

**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

_____ Сергій КОВБАСА
(підпис)

“ ____ ” _____ 20__ р.

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

Адаптивна система векторного керування одноланковим маніпулятором на основі
синхронного електроприводу

Виконав: студент 2 курсу, групи ЕП-41мп

_____ Черненко Олександр Андрійович _____
(прізвище, ім'я, по батькові) (підпис)

Науковий керівник докт. техн. наук, проф. Пересада Сергій Михайлович _____
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ім'я, по-батькові) (підпис)

Консультант _____
(назва розділу) (посада, науковий ступінь, вчене звання, , прізвище, ім'я, по-батькові) (підпис)

Рецензент доцент, к.т.н., Коваленко Михайло Анатолійович _____
(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище, ім'я, по-батькові) (підпис)

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

Студент _____
(підпис)

Київ – 2025 р.

ВІДОМІСТЬ МАГІСТЕРСЬКОЇ ДИСЕРТАЦІЇ

№ з/п	Формат	Позначення	Найменування	Кількість листів	Примітка
1	A4	141.0014.014.МД	Завдання на дипломний проект	2	
2	A4	141.0014.014.МД	Пояснювальна записка	117	
3	A1	141.0014.014.МД	Структурна схема системи векторного керування кутовою швидкістю СДПМ	1	
4	A1	141.0014.014.МД	Структурна схема уніфікованого векторного керування кутового положення СДПМ	1	
5	A1	141.0014.014.МД	Структурна схема адаптивного керування одноланковим маніпулятором з використанням синхронного двигуна	1	
6	A1	141.0014.014.МД	Графіки перехідних процесів керування швидкістю	1	
7	A1	141.0014.014.МД	Графіки перехідних процесів керування положенням	1	
8	A1	141.0014.014.МД	Графіки перехідних процесів адаптивної системи керування	1	

				141.0014.014.МД		
	ПІБ	Підп.	Дата			
Розробн.	Черненко О.А.			Адаптивна система векторного керування одноланковим маніпулятором на основі синхронного електроприводу Відомість магістерської дисертації	Лист	Листів
Керівн.	Пересада С.М.				2	117
Консульт.					КПІ ім. Ігоря Сікорського Каф. АЕМС-ЕП Гр. ЕП-41мп	
Н/контр.						
Зав.каф.	Ковбаса С.М.					

Пояснювальна записка до магістерської дисертації

на тему: «Адаптивна система векторного керування одноланковим
маніпулятором на основі синхронного електроприводу»

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

Факультет електроенерготехніки та автоматики

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

Рівень вищої освіти – другий (магістерський)

Спеціальність – 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

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

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Сергій КОВБАСА
(підпис)

«__» _____ 20__ р.

ЗАВДАННЯ

на магістерську дисертацію студенту

Черненку Олександрю Андрійовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації Адаптивна система векторного керування одноланковим маніпулятором на основі синхронного електроприводу, _____

науковий керівник дисертації д.т.н., проф. Пересада Сергій Михайлович,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

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

2. Строк подання студентом дисертації _____

3. Об'єкт дослідження процеси керування електромеханічної системи з одноланковим маніпулятором, яка приводиться в рух синхронним двигуном з постійними магнітами

4. Вихідні дані Номинальні параметри двигуна : потужність 80 Вт; кутова швидкість ; момент ; частота 50 Гц; напруга 24 В; струм 2 А; активний опір статора 2 Ом; індуктивність статора 2 мГн; потік постійних магнітів 0.012 Вб; момент інерції 0.0014 кг·м²; число пар полюсів 21.

5. Перелік завдань, які потрібно розробити 1.Провести аналітичний огляд сучасних методів керування одноланковими маніпуляторами та роботи

СДПМ. 2. Скласти систему векторного керування швидкістю СДПМ та дослідити її характеристики. 3. Зібрати систему векторного керування кутовим положенням СДПМ та оцінити її динаміку. 4. Розробити алгоритм керування кутовим положенням маніпулятора за умов відомих параметрів. 5. Синтезувати адаптивну систему керування з оцінюванням невідомих масо-інерційних параметрів і перевірити її працездатність. 6. Провести експериментальні дослідження роботи системи векторного керування СДПМ. 7. Розробити стартап-проект для практичної реалізації адаптивної системи керування маніпулятором з СДПМ.

6. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу 1. Структурна схема системи векторного керування кутовою швидкістю СДПМ; 2. Структурна схема уніфікованого векторного керування кутового положення СДПМ; 3. Структурна схема адаптивного керування одноланковим маніпулятором з використанням синхронного двигуна; 4. Графіки перехідних процесів керування швидкістю; 5. Графіки перехідних процесів керування положенням; 6. Графіки перехідних процесів адаптивної системи керування.

7. Орієнтовний перелік публікацій Пересада С.М., Ніконенко Є.О., Черненко О.А., Мельник А.В. Робастність систем покращеного векторного керування асинхронними двигунами // Технічна електродинаміка. – 2026.

8. Консультанти розділів проекту*

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

*Якщо визначені консультанти. Консультантом не може бути зазначено наукового керівника магістерської дисертації.

9. Дата видачі завдання 1 вересня 2025 р.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Строк виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Аналітичний огляд систем керування одноланковими маніпуляторами	15 вересня 2025 р.	
2	Алгоритм векторного керування швидкістю СДПМ	6 жовтня 2025 р.	
3	Алгоритм векторного керування положенням СДПМ	20 жовтня 2025 р.	
4	Розробка алгоритму керування кутовим положенням за умов відомих параметрів	27 жовтня 2025 р.	
5	Синтез адаптивної системи відпрацювання положення	10 листопада 2025 р.	
6	Експериментальне дослідження системи векторного керування синхронного двигуна з постійними магнітами	24 листопада 2025 р.	
7	Розроблення стартап-проекту	1 грудня 2025 р.	
8	Оформлення пояснювальної записки	8 грудня 2025 р.	

Студент

(підпис)

Олександр ЧЕРНЕНКО

Науковий керівник дисертації

(підпис)

Сергій ПЕРЕСАДА

РЕФЕРАТ

Магістерська дисертація виконана на 117 сторінках, містить 7 розділів, 47 рисунків, 15 таблиць, 6 аркушів графічної частини, 51 джерел.

Мета магістерської дисертації – розробка нового адаптивного алгоритму керування кутовим положення одноланкового маніпулятора з невідомими масо-інерційними характеристиками, який забезпечує асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії кутового положення і оцінювання залежних від невідомої маси, що транспортується, моменту інерції та моменту збурення.

При виконанні даної дисертації було проведено аналітичний огляд сучасних методів керування одноланковими маніпуляторами; розроблено математичні моделі системи векторного керування швидкістю синхронного двигуна і системи керування кутовим положенням; синтезовано алгоритм керування положенням при відомих параметрах; розроблено та досліджено адаптивну систему керування кутовим положенням з оцінюванням параметрів навантаження; проведено моделювання та експериментальні дослідження роботи системи та розроблено стартап-проект.

ОДНОЛАНКОВИЙ МАНІПУЛЯТОР, АДАПТИВНЕ КЕРУВАННЯ, СИНХРОННИЙ ДВИГУН З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ (СДПМ), ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ, КЕРУВАННЯ ПОЛОЖЕННЯМ, МАСО-ІНЕРЦІЙНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ.

					141.0014.014.МД		
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата	Адаптивна система векторного керування одноланковим маніпулятором на основі синхронного електроприводу Реферат		
Розроб.		Черненко О.А.					
Перевір.		Пересада С.М.					
Н. Контр.							
Затверд.		Ковбаса С.М.			Літ. Арк. Акрушів		
					7 117		
					НТУУ "КПІ ім. Ігоря Сікорського", ФЕА, каф. АЕМС-ЕП, гр. ЕП-41мп		

SUMMARY

The master's thesis consists of 117 pages, contains 7 chapters, 47 figures, 15 tables, 6 sheets of graphic material, and 51 sources.

The purpose of the master's thesis is to develop a new adaptive control algorithm for the angular position of a single-link manipulator with unknown mass-inertia characteristics, which ensures asymptotic tracking of a given angular position trajectory and estimation of the moment of inertia and disturbance torque, which are dependent on the unknown transported mass.

During the execution of this thesis, an analytical review of modern control methods for single-link manipulators was conducted; mathematical models of the synchronous motor vector speed control system and the angular position control system were developed; a position control algorithm with known parameters was synthesized; an adaptive angular position control system with load parameter estimation was developed and investigated; simulation and experimental studies of the system's operation were performed, and a startup project was developed.

SINGLE-LINK MANIPULATOR, ADAPTIVE CONTROL, PERMANENT
MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR (PMSM), VECTOR CONTROL,
POSITION CONTROL, MASS-INERTIA CHARACTERISTICS.

					<i>141.0014.014.MД</i>			
	<i>Letter</i>	<i>Nº of doc</i>	<i>Sing.</i>	<i>Date</i>				
<i>Devel.</i>	<i>O. Chernenko</i>				Adaptive vector control system for a single-link manipulator based on a synchronous electric drive Summary	<i>L</i>	<i>Page</i>	<i>Pages</i>
<i>Checked</i>	<i>S. Peresada</i>						<i>8</i>	<i>117</i>
						<i>NTUU "KPI them Igor Sikorsky", FEA, dep. ESA-ED, EP-41mp</i>		
<i>N. Contr.</i>								
<i>Approvad.</i>	<i>S. Kovbasa</i>							

ЗМІСТ

Перелік умовних позначень	12
Вступ.....	14
1 Аналітичний огляд систем керування одноланковими маніпуляторами	17
1.1 Використання СДПМ у системах керування одноланковими маніпуляторами	18
1.2 Класичні методи керування одноланковими маніпуляторами	19
1.3 Робастні системи керування.....	20
1.4 Адаптивні методи керування	21
1.5 Ідентифікація параметрів приводу	23
1.6 Електроприводи та датчики в системах керування маніпуляторами	24
1.7 Методи отримання та фільтрації кутової швидкості.....	26
1.8 Висновки до розділу 1	27
2 Алгоритм векторного керування швидкістю синхронного двигуна з постійними магнітами.....	29
2.1 Новий алгоритм векторного керування швидкістю СДПМ.....	30
2.1.1 Узагальнений алгоритм керування кутовою швидкістю	31
2.1.2 Алгоритм векторного керування швидкістю СДПМ з врахуванням динаміки контурів регулювання струмів.....	34
2.2 Дослідження алгоритму керування кутовою швидкістю.....	36
2.3 Висновки до розділу 2	40
3 Алгоритм векторного керування положенням синхронного двигуна з постійними магнітами.....	41
3.1 Алгоритм векторного керування положенням СДПМ	41
3.2 Дослідження алгоритму керування положенням.....	45
3.3 Висновки до розділу 3	48

