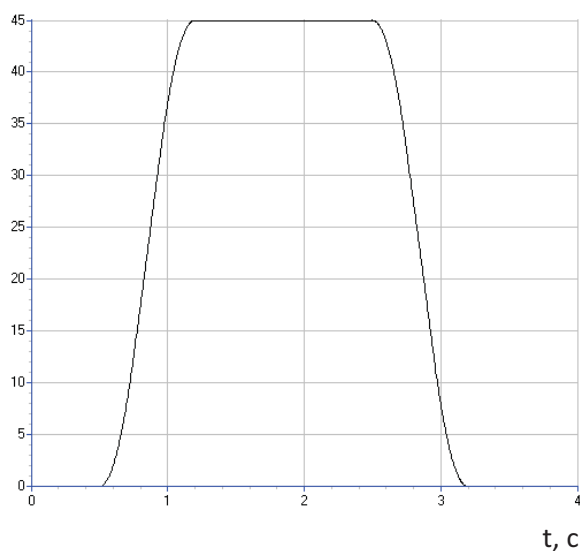


Рисунок 4.5 - Структурна схема алгоритму керування кутовим положенням СРД за умови отримання інформації з датчиків струму

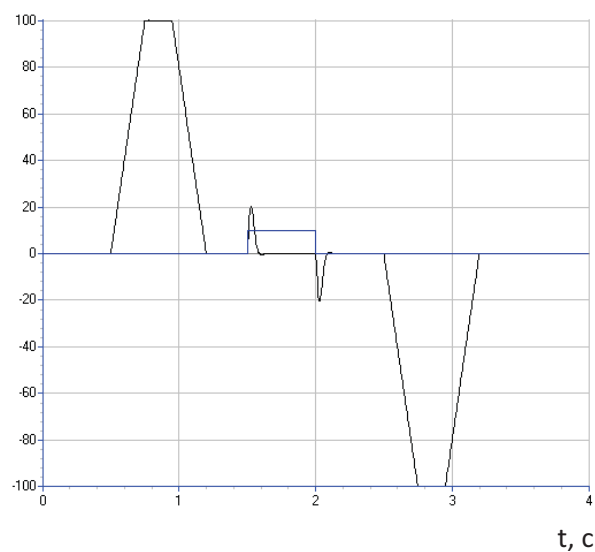
Результати дослідження системи векторного керування кутовим положенням СРД за умови отримання інформації з датчиків струму представлені на рис. 4.6. Коефіцієнти пропорційної та інтегральної складової регуляторів струмів прийнято рівними $k_{id}=k_{iq}=750$, $k_{iid}=k_{iiq}=200000$ відповідно. Для налаштування параметрів регулятора швидкості використано співвідношення для лінійної системи другого порядку $k_{\omega i} = \frac{k_{\omega}^2}{2}$, для $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$. Коефіцієнти пропорційної та інтегральної складової регулятора швидкості дорівнюють $k_{\omega}=100$, $k_{\omega i}=5000$ відповідно. Постійна часу фільтра положення T_1 рівна 0.001 с, а коефіцієнт пропорційної дії регулятора положення $k_{\theta}=70$.

Перехідні процеси відпрацювання кутового положення СРД, показанні на рис. 4.6, підтверджують, що представлений алгоритм векторного керування кутового положення гарантує досягнення цілей керування (4.1). Похибки відпрацювання кутового положення та кутової швидкості виникають тільки при розгоні, гальмуванні та накиданні навантаження. Максимальне значення похибки відпрацювання швидкості складає 27 рад/с, і вона затухає в 0 за 0.1 с. Максимальне значення похибки відпрацювання кутового положення складає 0.3 рад і вона затухає в нуль за 0.1 секунду. Статичні похибки відпрацювання кутової швидкості та кутового положення дорівнюють нулю.

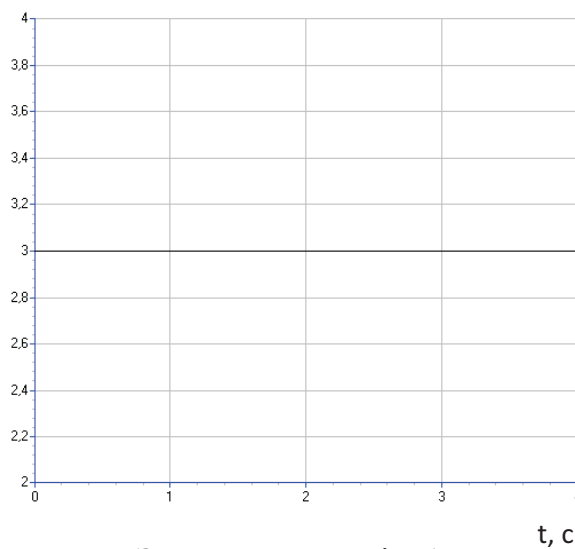
Задана траєкторія кутового
положення, рад



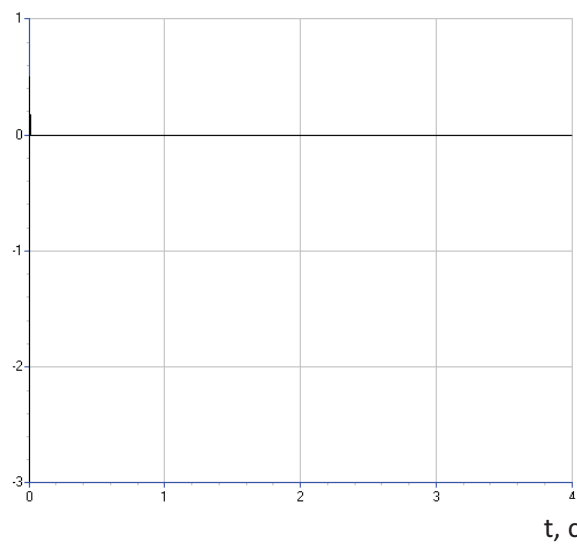
Задана кутова швидкість, рад/с, та
момент навантаження, Нм



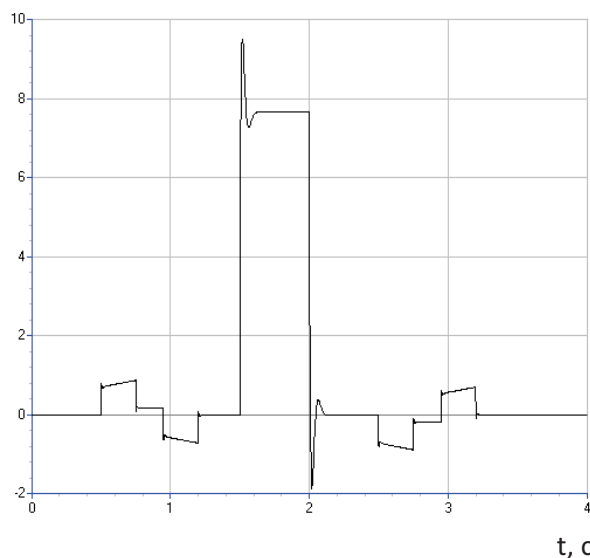
Заданий струм i_d , А



Похибка відпрацювання струму i_d , А



Заданий струм i_q , А



Похибка відпрацювання струму i_q , А

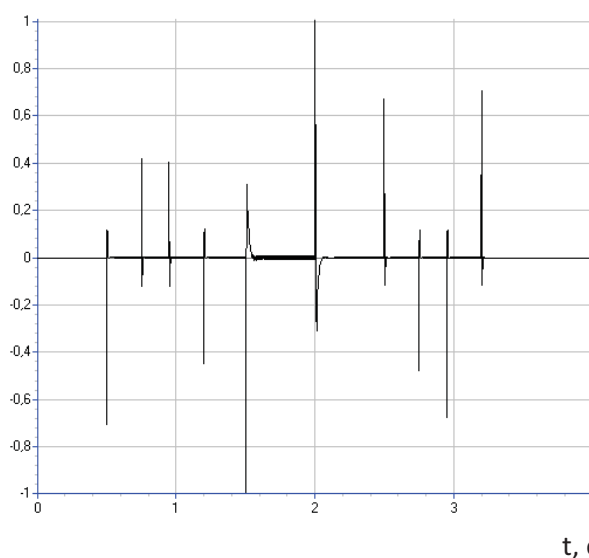


Рисунок 4.6.а – Результати моделювання алгоритму керування кутовим
положенням СРД з інформацією з датчиків струму