4	Розробка алгоритму керування кутовим положенням маніпулятора за умов відомих параметрів	49
4.1	Дослідження динаміки системи при відомих параметрах.....	52
4.2	Дослідження регулятора при невідомій масі	53
4.3	Висновки до розділу 4	54
5	Синтез адаптивної системи відпрацювання положення	56
5.1	Дослідження динаміки адаптивної системи керування при оцінюванні маси	61
5.2	Дослідження адаптивної системи керування при оцінюванні моменту інерції.....	62
5.3	Дослідження адаптивної системи керування при оцінюванні маси та моменту інерції	63
5.4	Дослідження адаптивної системи для струмового керування синхронною машиною	64
5.5	Ідентифікація параметрів маніпулятора	68
5.6	Висновки до розділу 5	70
6	Експериментальне дослідження системи векторного керування синхронного двигуна з постійними магнітами	71
6.1	Опис експериментальної установки	71
6.2	Дослідження та обробка сигналів давача положення	75
6.3	Експериментальне визначення параметрів двигуна	83
6.4	Налаштування контуру регулювання струмів	85
6.5	Налаштування системи керування швидкістю для невідомого моменту інерції.....	87
6.6	Налаштування системи керування положенням	91
6.7	Налаштування системи керування положенням промисловим маніпулятором	96

	11
6.8 Висновки до розділу 6	99
7 Розроблення стартап-проекту	100
7.1 Опис ідеї проекту	100
7.2 Технологічний аудит ідеї проекту	101
7.3 Аналіз ринкових можливостей	102
7.4 Розроблення ринкової стратегії	104
7.5 Розроблення маркетингової програми	106
7.6 Висновки до розділу 7	108
Загальні висновки.....	110
Список використаних джерел	112

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

ω	— кутова швидкість ротора;
ω_2	— кутова швидкість робочого органу;
ω^*	— задана кутова швидкість двигуна;
$\dot{\omega}^*$	— перша похідна від заданої кутової швидкості двигуна;
ω_2^*	— задана кутова швидкість робочого органу;
$\tilde{\omega}$	— похибка відпрацювання швидкості двигуна;
$\tilde{\omega}_2$	— похибка відпрацювання швидкості робочого органу;
θ	— кутове положення ротора;
θ_2	— кутове положення робочого органу;
θ^*	— задане кутове положення двигуна;
$\dot{\theta}^*$	— перша похідна від заданого кутового положення двигуна;
$\ddot{\theta}^*$	— друга похідна від заданого кутового положення двигуна;
θ_2^*	— задане кутове положення робочого органу;
$\tilde{\theta}$	— похибка відпрацювання положення двигуна;
$\tilde{\theta}_2$	— похибка відпрацювання положення робочого органу;
J_d	— момент інерції двигуна;
$\hat{J}_\Sigma$	— оцінений момент інерції;
J_Σ	— сумарний момент інерції;
l	— довжина маніпулятора;
m	— маса, яка транспортується;
$\hat{m}$	— оцінена маса, яка транспортується;
p_n	— кількість пар полюсів;
M	— електромагнітний момент двигуна;
Ψ	— модуль потокозчеплення статора;
$ I $	— модуль струму статора;
$ U $	— модуль напруги статора;

- $(a - b)$ – позначення стаціонарної системи координат;
- $(d - q)$ – позначення системи координат ротора;
- u_a, u_b – компоненти вектора напруги статора, виражені в системі координат $(a - b)$;
- u_d, u_q – компоненти вектора напруги статора, виражені в системі координат $(d - q)$;
- i_a, i_b – компоненти вектора струму статора, виражені в системі координат $(a - b)$;
- i_d, i_q – компоненти вектора струму статора, виражені в системі координат $(d - q)$;
- i_d^*, i_q^* – задані значення компоненти вектора струму статора, які виражені в системі координат $(d - q)$;
- $\tilde{i}_d, \tilde{i}_q$ – похибки відпрацювання компонентів вектора струму статора в системі координат $(d - q)$;
- k_m – коефіцієнт моменту;
- L_m – індуктивність намагнічування;
- i_f – струм постійних магнітів;
- ω_0 – власна частота коливань;
- α – амплітуда коливань;
- $[3 \rightarrow 2]$ – матриця перетворення трифазних змінних до двофазних;
- $[2 \rightarrow 3]$ – матриця перетворення двофазних змінних до трифазних;
- k_i – пропорційна складова ПІ-регулятора струму;
- k_{ii} – інтегральна складова ПІ-регулятора струму;
- k_ω – пропорційна складова ПІ-регулятора швидкості;
- $k_{\omega i}$ – інтегральна складова ПІ-регулятора швидкості;
- k_θ – пропорційна складова ПІ-регулятора положення;
- P_a – активна потужність двигуна;
- СДПМ – синхронний двигун з постійними магнітами;

ВСТУП

Актуальність теми. Сучасні мехатронні та робототехнічні системи широко застосовуються в промисловості, авіакосмічній галузі, медицині та побуті. Забезпечення високоточного керування рухом маніпуляторів у режимах змінних масо-інерційних навантажень є важливою науково-технічною задачею.

Електроприводи таких маніпуляторів, що здебільшого базуються на векторно-керованих синхронних двигунах з постійними магнітами (СДПМ), зазвичай проектуються з припущенням про відомі та постійні параметри. Використання класичних алгоритмів керування (наприклад, ПІ-регуляторів) з наперед визначеними налаштуваннями в умовах такої параметричної невизначеності призводить до деградації динамічних показників, погіршення точності позиціонування, а в деяких випадках – до втрати стійкості.

Саме тому розробка методів та синтез на їх основі алгоритмів адаптивного керування електромеханічними системами маніпуляторів, які забезпечують асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій та одночасне оцінювання невідомих параметрів навантаження, є актуальною науково-прикладною задачею.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Тематика роботи відповідає сучасним напрямкам досліджень у галузі електромеханічних систем, пов'язаних із розробленням адаптивних алгоритмів керування та підвищенням точності позиціонування за умов невизначених параметрів навантаження.

Мета роботи. Метою даного дослідження є підвищення динамічних властивостей електромеханічних систем керування рухом одноланкових маніпуляційних систем шляхом розробки нових алгоритмів керування кутовим положенням за рахунок використання методів робастного і адаптивного керування.

Для досягнення поставленої мети вирішувалися такі основні задачі:

1. Аналітичний огляд сучасних методів керування одноланковими маніпуляторами та особливостей роботи електроприводів.
2. Розроблення математичні моделі системи векторного керування синхронним двигуном і системи керування кутовим положенням.
3. Синтез робастних алгоритмів керування положенням при відомих параметрах навантаження та дослідити його динамічні властивості.
4. Синтез та дослідження адаптивної системи керування кутовим положенням з оцінюванням механічних параметрів маніпулятора.
5. Дослідження динамічних властивостей розроблених систем шляхом моделювання і на експериментальних установках.

Об'єктом дослідження є процеси керування електромеханічної системи з одноланковим маніпулятором, яка приводиться в рух синхронним двигуном з постійними магнітами.

Предметом дослідження є методи адаптивного і робастного керування кутовим положенням маніпуляційної системи за умов невідомих масо-інерційних характеристик.

Методи дослідження. При вирішенні поставлених задач у роботі використовувалися такі методи сучасної теорії керування, як: адаптивне керування, математичне моделювання, векторне керування синхронною машиною, цифрова фільтрація сигналів, а також експериментальні дослідження.

Науково-технічна новизна отриманих результатів:

1. Розроблено новий робастний до зовнішніх завад алгоритм відпрацювання кутового положення СДПМ.
2. Синтезовано адаптивний алгоритм керування кутовою швидкістю і кутовим положенням одноланкового маніпулятора з СДПМ, який забезпечує оцінювання невідомих масо-інерційних параметрів навантаження та асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії кутового положення за умов відомих і невідомих параметрів маси та моменту інерції.

3. Результати досліджень моделюванням і на створеній експериментальній установці підтверджують ефективність запропонованих теоретичних результатів.

Практичне значення отриманих результатів полягає у розвитку теоретичної бази для розробки робастних і адаптивних систем керування одноланковими маніпуляторами з СДПМ, а також у створенні технічних та програмних засобів для їх дослідження і практичної реалізації. При виконанні роботи отримано наступні практичні результати:

1. Розроблений адаптивний алгоритм керування кутовим положенням маніпулятора з оцінюванням невідомих масо-інерційних параметрів навантаження забезпечує ефективну компенсацію невизначеностей і може бути застосований у промислових робототехнічних системах.

2. Синтезований новий робастний алгоритм керування кутовою швидкістю і положенням підвищує точність відпрацювання заданих траєкторій в умовах дії завад вимірювання.

3. Розроблена експериментальна установка, яка може використовуватись для широкого плану задач керування синхронними електроприводами.

Апробація результатів дисертації. Пересада С.М., Ніконенко Є.О., Черненко О.А., Мельник А.В. Робастність систем покращеного векторного керування асинхронними двигунами // Технічна електродинаміка. – 2026.

Структура та обсяг дисертації. Дана магістерська дисертація складається з вступу, 7 розділів, висновків, списку використаної літератури та 2 додатків. Повний обсяг дисертації складає 117 сторінок, містить 47 рисунків, 15 таблиць, 6 аркушів графічної частини та 51 джерел.

1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ОДНОЛАНКОВИМИ МАНІПУЛЯТОРАМИ

Системи керування маніпуляторами посідають центральне місце в сучасній робототехніці, оскільки визначають точність, швидкодію та стабільність виконання рухових операцій у широкому спектрі застосувань. Одноланкові маніпулятори, хоча й мають порівняно просту структуру, характеризуються суттєвою нелінійністю, наявністю збурень та параметричною невизначеністю. Це ускладнює їхнє математичне моделювання та вимагає використання розвинених методів керування для забезпечення високої точності позиціонування.

Зростаючі вимоги до якості технологічних процесів у промисловості — від високоточного складання до маніпулювання вантажами — стимулюють розвиток нових підходів до побудови систем керування. Упродовж останніх десятиліть дослідники активно працюють над покращенням алгоритмів, спрямованих на компенсацію невизначеностей, мінімізацію похибок та підвищення стійкості до зовнішніх впливів. Це сприяло появі великої кількості робіт, присвячених застосуванню адаптивних, робастних і інтелектуальних стратегій керування.

Окреме місце серед технічних рішень займає вибір електроприводу та сенсорного забезпечення. Використання синхронних двигунів з постійними магнітами (СДПМ) у складі приводів маніпуляторів дозволяє досягти високих показників енергоефективності, швидкодії та точності. Проте досягнення високої якості керування вимагає точного знання параметрів двигуна, а також застосування методів їх онлайнової ідентифікації, що зумовлює зростання інтересу до адаптивних систем керування.

Сучасні підходи також враховують проблеми, пов'язані з нелінійними динамічними властивостями механічної частини, схильності до резонансів та дії фрикційних сил. Вирішенню цих питань сприяє активний розвиток систем спостереження стану, методів оцінювання параметрів та структур керування з

використанням зворотних зв'язків за положенням, швидкістю та моментом (струмом).

Таким чином, аналіз сучасних досліджень свідчить про високу актуальність задачі розробки ефективних систем керування одноланковими маніпуляторами, зокрема на базі СДПМ, що поєднують високу продуктивність, адаптивність до зміни умов роботи та стійкість до збурень. Подальший розгляд буде зосереджено на огляді існуючих підходів, а також методів ідентифікації та адаптивного керування, які лежать в основі сучасних технічних рішень у цій галузі.

1.1 Використання СДПМ у системах керування одноланковими маніпуляторами

СДПМ є на сьогодні беззаперечним стандартом для електромеханічних систем, що застосовуються в робототехнічних комплексах, верстатах із числовим програмним керуванням, літографічному обладнанні, медичних роботах та інших системах, де потрібна виняткова точність позиціювання та відтворюваність траєкторії [1], [2].

Переваги СДПМ над іншими типами електричних машин (асинхронними двигунами, двигунами постійного струму зі щітками, реактивними синхронними двигунами) полягають у найвищій енергоефективності, максимально можливій питомій потужності, практично повній відсутності пульсацій електромагнітного моменту, мінімальних втратах у роторі та надзвичайно широкому діапазоні регулювання швидкості при збереженні номінального моменту без необхідності послаблення поля [2].

Завдяки використанню векторного керування в синхронно-обертовій системі координат $d-q$ та підтримці струму збудження на нульовому рівні досягається повна лінеаризація моделі двигуна: електромагнітний момент стає строго лінійною функцією лише складової моментного струму, що дає змогу розглядати СДПМ як ідеальний безінерційний підсилювач моменту з передбачуваною, лінійною та незалежною від положення ротора й швидкості динамікою [1], [4].

Мала електрична стала часу сучасних СДПМ дозволяє реалізувати внутрішній контур регулювання струму з надзвичайно високою швидкістю, внаслідок чого електромагнітний момент відпрацьовує задання значно швидше, ніж відбуваються механічні процеси в ланці маніпулятора. Це принципово спрощує синтез зовнішніх контурів швидкості та положення, робить систему менш чутливою до нелінійностей механічної частини та відкриває шлях до використання складніших і ефективніших алгоритмів керування [3].

Таким чином, саме поєднання унікальних фізичних властивостей СДПМ із сучасними методами векторного та адаптивного керування забезпечує принципово вищий рівень точності, швидкодії, енергоефективності та стійкості порівняно з будь-якими іншими типами електроприводу, що робить СДПМ базовим виконавчим елементом переважної більшості сучасних прецизійних маніпуляційних систем [1]–[4].

1.2 Класичні методи керування одноланковими маніпуляторами

Класичні методи керування одноланковими маніпуляторами ґрунтуються на використанні лінійних законів регулювання, що забезпечують стійкість і задану якість перехідних процесів у разі незначних відхилень параметрів системи. Основною метою таких систем є стабілізація положення або швидкості робочої ланки маніпулятора при зміні навантаження чи зовнішніх збуреннях.

Найпоширенішою є каскадна структура керування, у якій внутрішній контур регулює струм або момент електропривода, а зовнішній — швидкість або кутове положення [5]. Такий принцип дозволяє поділити динаміку системи на швидку (струмову) і повільну (швидкісну чи позиційну) частини, що значно спрощує налаштування регуляторів. Завдяки цьому система зберігає стійкість навіть за наявності збурень або зміни моменту інерції ланки.

Для регулювання в таких системах традиційно використовуються пропорційно-інтегральні (ПІ) або пропорційно-інтегрально-диференційні (ПІД) регулятори. Їхні параметри налаштовують за емпіричними методиками,

такими як частотний метод або оптимізація за критеріями мінімуму інтегральної квадратичної похибки [6]. Незважаючи на простоту, такі методи забезпечують достатню швидкодію й точність при малій обчислювальній складності, що робить їх придатними для вбудованих систем керування.

У системах із СДПМ класичні підходи базуються на векторному керуванні, яке передбачає перетворення тривимірної системи струмів у координатну систему ротора $d-q$, де можливе незалежне регулювання потоку збудження та моменту [7]. Це дозволяє досягти аналогічної структури до двигуна постійного струму й реалізувати ефективне керування без суттєвих перехресних зв'язків. Завдяки такому підходу досягається плавне керування моментом, зменшення пульсацій та покращення якості позиційного регулювання у маніпуляторах.

Додатково для зменшення впливу нелінійностей та збурень у класичних системах можуть застосовуватись спостерігачі стану, зворотний зв'язок за моментом або компенсатори люфтів і тертя. Ці елементи підвищують точність позиціонування та стійкість системи в умовах змінних навантажень. Незважаючи на появу сучасних адаптивних і нечітких методів керування, класичні схеми залишаються базовими для промислових електромеханічних систем через їхню надійність, передбачуваність і простоту реалізації на мікроконтролерах.

1.3 Робастні системи керування

Робастні системи керування набули широкого поширення в електромеханічних та робототехнічних комплексах завдяки здатності забезпечувати стійкість і високу якість регулювання за умов невизначеності параметрів приводу та дії зовнішніх збурень. Для одноланкових маніпуляторів на базі СДПМ це особливо актуально, оскільки їхня динаміка залежить від змінного моменту інерції, сил тертя та зовнішніх моментів, що не завжди можуть бути точно виміряні або змодельовані.

На відміну від класичних ПД-регуляторів, робастні методи враховують можливі відхилення моделі та гарантують стійкість у широкому діапазоні її

змін. Підходи на основі ковзного режиму, H_∞ -оптимізації, робастних спостерігачів стану та компенсаторів збурень дозволяють зменшити чутливість системи до неточностей у параметрах двигуна, змінного навантаження та вимірювальних шумів [8]. Застосування таких методів у приводах із СДПМ забезпечує стійку роботу навіть у випадках суттєвої зміни електромагнітних параметрів або моменту інерції, завдяки чому покращується точність позиціонування та якість перехідних процесів.

Важливою частиною робастного керування є можливість компенсації змінних моментів навантаження та нелінійних ефектів механічної частини. Завдяки високій швидкодії електромагнітної підсистеми СДПМ робастні алгоритми найбільш ефективно реалізуються у зовнішніх контурах швидкості та положення, де вони дозволяють зменшити вплив механічних резонансів, люфтів та змінних фрикційних складових [9]. Це забезпечує значне підвищення точності відпрацювання траєкторій у маніпуляторах.

У сучасних системах також широко застосовують комбіновані робастно-адаптивні структури, у яких виявлення параметричних відхилень виконується в реальному часі, а регулятор автоматично коригує свої коефіцієнти. Такі методи особливо ефективні для приводів із СДПМ, де точна ідентифікація індуктивностей, сталих часу або механічних параметрів може бути складною через зміну режимів роботи, нагрівання та навантаження [10]. Використання подібних підходів дозволяє забезпечити стабільну роботу системи при широкому діапазоні робочих умов і підвищує надійність функціонування електроприводу.

1.4 Адаптивні методи керування

Адаптивні методи керування використовуються в системах електроприводу для забезпечення високої якості регулювання за умов, коли параметри об'єкта змінюються в процесі роботи або є апіорно невідомими. Для СДПМ така потреба є природною, оскільки параметри електричної та механічної частини приводу змінюються залежно від температури, навантаження, частоти обертання та робочого режиму. Зокрема, індуктивності

обмоток, опір статора, момент інерції та коефіцієнти тертя можуть відхилятися від номінальних значень, що погіршує точність відпрацювання команд у класичних регуляторах [11].

Адаптивні системи забезпечують автоматичне підлаштування параметрів регулятора до змін моделі двигуна в реальному часі. Найпоширенішими підходами є моделі з еталонною адаптацією (MRAC), методи на основі рекурсивної ідентифікації параметрів, адаптивні спостерігачі поточкозчеплення та моменту, а також комбіновані структури, у яких адаптація поєднується з робастними або оптимальними законами керування [12]. Завдяки використанню таких алгоритмів система може автоматично компенсувати як повільні параметричні дрейфи, так і швидкі зміни, пов'язані зі зміною навантаження або режиму роботи.

Для приводів із СДПМ адаптивні методи особливо ефективні в задачах керування швидкістю та положенням, оскільки електромагнітна частина двигуна є швидкою та дозволяє точно регулювати потік, струми й електромагнітний момент. Адаптивні алгоритми дозволяють підвищити точність оцінювання моменту навантаження, покращити динаміку контуру регулювання швидкості та зменшити вплив невизначеностей механічних параметрів, зокрема моменту інерції та коефіцієнтів тертя [13].

Однією з ключових переваг адаптивних систем є можливість реалізації самокомісіонування приводу, тобто автоматичного визначення параметрів СДПМ без необхідності складних стендових вимірювань. Такі алгоритми виконують оцінювання індуктивностей, опору, електромагнітних сталих часу та механічних параметрів, що значно полегшує введення двигуна в експлуатацію та забезпечує стабільну якість керування навіть за умов старіння або деградації компонентів [13], [14]. Застосування подібних підходів дозволяє забезпечити точну роботу приводів у широкому діапазоні швидкостей і моментів, що є критичним у робототехнічних маніпуляторах та інших високоточних електромеханічних системах.

Завдяки можливості автоматично підлаштовуватись до змінних характеристик об'єкта адаптивні системи керування суттєво підвищують надійність і ефективність роботи електроприводу. Їх використання у приводах на базі СДПМ дозволяє отримати більш високу точність позиціонування, зменшити чутливість до зовнішніх впливів і забезпечити передбачувану динаміку в умовах невизначеностей, що робить адаптивні технології одним із ключових напрямів розвитку сучасних електромеханічних систем.

1.5 Ідентифікація параметрів приводу

Ідентифікація параметрів синхронних двигунів з постійними магнітами є ключовим елементом забезпечення точної роботи систем векторного керування. Електромагнітні параметри — активний опір статора, індуктивності статора L_d та L_q , інкрементальні індуктивності та магнітний потік постійних магнітів — суттєво впливають на точність оцінювання моменту, побудову спостерігачів та якість перехідних процесів. Ці параметри змінюються внаслідок температурних ефектів, режимів навантаження та насичення магнітної системи, тому їх періодичне або початкове уточнення є необхідним [15], [16].

Методи ідентифікації поділяються на онлайн-алгоритми та офлайн-процедури self-commissioning. Онлайн-ідентифікація дозволяє адаптувати модель двигуна під час роботи, проте її точність може погіршуватися через вплив динамічних режимів, перехідних процесів та інверторних спотворень [17]. Офлайн-процедури виконуються у спеціальних квазіусталених режимах і забезпечують вищу точність визначення параметрів, зокрема індуктивностей та магнітного потоку [18].