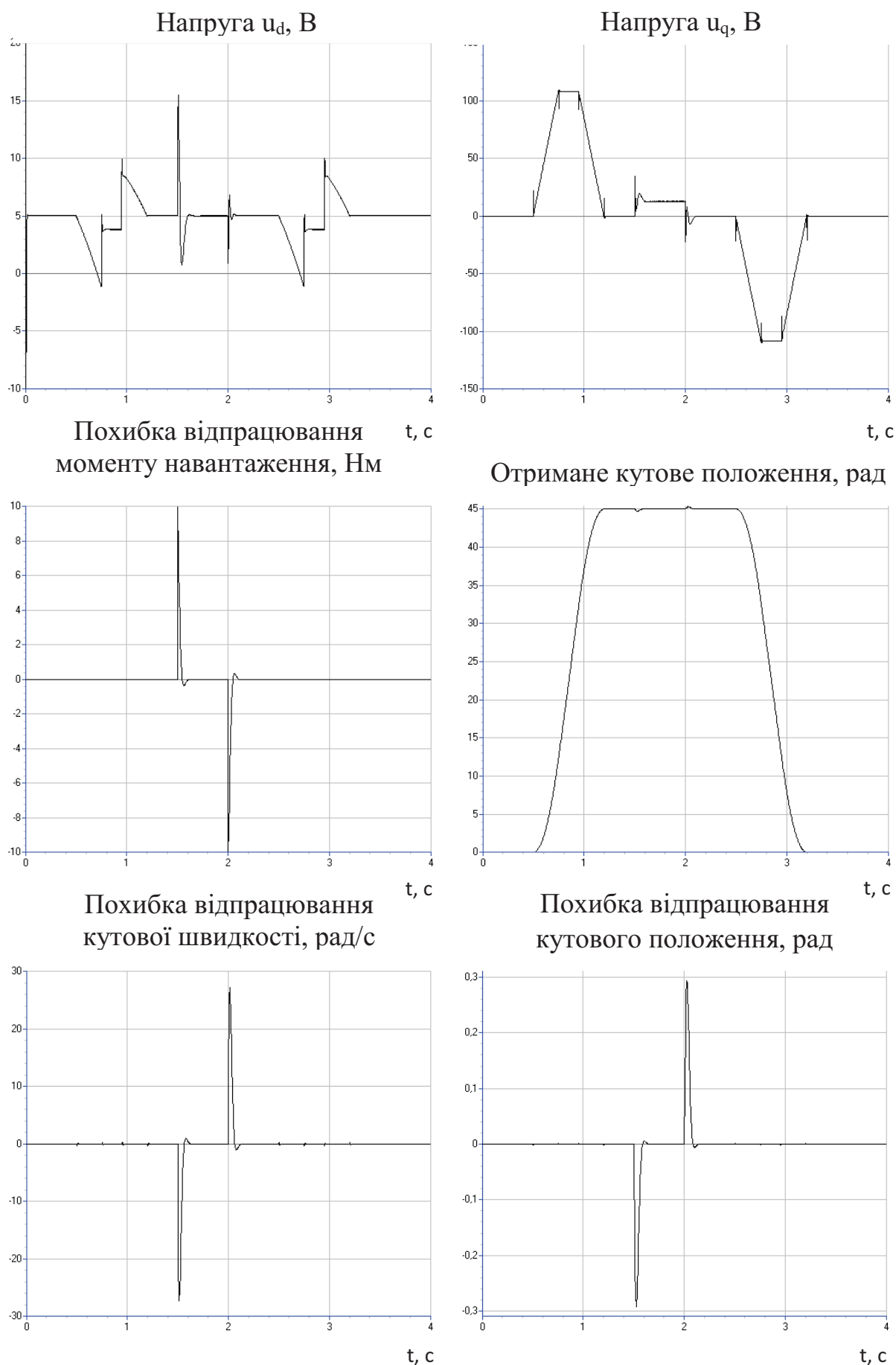


Рисунок 4.6.b – Результати моделювання алгоритму керування кутовим положенням СРД з інформацією з датчиків струму

Результати дослідження системи векторного керування кутовим положенням СРД за умови невикористання інформації з датчиків струму представлені на рис. 4.7.

Послідовність операцій керування, використана в даному досліді, аналогічна тій, що використовувалась в попередньому розділі.

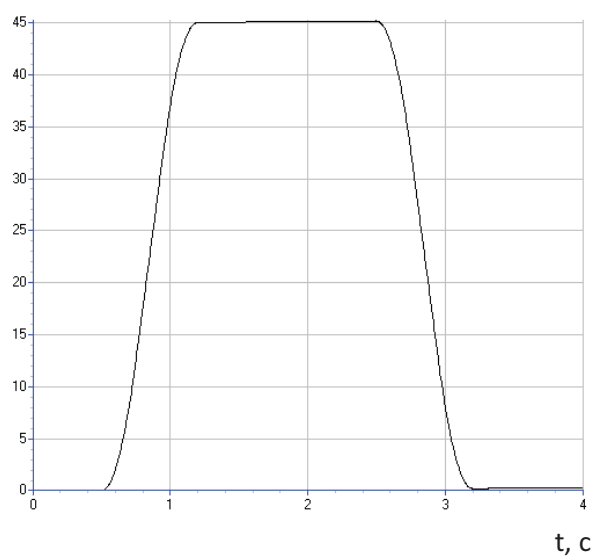
При виконанні досліджень використовувались наступні значення коефіцієнтів регуляторів: коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора швидкості дорівнюють $k_{\omega}=200$, $k_{\omega i}=5000$ відповідно; постійна часу фільтра швидкості $T_2=0.001$ с; коефіцієнт пропорційної дії регулятора положення дорівнює $k_{\theta}=20$; постійна часу фільтра положення $T_1=0.001$ с.

Як видно з рис. 4.7 максимальне значення похибки відпрацювання кутового положення складає 0.36 рад, і вона затухає в нуль за 0.25 секунд, а максимальне значення похибки відпрацювання кутової швидкості складає 19 рад/с, і вона затухає в нуль за 0.2 секунду. При цьому в контурі регулювання струмів присутня незначна коливальність, яка затухає в нуль.

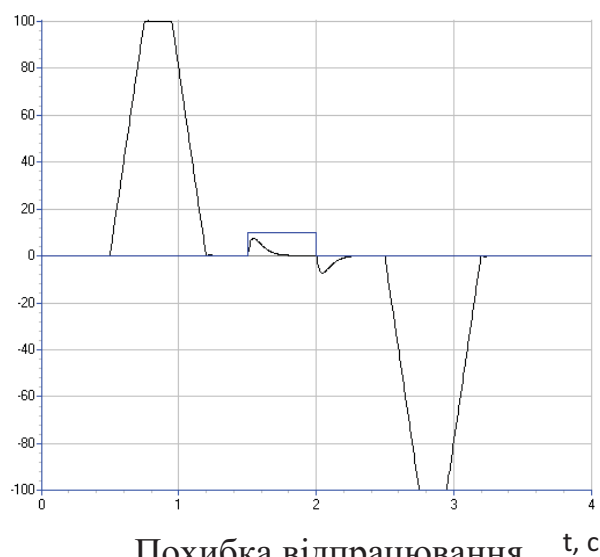
Отримані результати підтверджують, що представлений алгоритм векторного керування кутовим положенням СРД гарантує досягнення цілей керування (4.1).

Структурна схема алгоритму керування кутовим положенням СРД за умови неотримання інформації з датчиків струму представлена на рис. 4.8.

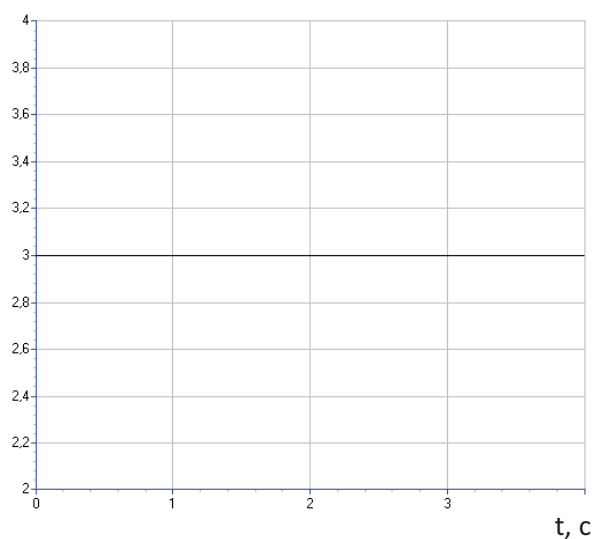
Задана траєкторія кутового
положення, рад



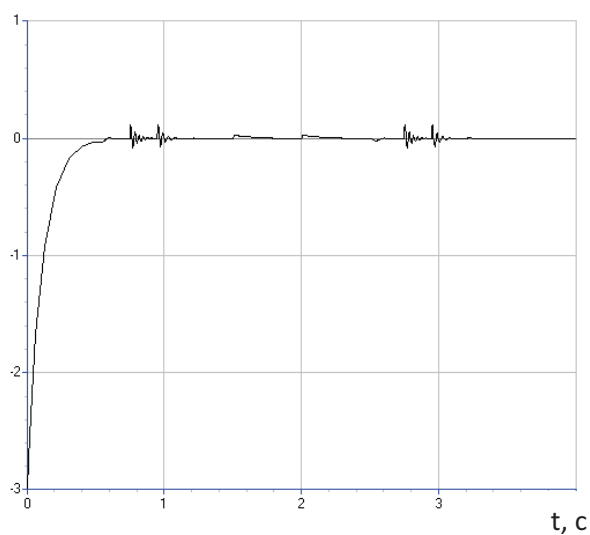
Задана кутова швидкість, рад/с, та
момент навантаження, Нм



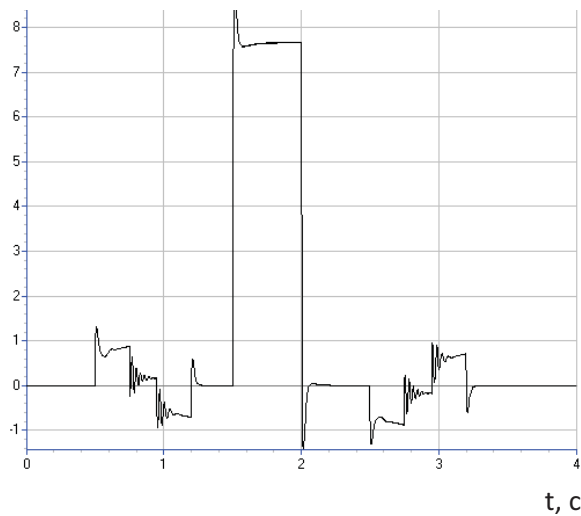
Заданий струм i_d , А



Похибка відпрацювання
струму i_d , А



Заданий струм i_q , А



Похибка відпрацювання струму i_q , А

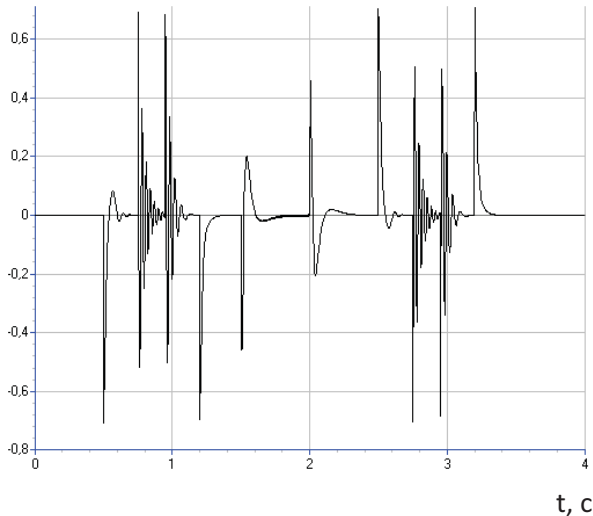


Рисунок 4.7.а – Результати моделювання алгоритму керування кутовим
положенням СРД без інформації з датчиків струму

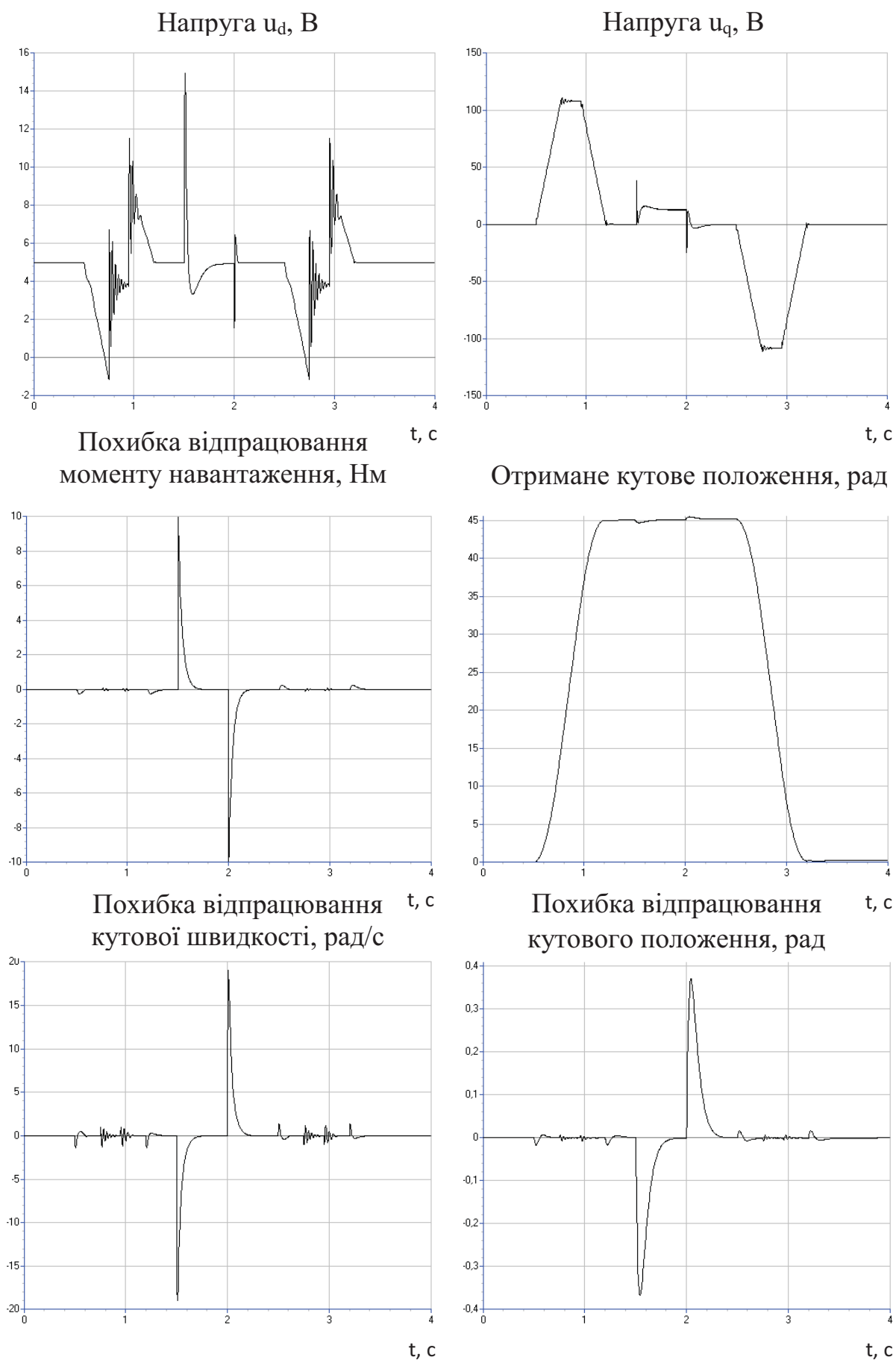


Рисунок 4.7.b – Результати моделювання алгоритму керування кутовим положенням СРД без інформації з датчиків струму

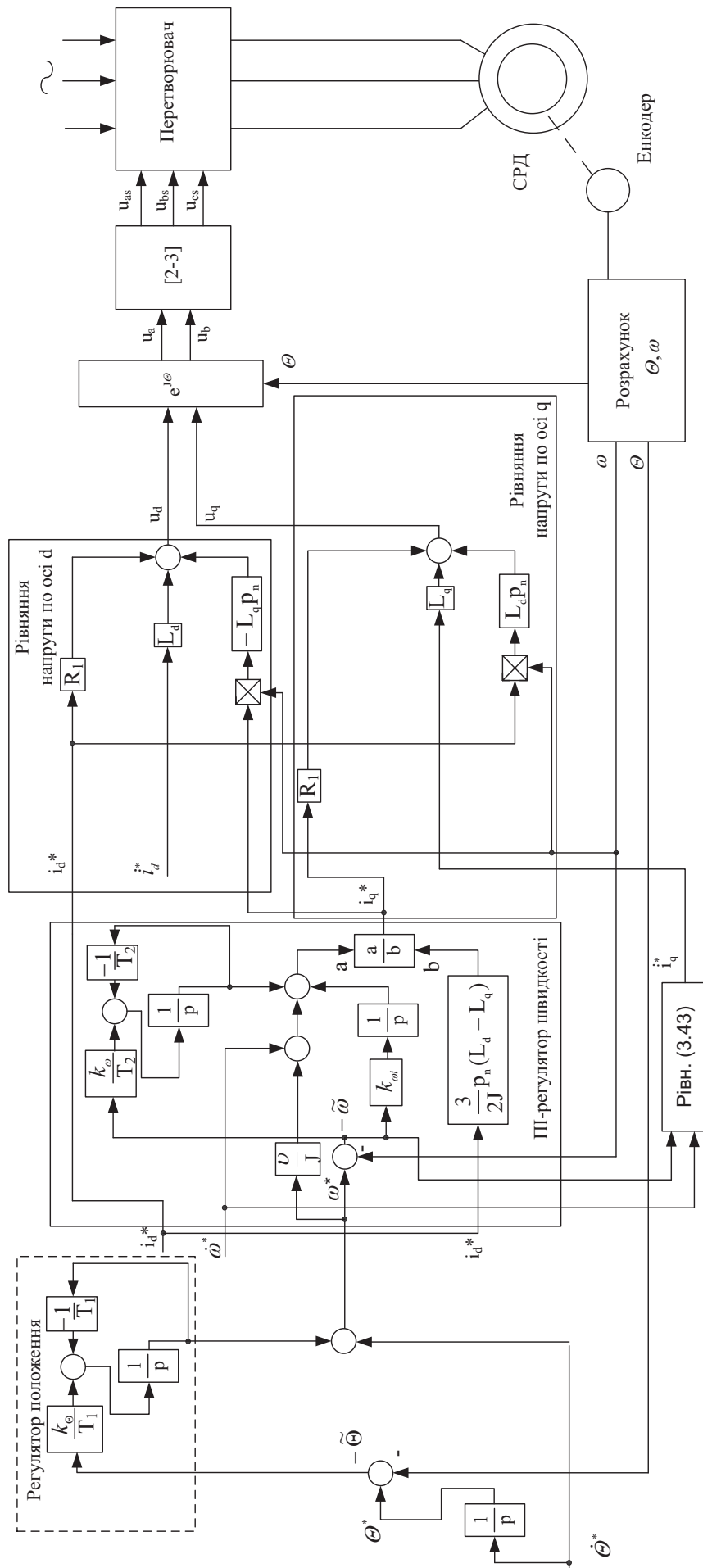


Рисунок 4.8 - Структурна схема алгоритму керування кутовим положенням СРД за умови неотримання інформації з датчиків струму

4.2.3 Дослідження динаміки систем векторного керування кутовим положенням та координатами явнополюсного СД

При дослідженні динамічних процесів відпрацювання кутового положення явнополюсного СД застосовується наступна послідовність операцій керування. В момент часу з $t = 0$ с до $t = 0.25$ проходить наростання траєкторії заданого кутового положення з обмеженою другою похідною рівною $\ddot{\theta}^* = 400$ рад/с². Таким чином відбувається розгін двигуна до кутової швидкості $\dot{\theta}^* = 100$ рад/с. В момент часу з $t = 0.25$ с до $t = 0.45$ проходить рівномірне наростання траєкторії заданого кутового положення з обмеженою першою похідною (задана швидкість) рівною $\dot{\theta}^* = 100$ рад/с. В момент часу з $t = 0.45$ с до $t = 0.7$ проходить загальмовування двигуна і його кутове положення фіксується в координаті 45 рад.

В момент часу з $t = 1$ с до $t = 1.5$ с відбувається накидання моменту навантаження рівного 10 Нм. В момент часу з $t = 2$ с до $t = 2.25$ с проходить розгін двигуна в іншу сторону з обмеженою другою похідною кутового положення рівною $\ddot{\theta}^* = -400$ рад/с², в момент часу $t = 2.25$ с до $t = 2.45$ с розгін кутова швидкість знову фіксується на 100 рад/с, тобто $\ddot{\theta}^* = 0$ рад/с². В момент часу з $t = 0.25$ с до $t = 2.7$ знову проходить загальмовування двигуна і його кутове положення фіксується в координаті 0 рад. Заданий струм i_d^* підтримується нульовим.

Структурна схема алгоритму керування кутовим положенням явнополюсного СД за умови отримання інформації з датчиків струму представлена на рис. 4.9.