Одним з ефективних підходів є метод, заснований на аналізі залежностей потокозчеплення від струмів у замкненому контурі регулювання струму. Такий режим дозволяє мінімізувати вплив неідеальностей інвертора, насамперед мертвого часу та змін еквівалентного активного опору, та забезпечує квазістатичні умови вимірювання. Повільна зміна струмів i_d та i_q дозволяє отримати згладжені залежності $\psi_d(i_d)$ та $\psi_q(i_q)$, за якими визначаються

статичні й інкрементальні індуктивності, а також магнітний потік постійних магнітів [19].

Отримані залежності дозволяють також оцінити наявність магнітного насичення та взаємовпливів струмів по осях d і q . У діапазонах робочих струмів часто спостерігається незначний вплив перехресних потоків, що спрощує подальший синтез регуляторів та алгоритмів керування. Точна ідентифікація параметрів приводить до покращення стійкості контурів струму та швидкості, а також підвищує ефективність роботи у режимах високих навантажень [20].

Таким чином, ідентифікація параметрів приводу є невід'ємною складовою сучасних електроприводів на базі СДПМ, забезпечуючи необхідну точність моделей, можливість реалізації адаптивних стратегій та високу якість керування у широкому діапазоні режимів роботи.

1.6 Електроприводи та датчики в системах керування маніпуляторами

Електропривід є ключовим елементом у структурі будь-якого маніпулятора, адже саме він забезпечує формування необхідних моментів і швидкостей у шарнірних з'єднаннях. Вибір типу електричного двигуна безпосередньо визначає динамічні характеристики системи, точність відпрацювання положення, енергоефективність та вартість усього комплексу.

На сьогодні найбільш поширеними є безколекторні двигуни постійного струму (BLDC) та СДПМ. Обидва типи характеризуються високою питомою потужністю, крутним моментом при малих розмірах і високим ККД. У системах з високими вимогами до точності (наприклад, маніпулятори типу UR, Fanuc, KUKA) перевага віддається PMSM, оскільки вони забезпечують кращу плавність руху, відсутність пульсацій моменту та можливість векторного керування. Для більш простих конструкцій або навчальних маніпуляторів часто використовуються BLDC-приводи, завдяки простішому керуванню й нижчій вартості [21].

Сучасні дослідження демонструють тенденцію до застосування високороздільних енкодерів і інтегрованих приводних модулів, які поєднують у собі силову електроніку, мікроконтролер, сенсори та комунікаційний інтерфейс. Наприклад, у статті [22] проведено аналіз точності положення маніпуляторів при використанні оптичних абсолютних енкодерів із роздільністю понад 20 біт, що дозволяє отримувати кутові похибки менші за $0,005^\circ$. Така точність критична при виконанні задач складання або 3D-друку роботизованими системами.

У той же час, для легких роботів та колаборативних маніпуляторів активно розвиваються інтегровані приводи з вбудованими датчиками моменту та положення, які спрощують побудову зворотного зв'язку. Дослідження [23] показує, що застосування інтегрованих датчиків крутного моменту на основі тензорезистивних елементів підвищує стійкість системи керування при взаємодії з людиною (режим *force control*). Це особливо важливо для систем із фізичною взаємодією, де надмірна жорсткість призводить до коливань або травмонебезпечних ситуацій.

Ще одним перспективним напрямом є бездавачеве оцінювання швидкості та положення ротора (*sensorless control*), що дозволяє зменшити вартість приводу та підвищити його надійність. Огляд робіт [24] демонструє, що методи спостереження на основі моделі СДПМ і фільтрів Калмана забезпечують точність визначення швидкості до $\pm 1\%$ навіть за наявності коливань навантаження. Це відкриває шлях до створення компактних приводів для мобільних або біонічних роботів, де критичним є мінімізація маси та габаритів.

У промислових реалізаціях електроприводи маніпуляторів зазвичай доповнюються енкодерами (оптичними, магнітними або індукційними) та датчиками швидкості/струму, що формують зворотний зв'язок для реалізації контурів керування моментом, швидкістю і положенням. Високоточні енкодери типу Renishaw RESOLUTE або Heidenhain ECI/EBI використовуються у високоточних роботах для досягнення мікрорадіанної

точності позиціонування. У дослідженні [25] було показано, що поєднання векторного керування СДПМ з 23-бітним енкодером дозволяє знизити кутову похибку у 3–4 рази порівняно зі звичайними інкрементними давачами.

1.7 Методи отримання та фільтрації кутової швидкості

У сучасних системах керування положенням одноланкових маніпуляторів точність визначення кутової швидкості є критичним фактором для забезпечення стабільності, плавності руху та якості відпрацювання траєкторії. Оскільки безпосередній вимір швидкості зазвичай не здійснюється, її отримують непрямым шляхом — з похідної сигналу положення, що зчитується з енкодера.

Магнітні енкодери (наприклад, на базі ефекту Холла або магнітного резольвера) мають переваги над оптичними: вони стійкі до пилу, вологи, вібрацій і можуть працювати в промислових умовах із сильними перешкодами. Проте головним недоліком таких сенсорів є наявність високочастотного шуму в сигналі та квантування, особливо при низьких швидкостях. Тому для визначення кутової швидкості необхідно застосовувати фільтраційні та чисельні методи диференціювання.

1. Методи чисельного диференціювання сигналу положення

Найпростіший підхід полягає у використанні різницевої апроксимації: $\omega(t) = [\theta(t) - \theta(t - \Delta t)] / \Delta t$. Однак при малому кроці дискретизації цей метод посилює шум, а при великому — спотворює динаміку. Тому у практиці керування застосовують зважене диференціювання з використанням ковзного середнього або віконних функцій.

2. Використання цифрових фільтрів

Для зменшення шуму в сигналі перед обчисленням швидкості часто застосовують низькочастотні фільтри. Найпоширеніші варіанти: фільтр першого порядку (експоненційне згладжування), фільтри Баттерворта або Чебишева. В робототехнічних системах керування зазвичай застосовується простий експоненційний фільтр, який дає оптимальний компроміс між якістю згладжування та затримкою [26].

3. Калманівська фільтрація

Для систем з високими вимогами до точності застосовується фільтр Калмана, який оцінює як кутову швидкість, так і положення, ґрунтуючись на математичній моделі динаміки маніпулятора. Калманівський фільтр дозволяє одночасно зменшувати шум від магнітного енкодера та оцінювати швидкість навіть при квантуванні сигналу положення [27].

4. Комбіновані методи фільтрації

У сучасних публікаціях набувають популярності гібридні алгоритми, які поєднують цифрову фільтрацію та спостерігачі стану. Серед них — алгоритм з фазовим компенсатором, симетричне диференціювання з адаптивним згладжуванням та фільтр Калмана з попередньою цифровою фільтрацією [28].

5. Практичні аспекти реалізації

Для магнітних енкодерів типу AS5048, MA730 або TLE5012 характерні невеликі систематичні похибки через магнітне відхилення та квантування. Тому у практичних системах керування застосовується попередня калібровка енкодера, цифрова обробка, а фільтрація здійснюється у реальному часі з використанням FIR-фільтрів або Калмана.

1.8 Висновки до розділу 1

У першому розділі проведено аналітичний огляд сучасних систем керування одноланковими маніпуляторами. Аналіз показав, що ключовим елементом у побудові прецизійних електромеханічних систем є СДПМ. Їх поєднання з методами векторного керування дозволяє досягти лінеаризації моделі двигуна та реалізувати високошвидкодійний і точний контур керування моментом, що є фундаментальною передумовою для синтезу складних алгоритмів керування рухом.

Проведений огляд виявив, що, незважаючи на простоту та надійність класичних методів керування (таких як ПД-регулятори), вони є малоефективними в умовах роботи маніпуляторів. Динаміка таких об'єктів характеризується суттєвою нелінійністю, наявністю збурень та, що

найважливіше, значною параметричною невизначеністю, зокрема зміною моменту інерції та коефіцієнтів тертя залежно від навантаження.

Встановлено, що для компенсації цих факторів активно розвиваються робастні та адаптивні стратегії керування. Робастні методи дозволяють забезпечити стійкість при гарантованому діапазоні зміни параметрів, тоді як адаптивні системи здатні автоматично підлаштовувати параметри регулятора до змін в об'єкті керування в реальному часі.

Таким чином, проведений аналітичний огляд підтверджує високу актуальність задачі розробки нових адаптивних алгоритмів керування, здатних забезпечити високоточне відпрацювання траєкторій одноланковим маніпулятором за умов невідомих та змінних масо-інерційних характеристик навантаження. Вирішенню цієї науково-прикладної задачі будуть присвячені наступні розділи даної роботи.

2 АЛГОРИТМ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ СИНХРОННОГО ДВИГУНА З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ

Динамічні процеси в неявнополюсному синхронному двигуні зі збудженням від постійних магнітів (СДПМ), за умови симетричного живлення, описуються наступною системою рівнянь [29, 30]:

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c - \omega v), \\ M &= \frac{3}{2}\psi_m p_n (-i_{1a} \sin p_n \theta + i_{1a} \cos p_n \theta), \\ \dot{i}_{1a} L_1^{-1} &= (-R_1 i_{1a} + (\psi_m p_n) \omega \sin p_n \theta + u_{1a}), \\ \dot{i}_{1b} &= L_1^{-1} (-R_1 i_{1b} + (\psi_m p_n) \omega \cos p_n \theta + u_{1b}),\end{aligned}\tag{2.1}$$

де $(i_{1a}, i_{1b})^T$ – компоненти вектору струму статора, M – момент двигуна, M_c – момент навантаження, θ , ω – кутове положення та кутова швидкість ротора відносно статора, ψ_m – потік постійних магнітів, L_1 – індуктивність статорної обмотки, R_1 – активний опір статора, p_n – число пар полюсів.

Перетворення координат визначаються рівняннями [30, 31]

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{dq} &= \mathbf{e}^{-J\varepsilon_0} \mathbf{x}_{ab}, \\ \mathbf{x}_{ab} &= \mathbf{e}^{J\varepsilon_0} \mathbf{x}_{dq}, \\ \mathbf{e}^{-J\varepsilon_0} &= \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0 & \sin \varepsilon_0 \\ -\sin \varepsilon_0 & \cos \varepsilon_0 \end{bmatrix}, \mathbf{e}^{J\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0 & -\sin \varepsilon_0 \\ \sin \varepsilon_0 & \cos \varepsilon_0 \end{bmatrix}, \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix},\end{aligned}\tag{2.2}$$

де $\mathbf{x}_{dq}$ та $\mathbf{x}_{ab}$ – це двовимірні вектори напруги або струму статора, представлені у двох різних системах координат, оператори $\mathbf{e}^{-J\varepsilon_0}$ та $\mathbf{e}^{J\varepsilon_0}$ є операторами обертання, що забезпечують перехід зі стаціонарної системи координат (a-b) в систему, що обертається (d-q), та у зворотному напрямку.