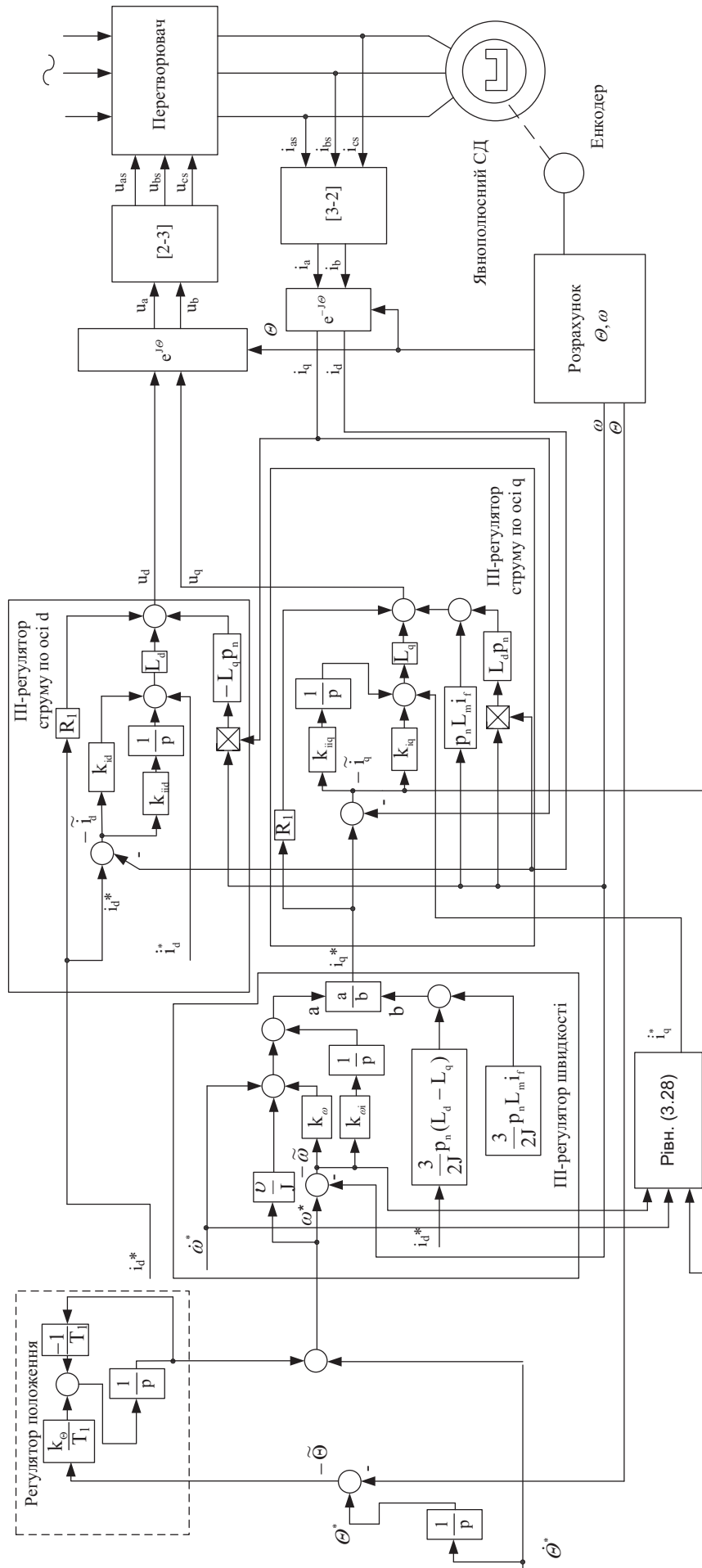
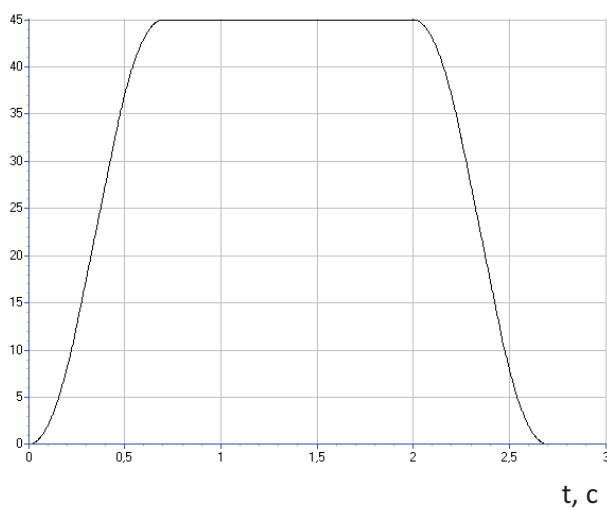


Рисунок 4.9 - Структурна схема алгоритму керування кутовим положенням явнopolосного СД за умови отримання інформації з давачів струму

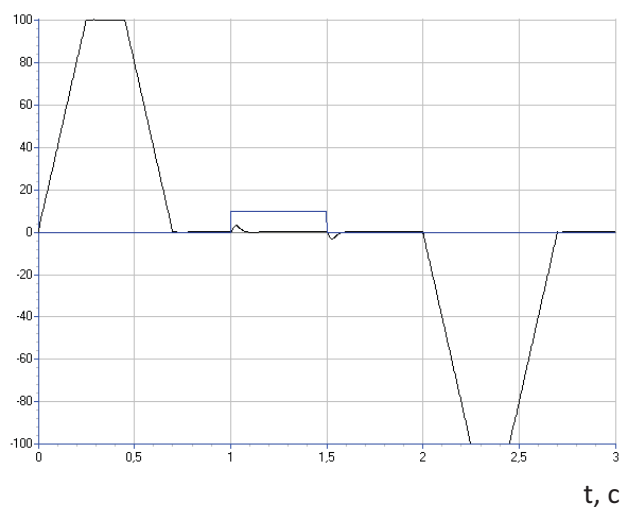
Результати дослідження системи векторного керування кутовим положенням явнополюсного СД за умови отримання інформації з датчиків струму представлені на рис. 4.10. Коефіцієнти пропорційної та інтегральної складової регуляторів струмів прийнято рівними $k_{id}=k_{iq}=1000$, $k_{iid}=k_{iiq}=250000$ відповідно. Для налаштування параметрів регулятора швидкості використано співвідношення для лінійної системи другого порядку $k_{\omega i} = \frac{k_{\omega}^2}{2}$, для $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$. Коефіцієнти пропорційної та інтегральної складової регулятора швидкості дорівнюють $k_{\omega}=100$, $k_{\omega i}=5000$ відповідно. Постійна часу фільтра положення T_1 рівна 0.001 с, а коефіцієнт пропорційної дії регулятора положення $k_{\theta}=70$.

Перехідні процеси відпрацювання кутового положення явнополюсним СД, показанні на рис. 4.10, підтверджують, що представлений алгоритм векторного керування кутового положення гарантує досягнення цілей керування (4.1). Похибки відпрацювання кутового положення та кутової швидкості виникають тільки при розгоні, гальмуванні та накиданні навантаження. Максимальне значення похибки відпрацювання швидкості складає 4.1 рад/с, і вона затухає в 0 за 0.1 с. Максимальне значення похибки відпрацювання кутового положення складає 0.045 рад і вона затухає в нуль за 0.1 секунду. Статичні похибки відпрацювання кутової швидкості та кутового положення дорівнюють нулю.

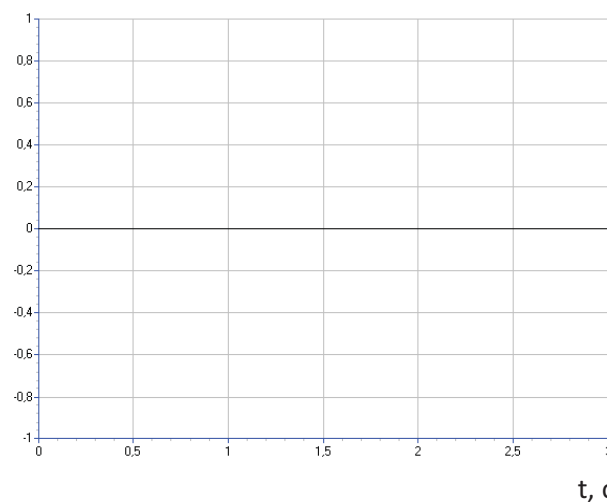
Задана траєкторія кутового
положення, рад



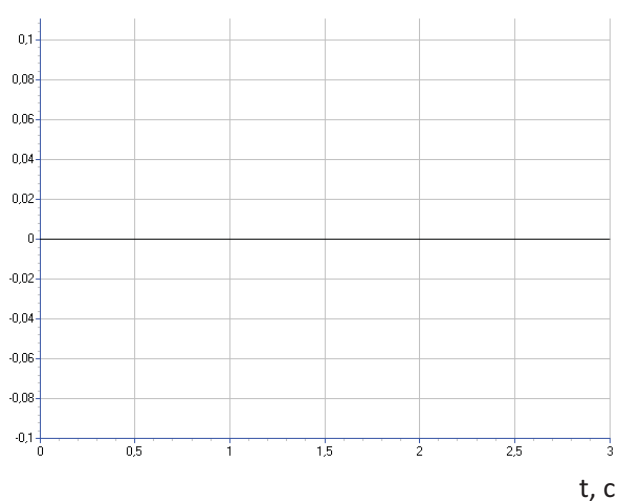
Задана кутова швидкість, рад/с, та
момент навантаження, Нм



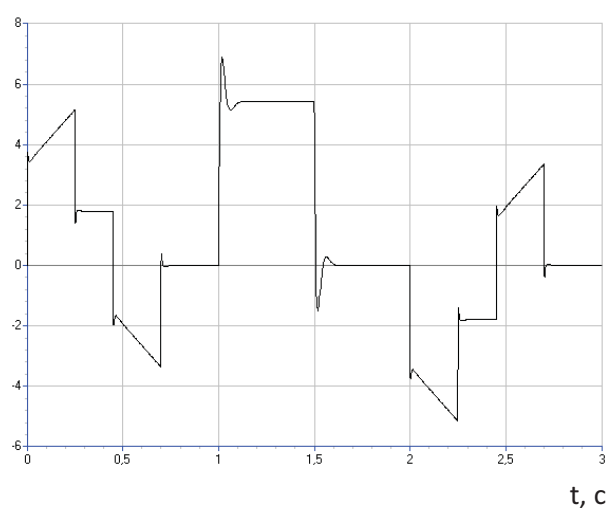
Заданий струм i_d , А



Похибка відпрацювання струму i_d , А



Заданий струм i_q , А



Похибка відпрацювання струму i_q , А

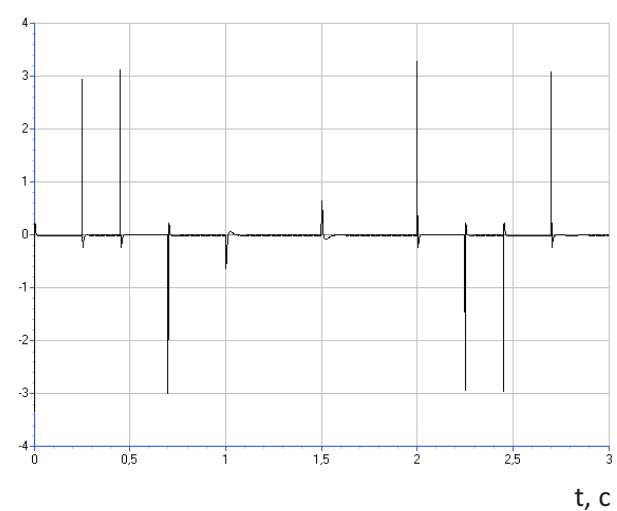


Рисунок 4.10.а – Результати моделювання алгоритму керування кутовим положенням явнополюсного СД з інформацією з давачів струму