Щоб усунути залежність рівнянь динаміки СД (2.1) від кутового положення, виконують перехід від фізичних змінних у стаціонарній системі координат статора (a-b) до абстрактних змінних у системі координат, що обертається разом з ротором (d-q). Цей перехід реалізується за допомогою

перетворення Парка–Горєва (2.2). Після застосування цього перетворення до рівнянь (2.1), модель СД набуває наступного вигляду [30, 31]:

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c - \omega v), \\ M &= \frac{3}{2}i_q \psi_m p_n, \\ \dot{i}_d &= -\frac{R_1}{L_1}i_d + p_n \omega i_q + \frac{u_d}{L_1}, \\ \dot{i}_q &= -\frac{R_1}{L_1}i_q - p_n \omega i_d - \frac{p_n \omega \psi_m}{L_1} + \frac{u_q}{L_1}.\end{aligned}\tag{2.3}$$

2.1 Новий алгоритм векторного керування швидкістю СДПМ

Керування кутовою швидкістю електричних машин є основною задачею в більшості технологічних використань електромеханічних систем. В системах векторного керування електричними машинами ця проблема вирішується базуючись на алгоритмах відпрацювання моменту та потокозчеплення.

У загальному випадку задача відпрацювання кутової швидкості формується наступним чином. Нехай ω^* є задана траєкторія змін кутової швидкості, функція обмежена з відомими обмеженими першою та другою похідними за часом. Зовнішній момент навантаження M_c є невідомим, але обмеженим постійним (повільно змінюючимся відносно змін кутової швидкості), так що $\dot{M}_c = 0$ [30].

За цих умов необхідно спроектувати алгоритм керування в електромеханічній підсистемі, що гарантує:

О.1. Асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0,\tag{2.4}$$

де помилка відпрацювання кутової швидкості визначена як

$$\tilde{\omega} = \omega - \omega^*. \quad (2.5)$$

О.2. Лінійну номінальну динаміку (коли електрична підсистема знаходиться у стані рівноваги) підсистеми відпрацювання кутової швидкості з вільно формованими показниками якості.

О.3. Обмеженість координат електричної підсистеми.

Наведене формулювання задачі відпрацювання кутової швидкості вимагає відомих першої та другої похідної за часом від заданої траєкторії руху $\omega^*(t)$, тобто розглядається випадок програмного керування. У загальному випадку слідкуючого керування, коли задана траєкторія отримується у реальному часі, в каналі завдання по швидкості встановлюється допоміжний фільтр, що реконструює першу та другу похідну від фільтрованого значення заданої кутової швидкості ω_f^* . Звичайно це здійснюється за допомогою такого лінійного фільтра другого порядку [30, 32]

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_f^* &= \alpha_f, \\ \dot{\alpha}_f &= -k_\alpha \alpha_f - k_\omega (\omega_f^* - \omega^*). \end{aligned} \quad (2.6)$$

Параметри фільтра (k_α, k_ω) розраховуються звичайним чином для систем другого порядку так, щоб $\tilde{\omega}_f = \omega_f^* - \omega^*$ задовольняла технологічним вимогам. У випадку відпрацювання постійних значень кутової швидкості $\omega^* = \text{const}$ в каналі завдання встановлюється формувач траєкторії другого порядку (задатчик інтенсивності другого порядку).

2.1.1 Узагальнений алгоритм керування кутовою швидкістю

Розглянемо рівняння руху механічної частини (2.3) [33]

$$\dot{\omega} = \frac{1}{J} (M - v\omega - M_c). \quad (2.7)$$

Динамічна поведінка похибки відпрацювання кутової швидкості запишеться у вигляді

$$\dot{\tilde{\omega}} = \frac{1}{J} M^* + \frac{1}{J} \tilde{M} - v\tilde{\omega} - v\omega^* - \tilde{M}_c - \hat{M}_c - \dot{\omega}^*, \quad (2.8)$$

де $\hat{M}_c$ - оцінка константи $\frac{M_c}{J}$, так, що похибка оцінювання дорівнює

$$\tilde{M}_c = \frac{M_c}{J} - \hat{M}_c.$$

Виходячи з (2.8) сформуємо новий уніфікований регулятор швидкості

$$\begin{aligned} M^* &= J(v\omega^* + \hat{M}_c + \dot{\omega}^* + \xi_1), \\ \dot{\tilde{M}}_c &= -\tilde{M}_c = -k_{\omega i} \tilde{\omega}, \\ \dot{\xi}_1 &= -\frac{1}{\tau_1} \xi_1 - \frac{1}{\tau_1} (k_{\omega} \tilde{\omega}), \end{aligned} \quad (2.9)$$

де τ_1 - постійна часу лінійного фільтру, $(k_{\omega}, k_{\omega i}) > 0$ коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора швидкості.

На відміну від існуючих в (2.9) додано фільтр швидкості зі сталою часу τ_1 для підвищення робастності відносно немодельованих завад у вимірюванні кутової швидкості.

Підставивши (2.9) в (2.8) отримаємо наступні рівняння динаміки похибок відпрацювання кутової швидкості:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\omega}} &= -v\tilde{\omega} + \xi_1 - \tilde{M}_c + \frac{1}{J} \tilde{M}, \\ \dot{\xi}_1 &= -\frac{1}{\tau_1} \xi_1 - \frac{1}{\tau_1} (k_{\omega} \tilde{\omega}), \\ \dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i} \tilde{\omega}. \end{aligned} \quad (2.10)$$

При $\tilde{M}(t) = 0$, що справедливо, коли електрична система перебуває в положенні рівноваги, рівняння похибок відпрацювання (2.10) в механічній підсистемі є лінійними. Параметри настройки регулятора швидкості завжди можуть бути спроектовані так, що механічна підсистема є асимптотично стійкою з довільним розташуванням полюсів для системи третього порядку.

Звичайно для настройки алгоритму регулювання швидкості використовуються такі співвідношення [30]:

$$\begin{aligned}\frac{1}{\tau_1} &\gg k_\omega, \\ k_{\omega i} &= \frac{k_\omega^2}{2}, \xi = 0.707, \\ k_{\omega i} &= \frac{k_\omega^2}{4}, \xi = 1,\end{aligned}$$

де ξ_1 – коефіцієнт демпфування для системи другого порядку

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\omega}} &= -(k_\omega + v)\tilde{\omega} - \tilde{M}_c + \frac{1}{J}\tilde{M}, \\ \dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i}\tilde{\omega},\end{aligned}\tag{2.11}$$

яка є системою зниженого порядку для (2.11) при $\tau_1 \ll k_\omega^{-1}$.

Введення фільтру з сталою часу τ в алгоритмі уніфікованого регулятора швидкості (2.9) необхідно для того, щоб перша похідна від M^* була відомою функцією згідно процедури синтезу алгоритмів керування моментом.

Узагальнена структурна схема алгоритму керування електромеханічною підсистемою наведена на рис. 2.1.

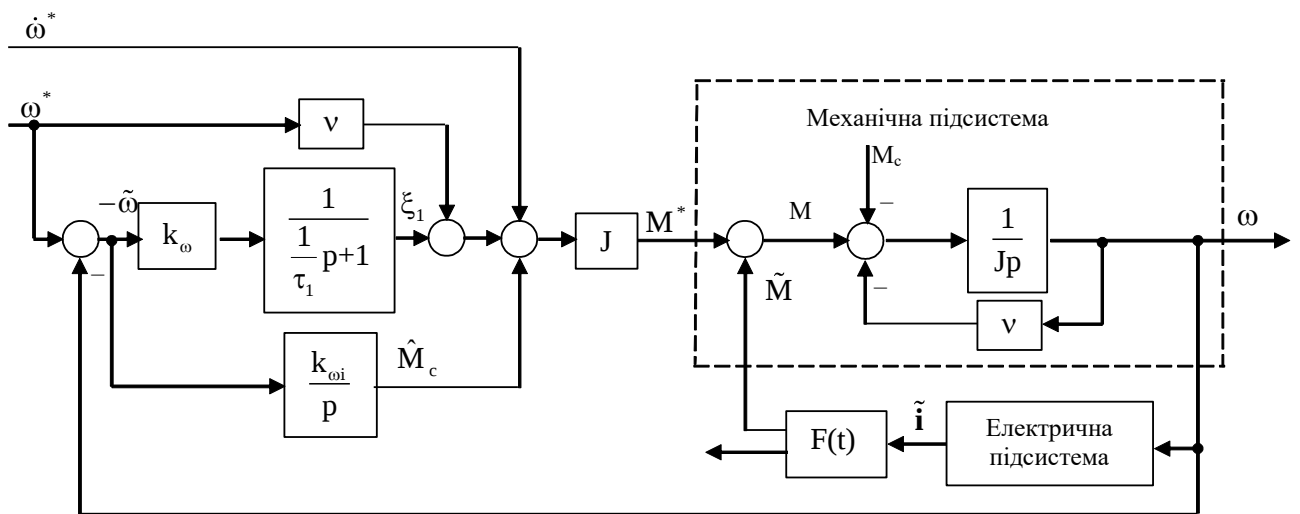


Рисунок 2.1 – Структурна схема узагальненого алгоритму відпрацювання кутової швидкості

Рівняння динаміки похибок відпрацювання струмів:

$$\begin{aligned}\ddot{i}_d &= -k_i \dot{i}_d + x_d, \\ \dot{x}_d &= -k_{ii} i_d, \\ \ddot{i}_q &= -k_i \dot{i}_q + x_q, \\ \dot{x}_q &= -k_{ii} i_q,\end{aligned}\tag{2.12}$$

де $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$ – похибка відпрацювання струму по осі d, i_d^* – заданий струм по осі d, x_d – інтегральна складова по осі d, $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$ – похибка відпрацювання струму по осі q, i_q^* – заданий струм по осі q, x_q – інтегральна складова по осі q, $k_{ii} > 0, k_i = \frac{R_1}{L_1} + k_{i1}, k_{ii} = \frac{k_i^2}{4} > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регуляторів струму.

Композитна система (2.11), (2.12) складається з лінійної асимптотично стійкої підсистеми (2.12) регулювання струмів, яка включена послідовно з лінійною асимптотично підсистемою (2.11) відпрацювання кутової швидкості, тому маємо умову $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\omega}, \tilde{M}_c, \xi_1, \tilde{i}_d, \tilde{x}_d, \tilde{i}_q, \tilde{x}_q) = 0$.