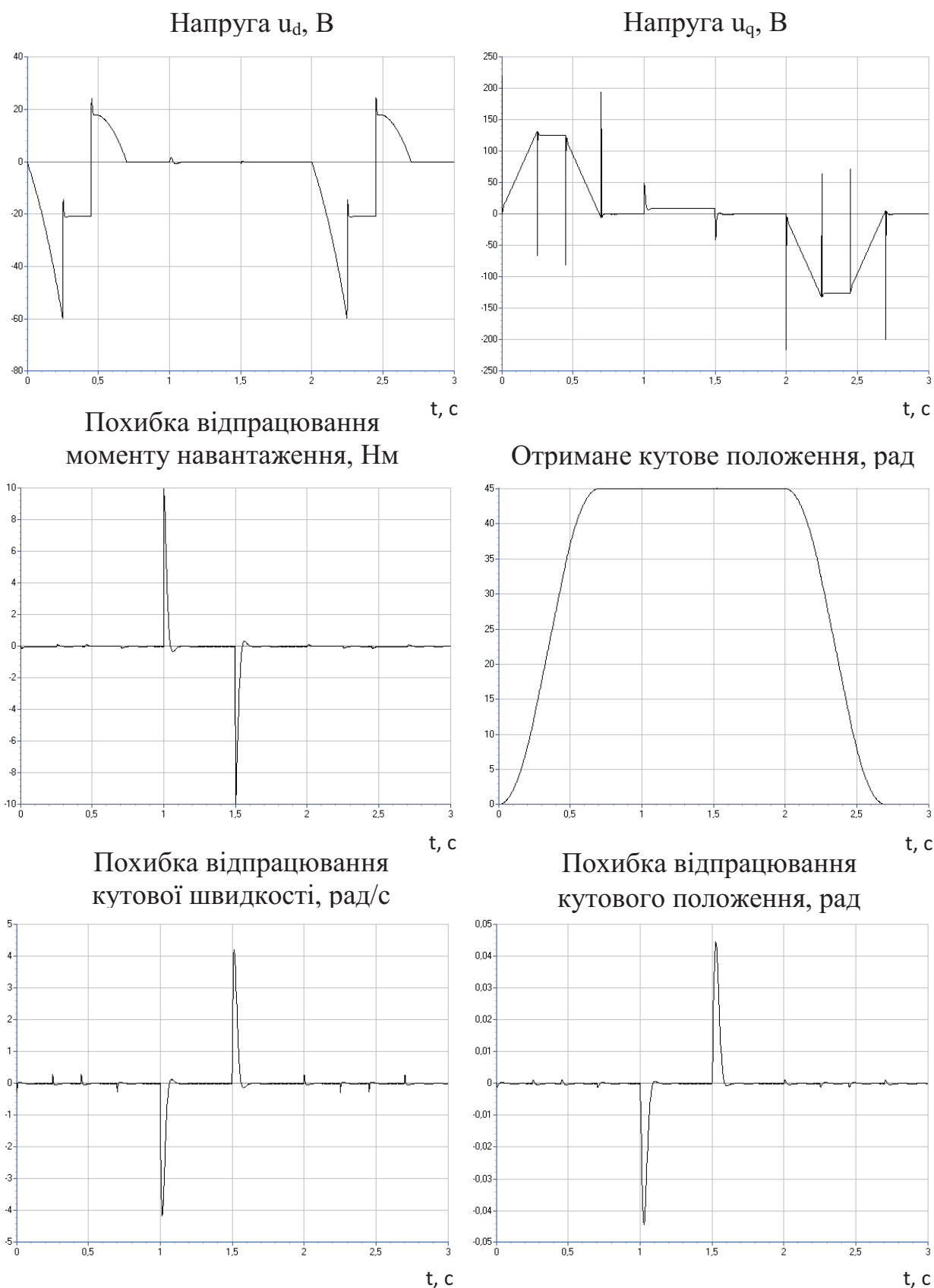


Рисунок 4.10.b – Результати моделювання алгоритму керування кутовим положенням явнополюсного СД з інформацією з давачів струму

Результати дослідження системи векторного керування кутовим положенням явнополюсного СД за умови невикористання інформації з датчиків струму представлені на рис. 4.11.

Послідовність операцій керування, використана в даному досліді, аналогічна тій, що використовувалась в попередньому розділі.

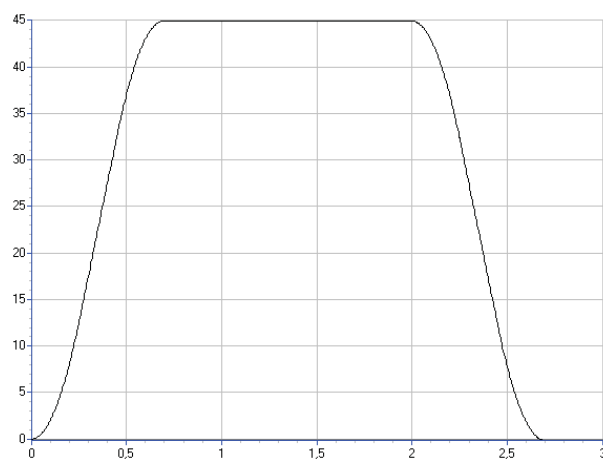
При виконанні досліджень використовувались наступні значення коефіцієнтів регуляторів: коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора швидкості дорівнюють $k_{\omega}=100$, $k_{\omega i}=5000$ відповідно; постійна часу фільтра швидкості $T_2=0.001$ с; коефіцієнт пропорційної дії регулятора положення дорівнює $k_{\theta}=20$; постійна часу фільтра положення $T_1=0.001$ с.

Як видно з рис. 4.11 максимальне значення похибки відпрацювання кутового положення складає 0.081 рад, і вона затухає в нуль за 0.4 секунди, а максимальне значення похибки відпрацювання кутової швидкості складає 4.5 рад/с, і вона затухає в нуль за 0.1 секунду. При цьому в контурі регулювання струмів присутня незначна коливальність, яка затухає в нуль.

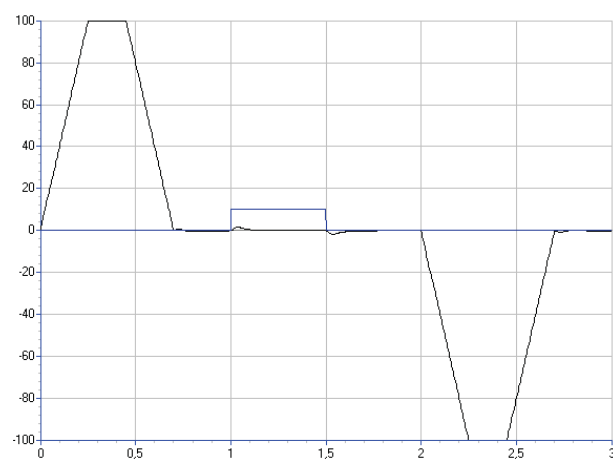
Отримані результати підтверджують, що представлений алгоритм векторного керування кутовим положенням явнополюсного СД гарантує досягнення цілей керування (4.1).

Структурна схема алгоритму керування кутовим положенням явнополюсного СД за умови неотримання інформації з датчиків струму представлена на рис. 4.12.

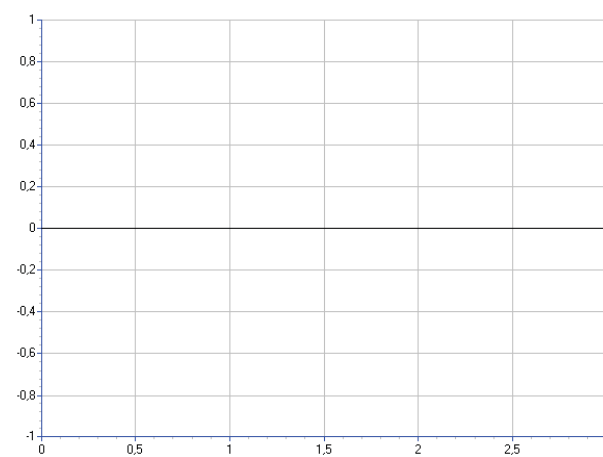
Задана траєкторія кутового
положення, рад



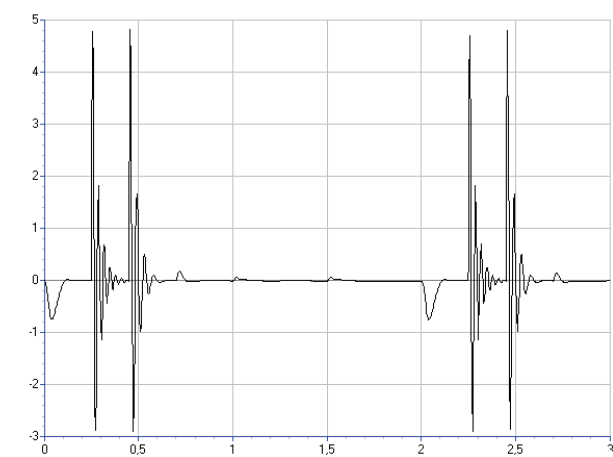
Задана кутова швидкість, рад/с, та
момент навантаження, Нм



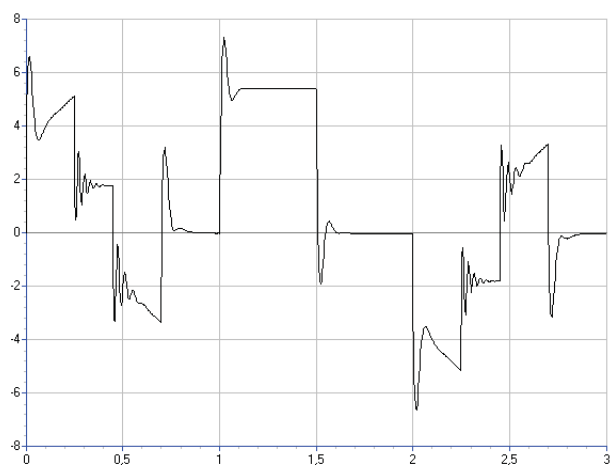
Заданий струм i_d , А



Похибка відпрацювання струму i_d , А



Заданий струм i_q , А



Похибка відпрацювання струму i_q , А

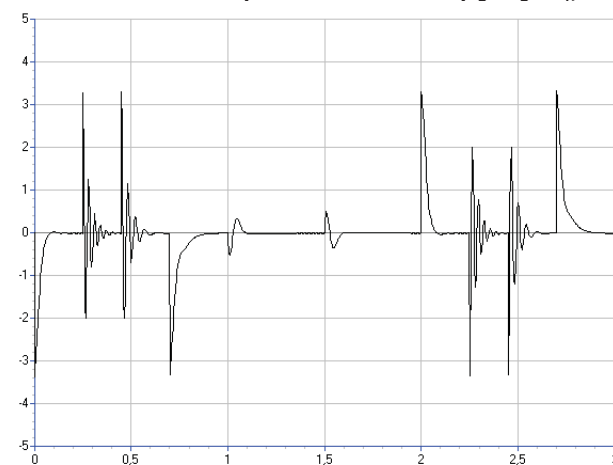


Рисунок 4.11.а – Результати моделювання алгоритму керування кутовим положенням явноплюсного СД без інформації з датчиків струму

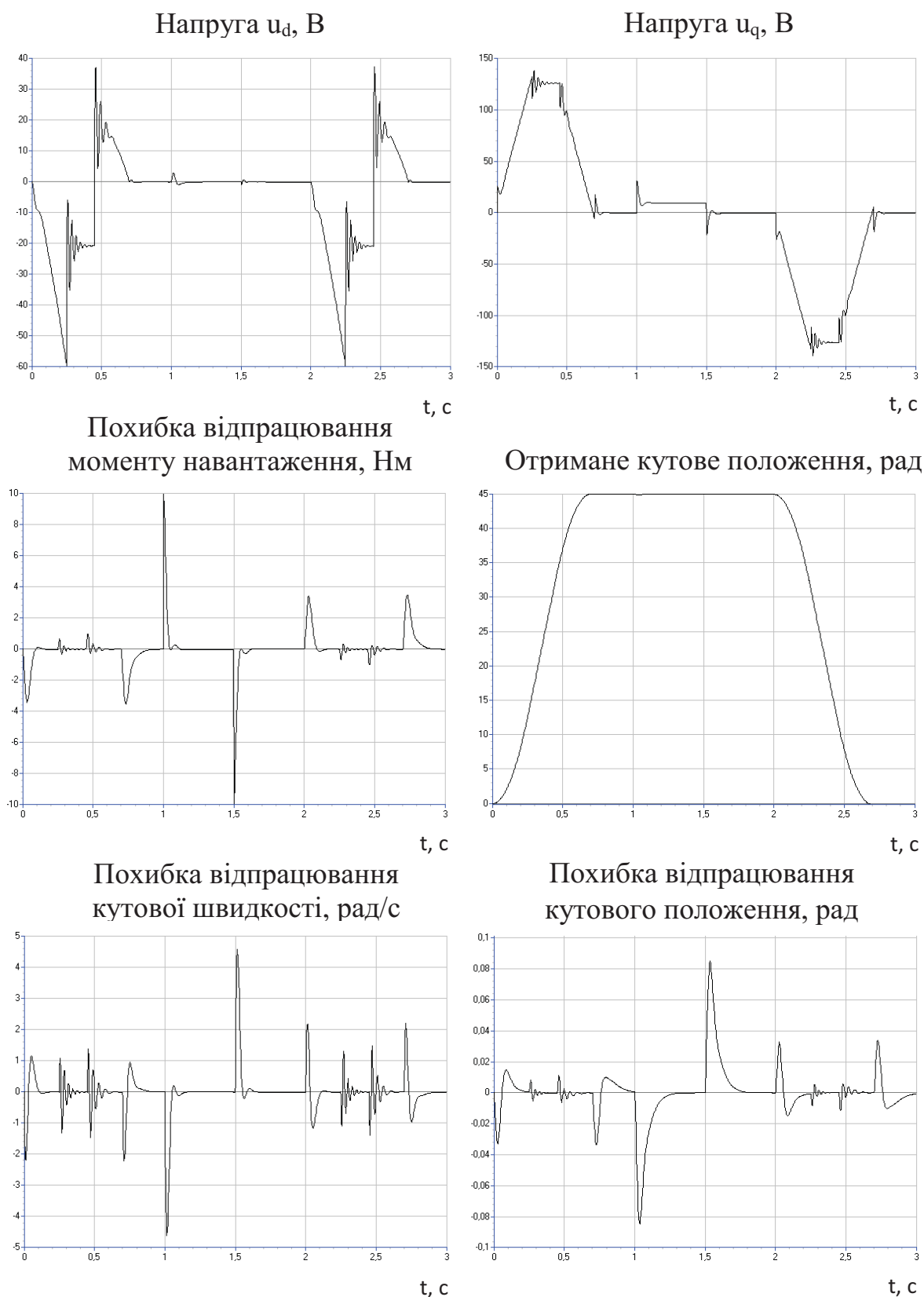


Рисунок 4.11.b – Результати моделювання алгоритму керування кутовим положенням явнополюсного СД без інформації з давачів струму

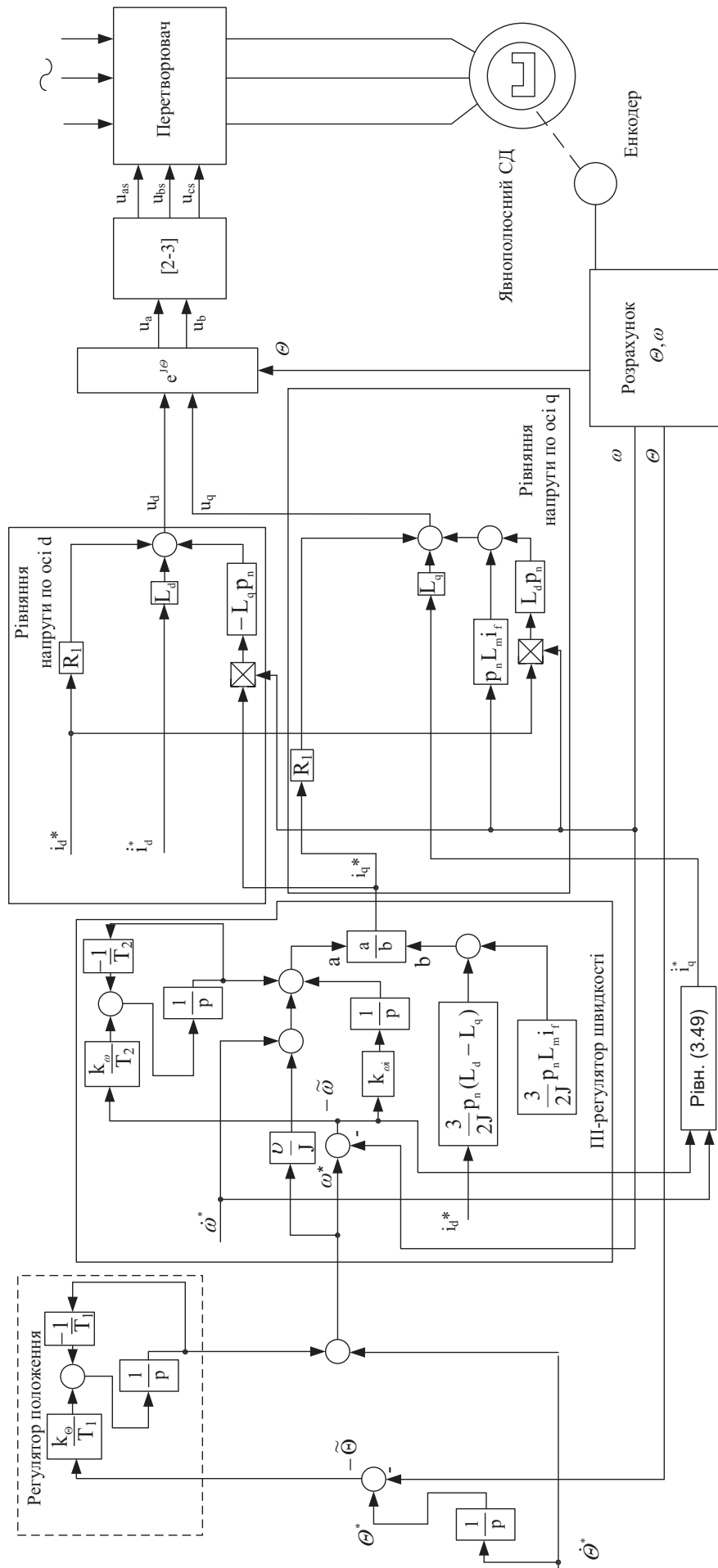


Рисунок 4.12 - Структурна схема алгоритму керування кутовим положенням явнополюсного СД за умови неотримання інформації з датчиків струму

Висновки до розділу 4

В результаті дослідження алгоритмів керування координатами та кутовим положенням СД, було встановлено, що:

1. Представлені алгоритми керування кутовим положенням СД з використанням датчиків струму забезпечують глобальне асимптотичне відпрацювання кутової швидкості та кутового положення.
2. Представлені алгоритми керування кутовим положенням СД без використання датчиків струму забезпечують досягнення поставлених цілей керування.
3. Дослідження динамічних процесів керування кутовим положенням СД шляхом моделювання підтвердило результати теоретичних розрахунків.

5 РОЗРОБКА СТАРТАП-ПРОЕКТУ

Основними потенційними замовниками даного проекту є компанії, які займаються виробництвом радіальних вентиляторів, енергомашинобудівні заводи та інші фірми, які займаються виробництвом систем вентиляції та кліматичного обладнання. У майбутньому можливе використання даної системи управління в авіоніці, насосній техніці та гідравлічних системах.

5.1 Проведення SWOT-аналізу технології

SWOT-аналіз дозволяє визначити причини неефективної або ефективної роботи фірми на будь-якому галузевому ринку. В даному розділі SWOT-аналіз проведено з метою виявлення слабких і сильних сторін введення в експлуатації технології бездавачевого керування СД. Також прийнято рішення про заходи, які потрібно провести для успішної реалізації даного введення:

SO - заходи, які необхідно провести, щоб використовувати сильні сторони технології.

WO - заходи, які необхідно провести для подолання слабких сторін і використання представлених можливостей.

ST - заходи, що використовують сильні сторони, щоб уникнути загрози.

WT - заходи, що мінімізують слабкі сторони, щоб уникнути загрози [51].

Проведений SWOT-аналіз технології представлений в табл. 5.1. Основною відмінністю даної технології від стандартних є те, що при тій же потужності вартість володіння синхронним двигуном нижча, ніж асинхронним і двигуном постійного струму. Крім того, вона вимагає меншу кількість витрат на обслуговування і експлуатацію.