2.1.2 Алгоритм векторного керування швидкістю СДПМ з врахуванням динаміки контурів регулювання струмів

Повний алгоритм векторного керування швидкістю СДПМ з врахування контурів регулювання струмами має вигляд [30, 34]:

– регулятор швидкості:

$$\begin{aligned}i_q^* &= \frac{1}{\mu} (\hat{M}_c + \dot{\omega}^* + \xi_1), \\ \dot{\xi}_1 &= -\frac{1}{\tau_1} \xi_1 - \frac{1}{\tau_1} (k_\omega \tilde{\omega}), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega},\end{aligned}\tag{2.13}$$

де $\mu = \frac{3}{2} \frac{1}{J} p_n \psi_m$ – додатний параметр, $v = 0$.

– регулятор струму по осі d:

$$\begin{aligned} u_d &= R_1 i_d^* - L_1 i_q \omega p_n + L_1 (-k_{i1} \tilde{i}_d + x_d + \dot{i}_d^*), \\ \dot{x}_d &= -k_{i1} \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (2.14)$$

де $\dot{i}_d^*$ – похідна від заданого потокоутворюючого струму.

– регулятор струму по осі q:

$$\begin{aligned} u_q &= R_1 i_q^* + L_1 i_d \omega p_n + \psi_m \omega p_n + L_1 (-k_{i1} \tilde{i}_q + x_q + \dot{i}_q^*), \\ \dot{x}_q &= -k_{i1} \tilde{i}_q, \end{aligned} \quad (2.15)$$

де $\dot{i}_q^*$ – похідна від заданого моментоутворюючого струму.

Похідна від заданого моментного струму розраховується з (2.13) у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{i}_q^* &= \frac{1}{\mu} \left(\dot{\xi}_1 + \dot{M}_c + \ddot{\omega}^* \right) = \frac{1}{\mu} \left[-\frac{1}{\tau_1} \xi_1 - \frac{1}{\tau_1} k_\omega \tilde{\omega} - k_{\omega i} \tilde{\omega} + \ddot{\omega}^* \right], \\ \dot{\xi}_1 &= -\frac{1}{\tau_1} \xi_1 - \frac{k_\omega}{\tau_1} \tilde{\omega}. \end{aligned} \quad (2.16)$$

Рівняння динаміки похибок відпрацювання будуть мати вигляд

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\omega}} &= \xi_1 - \tilde{M}_c + \mu \tilde{i}_q, \\ \dot{\xi}_1 &= -\frac{1}{\tau_1} \xi_1 - \frac{k_\omega}{\tau_1} \tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i} \tilde{\omega}. \end{aligned} \quad (2.17)$$

На рис. 2.2 показано структурну схему алгоритму керування швидкістю СДПМ.

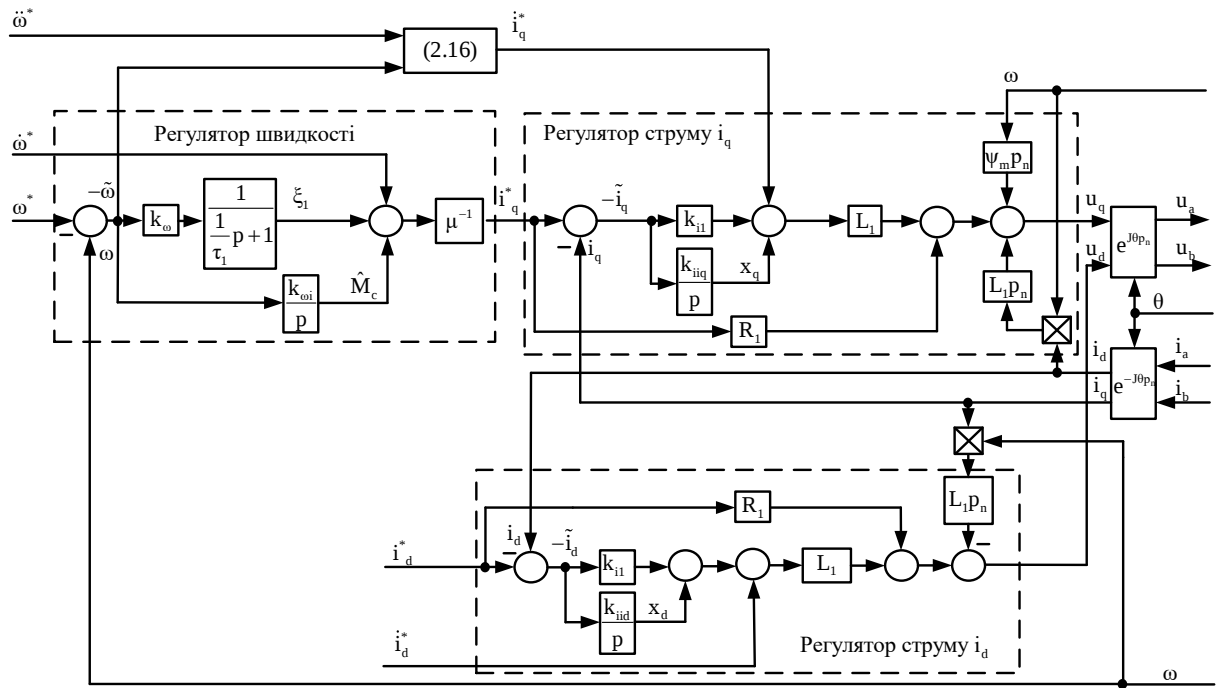


Рисунок 2.2 – Структурна схема системи векторного керування кутовою швидкістю СДПМ

2.2 Дослідження алгоритму керування кутовою швидкістю

Для проведення дослідження використано двигун GM8112 90T [35], параметри якого наведені в табл. 2.1.

Таблиця 2.1 – Паспортні дані двигуна GM8112 90T

Максимальна потужність	$P_{2n} = 80 \text{ Вт}$
Номінальний момент	$M_n = 0.88 \text{ Нм}$
Номінальна швидкість	$\omega_n = 42 \text{ рад / с}$
Номінальне діюче значення фазного струму статора	$I_n = 2 \text{ А}$
Число пар полюсів	$p_n = 21$
Момент інерції	$J = 0.0014 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$
Номінальна частота напруги статора	$f = 50 \text{ Гц}$
Параметри схеми заміщення	
Активний опір статора	$R = 2 \text{ Ом}$
Індуктивність статора	$L_1 = 2 \text{ мГн}$
Потік постійних магнітів	$\psi_m = 0.012 \text{ Вб}$

Мета дослідження полягає в аналізі якості процесів керування швидкістю двигуна з ланкою маніпулятора при горизонтальному переміщенні та подальшому порівнянні отриманих результатів з результатами, які отримані на основі експериментальних даних.

Для проведення дослідження використано параметри двигуна, які наведені в табл. 2.1. З врахуванням ланки маніпулятора момент інерції електромеханічної системи дорівнює $J = 0.022 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$. Налаштування коефіцієнтів регуляторів наступні: для регуляторів струму

$$k_{i1} = 1000, k_{i2} = \frac{(k_{i1} + R_1 / L_1)^2}{4} = \frac{4000000}{4} = 1000000 \text{ відповідно, для регулятора}$$

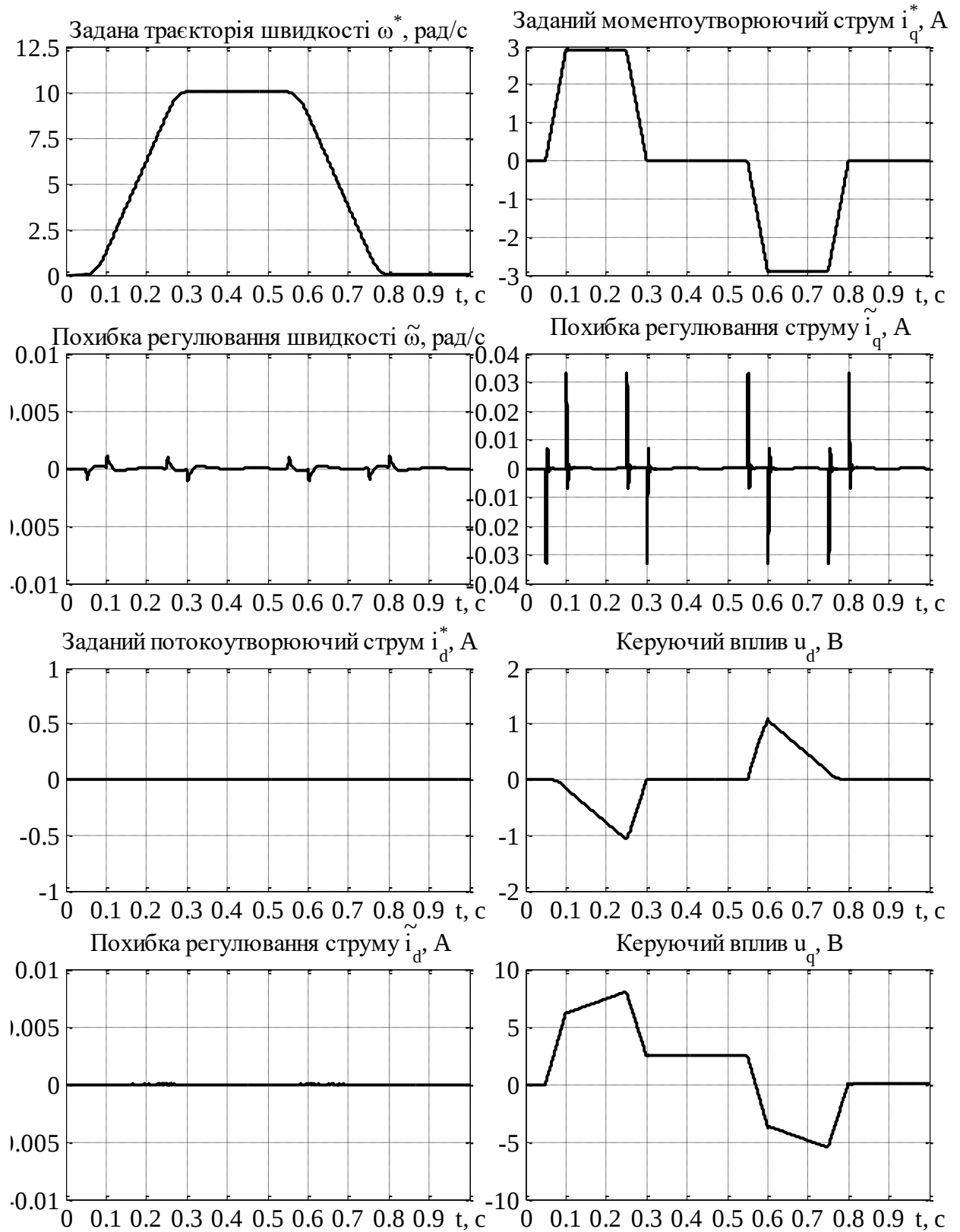
$$\text{швидкості } k_{\omega} = 100, k_{\omega i} = \frac{k_{\omega}^2}{2} = \frac{10000}{2} = 5000.$$

Дослідження шляхом моделювання проводилося з наступною послідовністю операцій для випадку $\tau_1^{-1} \gg k_{\omega}$:

1. В момент часу $t = 0.05 \text{ с}$ починається формуватися завдання кутової швидкості у вигляді траєкторії другого порядку для досягнення значення 10 рад/с за час $t = 0.25 \text{ с}$.