Таблиця 5.1 – Матриця рішень

	Можливості (O): - Поява додаткового попиту; - Зниження вартості на матеріали і електроенергію; - Розвиток технологій в даній галузі.	Загрози (T): - Відсутність попиту на нові технології в даній галузі; - Введення додаткових вимог до патентної чистоти з боку держави; - Вплив на попит економічної ситуації в країні.
Сильні сторони (S): - Енергоефективність технології; - Більш низька вартість; - Відсутність необхідності в кваліфікованому персоналі.	- Заміщення більш дорогих аналогів, що використовуються в даний час; - Модернізація технології з метою її здешевлення.	- Проведення патентних досліджень; - Освоєння зарубіжних ринків збуту.
Слабкі сторони (W): - Великий термін виходу на ринок; - Висока вартість програмного забезпечення.	- Зекономлені кошти можна пустити на навчання наявного персоналу; - Модернізація технології виробництва для прискорення виходу на ринок.	- Розробка модульного ПО для можливості продажу тільки необхідних для споживача функцій.

5.2 Визначення ресурсної, фінансової та економічної ефективності технології

Визначення ефективності відбувається на основі розрахунку інтегрального показника ефективності наукового дослідження. Його визначення пов'язане з розрахунком двох середньозважених величин: фінансової ефективності та ресурсоефективності.

Інтегральний фінансовий показник розробки визначається за формулою

$$I_{\text{фин}} = \frac{\Phi_{\text{рі}}}{\Phi_{\text{макс}}}. \quad (5.1)$$

За аналог, в даній роботі приймаємо систему керування неявнополіусним СД з використанням датчиків. В [52] виконано дослідження планової собівартості такої системи, яка включає в себе вартість сировини, матеріалів, спеціального обладнання для експериментальних робіт, основну та додаткову заробітною плату робітникам, відшкодування на соціальні потреби та накладні трати. Розмір цієї собівартості становить 126694 грн.

Використання технології бездатчового керування дозволить знизити планову собівартість до 113119 грн. Максимальна вартість виконання проекту прийнята 148000 грн. Отже,

$$I_{\text{фин.р.}} = \frac{113119}{148000} = 0.7643,$$

$$I_{\text{фин.ан.}} = \frac{126694}{148000} = 0.856.$$

Інтегральний показник ресурсоефективності варіантів виконання об'єкту дослідження визначається як

$$I_{pi} = \sum_{i=1}^n a_i b_i. \quad (5.2)$$

Порівняльна оцінка характеристик проекту представлена в таблиці 5.2.

Таблиця 5.2 - Порівняльна оцінка характеристик

Критерії	Ваговий коефіцієнт	Проект	Аналог
Енергоефективність	0.18	5	4
Завадостійкість	0.16	4	4
Надійність	0.17	4	4
Рівень шуму	0.05	5	5
Безпека	0.15	4	4
Простота експлуатації	0.18	5	4
Ремонтопридатність	0.09	4	4
Децентралізованість	0.02	4	3
Результат	1.0	4.41	4.03

Інтегральний показник ефективності варіантів виконання розробки і аналогу визначається на основі інтегрального показнику ресурсоефективності і інтегрального фінансового показнику, згідно з [52], як

$$I_{\text{ефект}} = \frac{I_{pi}}{I_{\text{фин}}}. \quad (5.3)$$

Використовуючи формулу (5.3) було отримано наступні результати:

$$I_{\text{ефект.р.}} = \frac{I_{\text{рі.р.}}}{I_{\text{фин.р.}}} = \frac{4.41}{0.7643} = 5.77,$$

$$I_{\text{ефект.а.}} = \frac{I_{\text{рі.а.}}}{I_{\text{фин.а.}}} = \frac{4.03}{0.856} = 4.71.$$

Всі необхідні параметри для оцінки ресурсоефективності представлені в табл. 5.3.

Таблиця 5.3 – Порівняльна таблиця показників ефективності

№	Показник	Розробка	Аналог
1	Інтегральний фінансовий показник	0.7643	0.856
2	Інтегральний показник ресурсоефективності	4.41	4.03
3	Інтегральний показник ефективності	5.77	4.71
4	Порівняльна ефективність варіантів виконання	1.00	1.23

Таким чином, базуючись на визначенні ресурсозберігаючої, фінансової, бюджетної та економічної ефективності дослідження, провівши необхідний порівняльний аналіз, можна зробити висновок про перевагу розробки над аналогом, в першу чергу в силу того, що хоча в обох випадках, обладнання, що використовується, схоже за параметрами, насамперед, в ціні і технічних вимогах, однак існує принципова відмінність в технології, яка і забезпечує таку перевагу розробки.

Крім того, на підставі виконаної оцінки можна зробити висновок про те, що проект є рентабельним і ефективним для інвестицій в першу чергу тому що обслуговування не вимагає великих капіталовкладень, так як розроблена

система є автономною і, отже, фінансові вкладення є необхідними тільки на початковому етапі функціонування системи.

Висновки до розділу 5

В ході розробки стартап-проекту було виконано:

1. SWOT-аналіз технології бездавачевого керування СД, який допоміг виявити слабкі і сильні сторони введення в експлуатацію технології бездавачевого керування СД.
2. Були розраховані інтегральний фінансовий показник, інтегральний показник ресурсоефективності, інтегральний показник ефективності, які допомогли розрахувати порівняльну ефективність варіантів виконання бездавачевого керування СД та керування СД за допомогою датчиків.
3. Виконані дослідження показали перевагу розробки над аналогом.

ВИСНОВКИ

В дисертаційній роботі було синтезовано та виконано дослідження алгоритмів керування моментом, кутовою швидкістю та кутовим положенням неявнополюсного СД, явнополюсного СД та СРД з використанням давачів струму та без них шляхом моделювання. При цьому отримано наступні основні результати:

1. Більшість існуючих алгоритмів керування СД, що здатні забезпечити достатньо високі показники якості керування, базуються на вимірюванні струмів статора. Розробка алгоритмів керування СД без вимірювання струмів статора є актуальною науковою задачею, оскільки є технологічні задачі, де стандартне векторне керування є дорогим, оскільки вартість давачів струму складає значну частку вартості самого електроприводу. До таких випадків відноситься використання двигунів малої потужності, при керуванні якими не вимагаються високі динамічні показники, а є необхідним є точне керування положенням або швидкістю. Бездавачеве векторне керування положенням або швидкістю СД дозволить знизити витрати на систему керування двигуном.
2. Представлені алгоритми керування моментом неявнополюсного та явнополюсного СД без використання датчиків струму забезпечують досягнення поставлених цілей керування. Таким чином були підтверджені теоретичні висновки про досягнення цілей керування моментом, кутовою швидкістю і кутовим положенням.
3. Статичні і динамічні показники якості керування моментом, кутовою швидкістю та кутовим положенням без вимірювання струмів статора, при використанні алгоритмів керування синтезованих відповідно до принципу пасивності, не гірші показників якості класичного векторного керування з вимірюванням струмів.
4. Представлений алгоритми керування моментом СРД без використання датчиків струму досягає відпрацювання траєкторії заданого моменту,

проте в усталеному режимі є наявна коливальність системи. Використання регулятора швидкості в алгоритмі бездавачевого відпрацювання швидкості СРД дозволило уникнути проблеми коливальності при відпрацюванні заданих змінних.

5. Отримані результати моделювання підтвердили, що представлені алгоритми векторного керування СД можуть бути використані для побудови високоякісних уніфікованих регуляторів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. S. Vaez-Zadeh. Control of Permanent Magnet Synchronous Motors. - Oxford Press. - 2018. – P. 18-26.
2. Pellegrino, Gianmario. The rediscovery of synchronous reluctance and ferrite permanent magnet motors: tutorial course notes. - Springer. - 2016.
3. Boldea, Ion. Synchronous generators. - CRC press. - 2015.
4. Kostko, J.K. Polyphase reaction synchronous motors. // J. Am. Inst. Electr. Eng. - 1923. – P. 1162–1168.
5. Staton D. A., Miller T. J. E., Wood, S. E. Maximising the saliency ratio of the synchronous reluctance motor. // IEE Proceedings-Бю. – 1993. - P. 249–259.
6. Haataja, J. A comparative performance study of four-pole induction motors and synchronous reluctance motors in variable speed drives. Acta Universitatis Lappeenrantaensis. // Dissertation. - Lappeenranta University of Technology. – 2003.
7. 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). - Kremenchuk, Ukraine. – 2020. - P. 498-501.
8. P. V. Kokotovic. The joy of feedback: nonlinear and adaptive. // Control Systems Magazine. – 1992. - P. 7-17.
9. R. Ortega, A. Loria, P. J. Nicklasson, H. Sira-Ramires. Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems. - Springer Verlag N.Y. - 1998.
10. C. Willems. The Analysis of Feedback Systems. - The M II Press. - 1971.
11. A. Desoer, Vadyasagar. Feedback Systems: Input – Output Properties. - Academic Press N.Y. - 1975.
12. A. Van der Shaft. L2 – gain and Passivity Technique in Nonlinear Control. - Springer Verlag N.Y. - 1996.

13. C. I. Byrnes, A. Isidori, J. C. Willems. Passivity, feedback equivalence and global stabilization of minimum phase nonlinear systems. // IEEE Trans. On Automatic Control. - Vol.36. - No.11. - Nov. 1991. - P.1228-1240.
14. P. Moylan, B. Anderson. Nonlinear regulator theory and an inverse optimal control problem. // IEEE Trans. on Automatic Control. – 1973. - P. 460-465.
15. R. Ortega and M. Spong. Adaptive motion control of rigid robots: a tutorial. // Automatica. - 1989. - P. 877-888.
16. M. Galas, R.Ortega, A.Bazanella, A.Stankovic. An energy-shaping approach to excitation control of synchronous generators. // Amer. Control Conf. - Arlington, VA. - June 2001.
- 17.V. Petrovic, R. Ortega, A. Stankovic. A globally convergent energy-based controller for PM synchronous motors. // IEEE Trans. On Control Syst. Technology. - Dec. 7-10, 1999.
18. P. J. Nicklasson, R. Ortega, G. Espinoza-Perez. Passivity-based control of a class of Blondel-Park transformable electric machines. // IEEE Trans. Autom. Contr. - Vol.42. - No.5. - May 1997. - P. 629-647.
19. R. Marino, P. Tomei. Nonlinear Control Design: Geometric, Adaptive and Robust. // Englewood Cliffs. - NJ: Prentice-Hall. -1996.
20. F. Blaschke. The principle of field orientation applied to the new transvector closedloop control system for rotating field machines. // Siemens-Rev. - Vol. 39. - 1972. - P. 217-220.
21. D. Kim, I. Ha, M. Ko. Control of induction motors via feedback linearization with input-output decoupling. // International Journal of Control. - Vol. 51. - No. 4. - 1990. - P. 863-883.
22. R. Ortega, P. J. Nicklasson and G. Espinosa. On speed control of induction motors. // Automatica. - Vol. 32. - No. 3. - 1996. - P. 455-460.

23. I. Kanellakopoulos, P. Krein, F. Disilvestro. Nonlinear flux-observer based control of induction motor. // Proc. American Control Conf. 1992. - Chicago, USA. - 1992.
24. J. Hu, D. M. Dawson, P. Vedagarbha. A singularity free position tracking controller for induction motors: Theory and experiments. // Proc. 4 the IEEE Conf. on Control Application. – USA. - 1995. - P. 985-990.
25. Lin C.H., Hwan C.C. High Performances Design of a Six-Phase Synchronous Reluctance Motor Using Multi-Objective Optimization with Altered Bee Colony Optimization and Taguchi Method. // Energies 2018. - P. 2716.
26. Howard E., Kamper M.J., Gerber S. Asymmetric Flux Barrier and Skew Design Optimization of Reluctance Synchronous Machines. // IEEE Trans. Ind. Appl. 2015. - P. 3751–3760.
27. S. Peresada, Y. Nikonenko, V. Reshetnyk. Adaptive speed control and self-commissioning of the surface mounted permanent magnet synchronous motors. // 2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON). - Lviv, Ukraine. – 2019. - P. 388-394.
28. S. Ichikawa, M. Tomita, S. Doki, S. Okuma. Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motors Based on Extended EMF Models Considering Magnetic Saturation With Online Parameter Identification. // IEEE Transactions on Industry Applications. - vol. 42. - no. 5. - Sept.-Oct. 2006. - P. 1264-1274.
29. A. Yousefi-Talouki, P. Pescetto, G. Pellegrino. Sensorless Direct Flux Vector Control of Synchronous Reluctance Motors Including Standstill, MTPA, and Flux Weakening. // IEEE Transactions on Industry Applications. - vol. 53. - no. 4. - July-Aug. 2017. - P. 3598-3608.
30. W. Leonhard. Control of Electrical Drives. // Springer 2001. – P. 241.
31. B. Bose. Power Electronics and Motor Drives. // Advances and Trends. - Elsevier 2010.

32. Krishnan, Ramu. Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives. - CRC press. - 2017.
33. T. Aihara, A. Toba, T. Yanase, A. Mashimo, K. Endo. Sensorless Torque Control of Silient Pole Synchronous Motor at Zero-Speed Operation. // IEEE Trans. On Energy Conversion. – 1999. – Vol. 14, №1.
34. D. Griener, R. Mende, J.P. Louis. Comparison of Several Control Strategies for D.C. Brushless Drives. // IECON-94. – 1994. – V. 3 – P. 20-25.
35. T. Song, M.F. Rahman, K.W. Lim, M.A. Rahman. A Singular Oerturbation Approach to Sensorless Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive. // IEEE Trans. On Energy Conversion. – Vol. 14, №4. – 1999. – P. 1359-1365.
36. Der-Fa Chen, Tian-Hua Liu. Design and Implementation for a Novel Matrix PMSM Drive System. // IECON-99. – P. 16.
37. Seung-Ki Sul. Control of Electric Machine Drive Systems. // IEEE PRESS. –2011. – P. 257-262.
38. Cupertino F., Pellegrino G., Gerada C. Design of Synchronous Reluctance Motors with Multiobjective Optimization Algorithms. // IEEE Trans. Ind. Appl. 2014. – P. 3617–3627.
39. B. H. Bae. Implementation of sensorless vector control for super-high speed PMSM of turbocompressor. // IEEE Trans. Ind. Appl. - Vol. 39, No. 3. - May/June 2003. - P. 811–818.
40. Y. C. Son. Sensorless operation of permanent magnet motor using direct voltage sensing circuit. // Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. - 2002.
41. G. Wang. Enhanced Position Observer Using Second-Order Generalized Integrator for Sensorless Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drives. // IEEE Transactions on Energy Conversion. - Vol. 29, no. 2. - June 2014. - P. 486-495.

42. Tap A., Xheladini L., Yilmaz M., Imeryuz M., Asan T., Ergene L.T. Comprehensive design and analysis of a PMSynRM for washing machine applications. // IET Electr. Power Appl. 2018. – P. 1311–1319.
43. Ilić-Spong M., Marino R., Peresada S. and Taylor D. G. Nonlinear control of switched reluctance motors in robotic applications // Proc. Conf. On Applied Motion Control'86. –Minneapolis, USA. –June 1986. – P. 129–136.
44. Ilić-Spong M., Marino R., Peresada S. and Taylor D. G. A feedback linearizing control for direct drive robots with switched reluctance motors. // Proc. of the IEEE Conf. on Decision and Control – CDC'86. –Athens, Greece. – Dec. 1986. – P. 388–406.
45. M. Schroedl, P. Weinmeier. Sensorless control of reluctance machines at arbitrary operating conditions including standstill. // IEEE Transactions on Power Electronics. - Vol. 9. - no. 2. – 1994. - P. 225-231.
46. X. Dianguo, J. Xinhai, C. Wei. Sensorless control of synchronous reluctance motors. // IEEE Transportation Electrification Conference and Expo. - Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), Harbin. – 2017. - P. 1-4.
47. M. G. Jovanovic, R. E. Betz, D. Platt. Sensorless vector controller for a synchronous reluctance motor. // IEEE Transactions on Industry Applications. - vol. 34. - no. 2. - Mar/Apr 1998. - P. 346-354.
48. Seog-Joo Kang, Jung-Ik Ha, Seung-Ki Sul. Position controlled synchronous reluctance motor without rotational transducer. // Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242), St. Louis, MO, USA. - vol.1. – 1998. - P. 671-676.
49. Ming-Tsan Lin, Tian-Hua Liu. Sensorless synchronous reluctance drive with standstill starting. // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. - vol. 36. - no. 4. - Oct 2000. - P. 1232-1241.

50. O.S. Bogosyan, M. Gokasan, E. M. Jafarov. A Sliding Mode Position Controller for a Nonlinear Time-Varying Motion Control System . // IECON-99. – P. 4.
51. Y.S. Lu, J.S. Chen. Design of a Global Sliding Mode Controller for a Motor Drive with Bounded Control.// Int. J. Control.– Vol. 62. - № 5. – 1999. - P. 1001-1019.
52. J.K. Seok, J.S. Kim, S.K. Sul. Overmodulation Strategy for High-Performance Torque Control. // IEEE Trans. Of Power Electronics. – 1998. – Vol. 13, №4. – P. 1-7.
53. R. Sepulchre, M. Jankovic and P. Kokotovic. Constructive Nonlinear Control. - Berlin: Springer-Verlag. - 1997.
54. Ringostat Blog. SWOT-анализ. // [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу <https://blog.ringostat.com/ru/swot-analiz-chto-eto-takoe-gde-ego-ispolzuyut-primery/#:~:text=SWOT-анализ%20—%20это%20метод%20стратегического%20планирования%20в%20бизнесе%20С%20который,также%20ее%20возможности%20и%20угрозы> ы.
55. Омаров Амир Казиевич. Проектирование наблюдателя полного порядка в составе векторной системы управления синхронным приводом с постоянными магнитами. – Томск. - 2019 г. - Ст. 122-124.

Додаток А

Параметри досліджуваних двигунів

Параметри СРД від АВВ з найменуванням M3AL 90LA 4 IMB3/IM1001, що використовувався для дослідження алгоритмів керування моментом, кутовою швидкістю двигуна, та кутовим положенням двигуна, представлені в табл. А.1.

Таблиця А.1 – Параметри досліджуваного СРД

Номінальна напруга, В	380 В
Номінальна потужність, кВт	2.2
Номінальний струм, А	5.6
Номінальна швидкість $n_{\text{ном}}$, об/хв	3000
Максимальна швидкість n_{max} , об/хв	4200
Номінальний момент, Нм	7
Кількість пар полюсів	2
ККД, η	85.9 %
Опір статора, R_1	1.67 Ом
Коефіцієнт тертя загальної системи, b	$22.14 \cdot 10^{-4}$ Нм·с
Загальний момент інерції, J	$231.2 \cdot 10^{-5}$ кг·м ²
Індуктивність ротора по осі d, L_d	$180 \cdot 10^{-3}$ Гн
Індуктивність ротора по осі q, L_q	$35 \cdot 10^{-3}$ Гн

У таблиці А.2 перераховані всі відповідні параметри, які необхідні для дослідження алгоритмів керування моментом, швидкістю та положенням досліджуваного неявнополюсного СД.

Таблиця А.2 - Параметри досліджуваного неявнополюсного СД

Номінальна потужність, кВт	3
Номінальний струм, А (RMS)	5.4
Номінальна швидкість, рад/с	220
Номінальний момент, Нм	13.6
Коефіцієнт в'язкого тертя ν , Нм(с/рад)	0.033
Опір статора R_1 , Ом	1.7
Загальний момент інерції СРД J , кг·м ²	$155 \cdot 10^{-4}$
Індуктивність L_1 , Гн	$44.5 \cdot 10^{-3}$
Кількість пар полюсів, p_n	2
Потік постійних магнітів ψ_m , Вб	0.615

У таблиці А.3 перераховані всі відповідні параметри, які необхідні для дослідження алгоритмів керування моментом, швидкістю та положенням досліджуваного явнополюсного СД під назвою NORD 100T2/4.

Таблиця А.3 – Параметри досліджуваного явнополюсного СД

Номінальна потужність, кВт	3
Номінальний струм, А (RMS)	5.4
Номінальна швидкість, рад/с	220
Номінальний момент, Нм	13.6
Коефіцієнт в'язкого тертя ν , Нм(с/рад)	0.033
Опір статора, R_1	1.7 Ом
Загальний момент інерції СРД, J	$155 \cdot 10^{-4}$ кг·м ²
Індуктивність по осі d, L_d	$31 \cdot 10^{-3}$ Гн
Індуктивність по осі q, L_q	$58 \cdot 10^{-3}$ Гн
Кількість пар полюсів, p_n	2
Потік постійних магнітів, ψ_m	0.615 Вб