2. На часовому інтервалі $t = 0.3 \text{ с}$ по час $t = 0.55 \text{ с}$ задана кутова швидкість підтримується незмінною на рівні 10 рад/с .

3. Починаючи з $t = 0.55 \text{ с}$, формується траєкторія гальмування, що забезпечує зниження швидкості до 0 рад/с за час $t = 0.25 \text{ с}$. Графіки перехідних процесів керування швидкістю наведені на рис. 2.3 - 2.4.



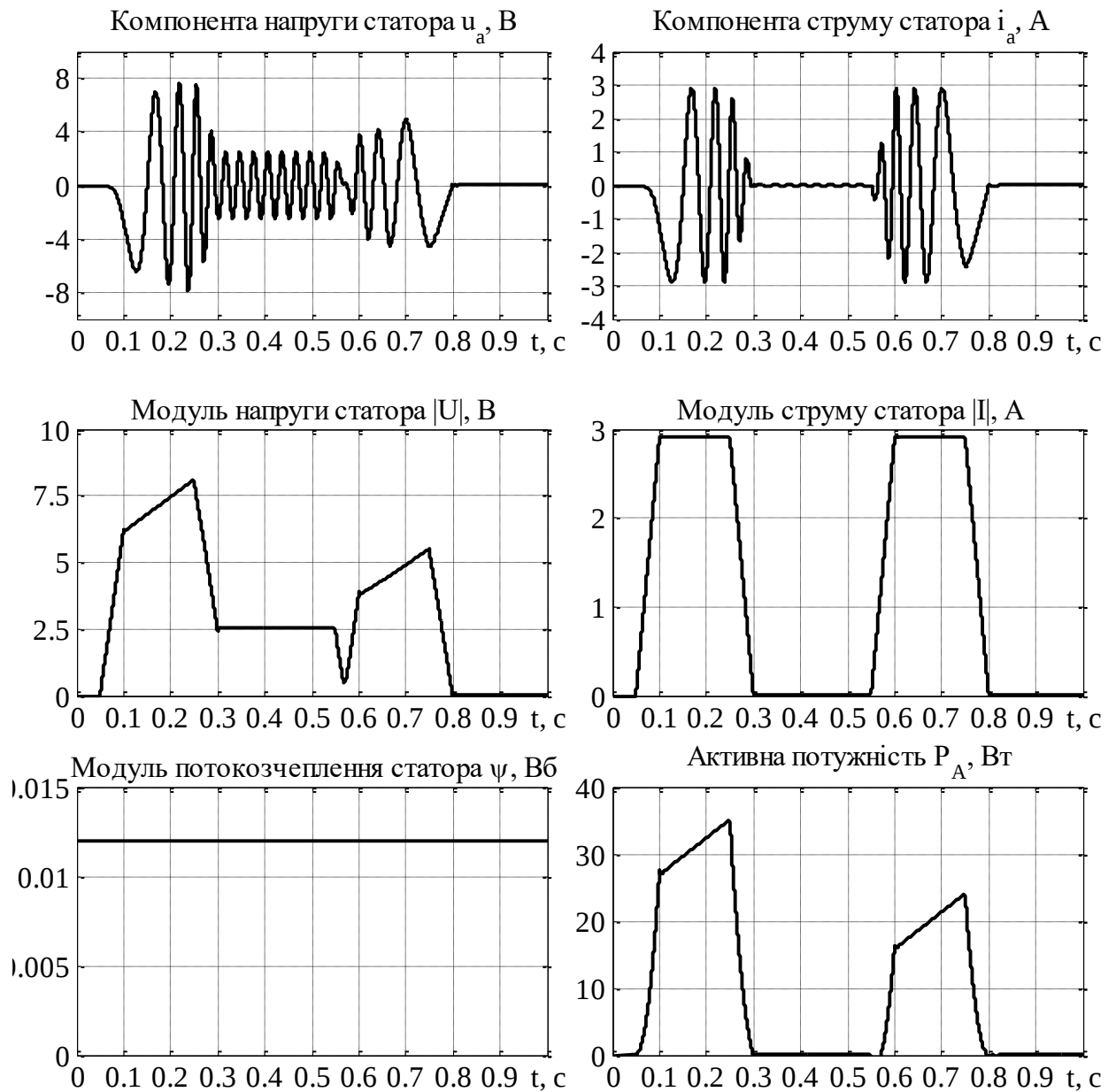


Рисунок 2.4 – Графіки перехідних процесів керування швидкістю при горизонтальному переміщенні

Аналізуючи отримані графіки перехідних процесів, які показані на рис. 2.3 - 2.4 можна зробити висновок про асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості з нехтувано малими похибками так, що динамічні похибки виникають лише під час розгону та гальмування.

2.3 Висновки до розділу 2

1. Представлено математичний опис об'єкта керування — СДПМ у вигляді системи диференціальних рівнянь у системі координат ротора ($d-q$). Це є необхідною теоретичною основою для аналізу динаміки електроприводу та подальшого синтезу алгоритмів векторного керування.

2. Наведено новий алгоритм та структурну схему системи векторного керування кутовою швидкістю СДПМ. Система керування побудована за принципом підпорядкованого регулювання та включає зовнішній контур швидкості та внутрішні контури струмів по осях d та q . Це дозволяє реалізувати та забезпечити високі динамічні показники системи керування.

3. Проведено дослідження якості процесів керування швидкістю шляхом математичного моделювання. Для цього було задано параметри двигуна, коефіцієнти регуляторів та профіль руху. Аналіз графіків перехідних процесів, які показано на рис. 2.3 - 2.4 підтвердив, що розроблена система забезпечує асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості, при цьому незначні динамічні похибки виникають лише під час розгону і гальмування двигуна.

3 АЛГОРИТМ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ ПОЛОЖЕННЯМ СИНХРОННОГО ДВИГУНА З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ

Задача відпрацювання кутового положення валу електричної машини є основною ціллю в системах керування рухом різноманітних технологічних об'єктів таких як промислові роботи, системи металообробки та гнучкого виробництва, транспортні засоби з позиціонуванням та рухом по траєкторії, системи локаційної техніки, аерокосмічні та різні військові об'єкти. Задачі керування рухом звичайно класифікують на *регулювання положення*, тобто переміщення з однієї точки в іншу, а також *відпрацювання траєкторії руху*. Перша задача є частковим (більш простим) випадком відпрацювання траєкторії і тому в цьому розділі буде розглядатися лише друга задача.

3.1 Алгоритм векторного керування положенням СДПМ

В системах векторного керування ця проблема вирішується шляхом розробки уніфікованого підходу, який базується на розглянутих у попередньому розділі алгоритмах відпрацювання кутової швидкості. Завдяки тому, що рівняння руху механічної частини є ідентичними відносно електромагнітного моменту, можлива побудова каскадної системи керування, де зовнішній контур положення формує завдання для внутрішнього контуру швидкості.

При використанні узагальненого регулятора швидкості (2.9) каскадна структура включення регуляторів швидкості і положення передбачає синтез завдання ω^* для контуру регулювання швидкості, що є виходом регулятора положення.

Математична модель механічної підсистеми електроприводу описується системою рівнянь (2.3) [30, 36]

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} \left[(M^* + \tilde{M}) - M_c \right] - v\omega.\end{aligned}\tag{3.1}$$

Нехай $\theta^*(t)$ — задана траєкторія кутового положення. Вважатимемо, що ця функція є обмеженою і має обмежені першу, другу та третю похідні за часом $\dot{\theta}^*, \ddot{\theta}^*, \dddot{\theta}^*$. Визначимо похибку відпрацювання кутового положення як

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

сформулюємо задачу керування положенням наступним чином: для розглянутої моделі механічної підсистеми (3.1) необхідно синтезувати алгоритм керування, який забезпечить асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії кутового положення [30, 37]

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\theta} = 0, \quad (3.3)$$

за умов дії незмінного невідомого моменту навантаження M_c . В [38] вперше запропонована концепція побудови каскадних систем керування кутовою швидкістю і кутовим положенням для декомпозиції електромеханічної системи на механічну і електричну підсистеми. Її особливістю є інтеграція додаткових фільтрів першого порядку для підвищення завадостійкості системи.

Для рівняння динаміки похибки відпрацювання кутового положення

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

сформуємо регулятор положення у вигляді [38]:

$$\begin{aligned} \omega^* &= \xi_2 + \dot{\theta}^*, \\ \dot{\xi}_2 &= -\frac{1}{\tau_2} \xi_2 - \frac{1}{\tau_2} k_{\theta} \tilde{\theta}, \end{aligned} \quad (3.5)$$

де τ_2 — стала часу фільтру положення, $k_{\theta} > 0$ — коефіцієнт регулятора положення.

Рівняння динаміки похибок відпрацювання в механічній системі з врахуванням (3.5), (2.10) запишуться [38]:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\theta}} &= \xi_2 + \tilde{\omega} \\ \dot{\xi}_2 &= -\frac{1}{\tau_2}\xi_2 - \frac{1}{\tau_2}k_\theta\tilde{\theta},\end{aligned}\quad (3.6)$$

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\omega}} &= -v\tilde{\omega} + \xi_1 - \tilde{M}_c + \frac{1}{J}\tilde{M}, \\ \dot{\xi}_1 &= -\frac{1}{\tau_1}\xi_1 - \frac{1}{\tau_1}(k_\omega\tilde{\omega}), \\ \dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i}\tilde{\omega}.\end{aligned}\quad (3.7)$$

Перші два рівняння в (3.6)-(3.7) описують динамічну поведінку контуру регулювання положення, в той час як останні три контуру регулювання кутової швидкості [30, 38, 39].

Динаміка системи регулювання положення (3.6) є асимптотично стійкою для $\forall(k_\theta, \tau_2) > 0$, а за умови асимптотичної стійкості контура регулювання швидкості (3.7) забезпечується асимптотичне відпрацювання похибок в кожній з послідовно з'єднаних підсистем, тобто $\lim_{t \rightarrow \infty}(\tilde{\theta}, \xi_2, \tilde{\omega}, \xi_1, \tilde{M}_c) = 0$.

Структурна схема узагальненого алгоритму відпрацювання кутового положення подана на рис. 3.1. Розрахунок коефіцієнтів регуляторів положення k_θ та швидкості $k_{\omega i}, k_\omega$ виконується стандартним шляхом, як це робиться для багатоконтурних систем з підпорядкованим керуванням параметрів [40].

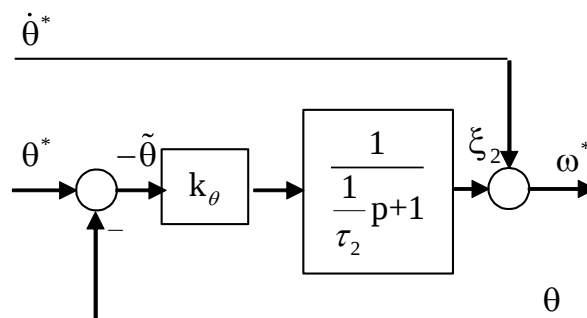


Рисунок 3.1 – Структурна схема уніфікованого регулятора відпрацювання кутового положення

При використанні регулятора положення (3.5) загальна форма рівнянь для регулятора швидкості (2.13) і похідної від заданого моментного струму (2.16) зберігаються. У розкритій формі ці рівняння мають вигляд:

$$\begin{aligned} i_q^* &= \frac{1}{\mu} \left[\xi_1 + \hat{M}_c + \left(-\frac{1}{\tau_2} \xi_2 - \frac{k_\theta}{\tau_2} \tilde{\theta} \right) + \ddot{\theta}^* \right], \\ i_q^* &= \frac{1}{\mu} \left[\left(-\frac{1}{\tau_1} \xi_1 - \frac{k_\omega}{\tau_1} \tilde{\omega} \right) - k_{\omega i} \tilde{\omega} - \frac{1}{\tau_2} \left(-\frac{1}{\tau_2} \xi_2 - \frac{k_\theta}{\tau_2} \tilde{\theta} \right) - \right. \\ &\quad \left. - \frac{k_\theta}{\tau_2} (\xi_2 + \tilde{\omega}) + \ddot{\theta}^* \right]. \end{aligned} \quad (3.8)$$

Структурна схема системи керування положенням показано на рис. 3.2, де додано зовнішній блок регулятора положення, вихід якого $\dot{\omega}^*$ подається на вхід існуючого регулятора швидкості.

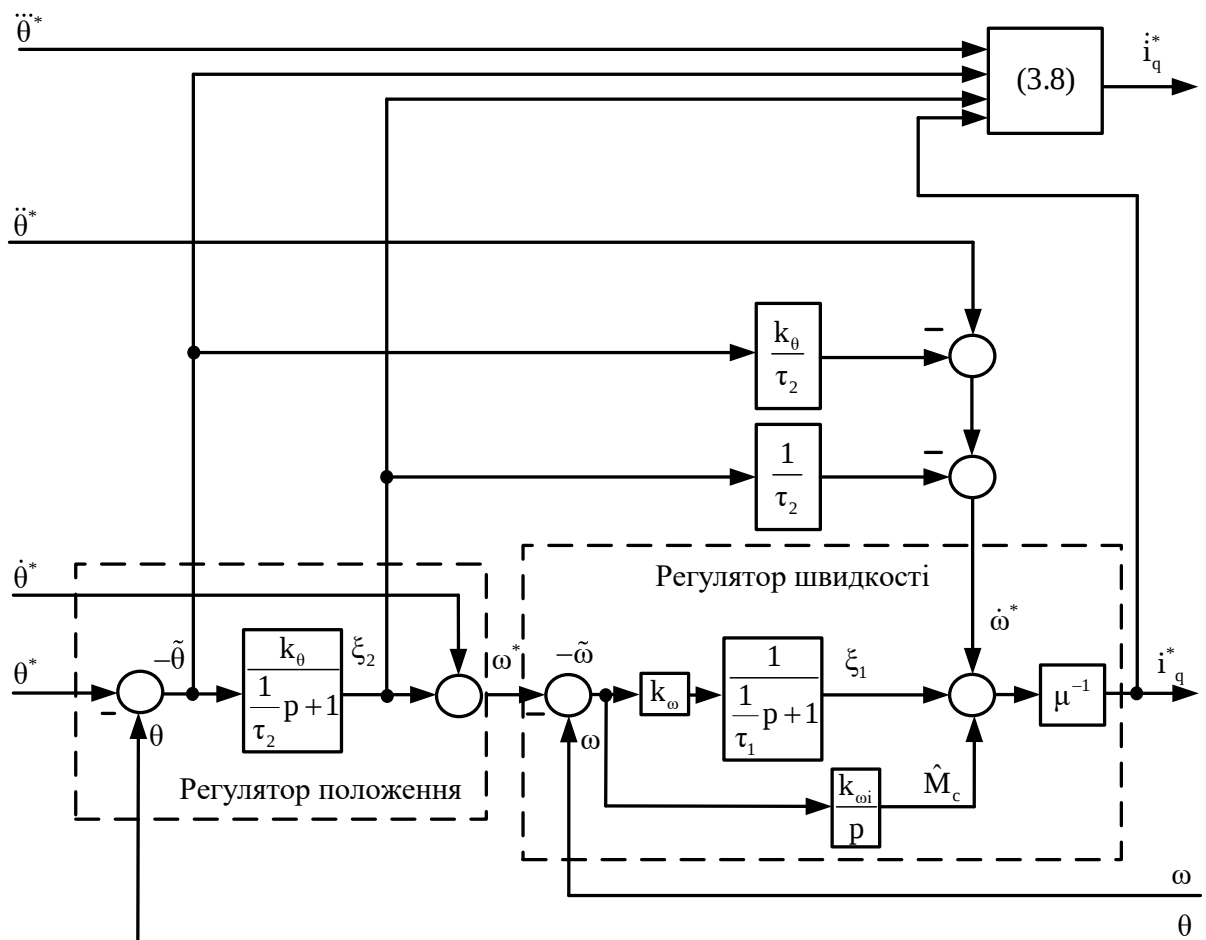


Рисунок 3.2 – Структурна схема уніфікованого векторного керування кутового положення СДПМ

3.2 Дослідження алгоритму керування положенням

Мета дослідження полягає в аналізі якості процесів керування положенням двигуна з ланкою маніпулятора при горизонтальному переміщенні та подальшому порівнянні отриманих результатів з результатами, які отримані на основі експериментальних даних.

Для проведення дослідження використано параметри двигуна, які наведені в табл. 2.1. З врахуванням ланки маніпулятора момент інерції електромеханічної системи дорівнює $J = 0.022 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$. Налаштування коефіцієнтів регуляторів наступні: для регуляторів струму

$$k_{i1} = 1000, k_{i2} = \frac{(k_{i1} + R_1 / L_1)^2}{4} = \frac{4000000}{4} = 1000000 \text{ відповідно, для регулятора}$$

$$\text{швидкості } k_{\omega} = 100, k_{\omega i} = \frac{k_{\omega}^2}{2} = \frac{10000}{2} = 5000, \text{ для пропорційного регулятора}$$

$$\text{положення } k_{\theta} = 70.$$

Дослідження шляхом моделювання проводилося з наступною послідовністю операцій: в момент часу $t = 0.05 \text{ с}$ починається формуватися завдання кутового положення у вигляді траєкторії другого порядку для досягнення значення 5 рад за час $t = 0.75 \text{ с}$.

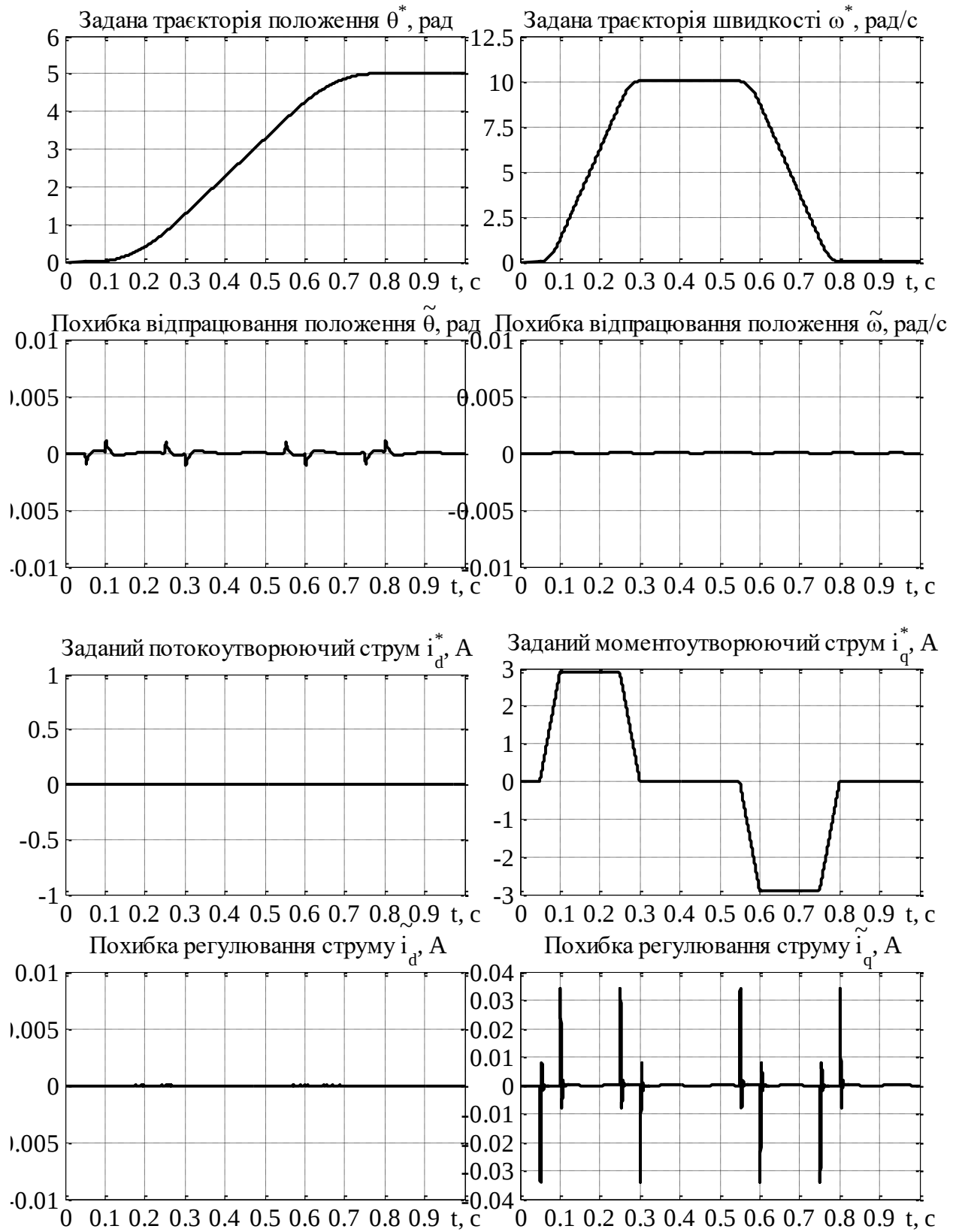


Рисунок 3.3 – Графіки перехідних процесів керування положенням при горизонтальному переміщенні

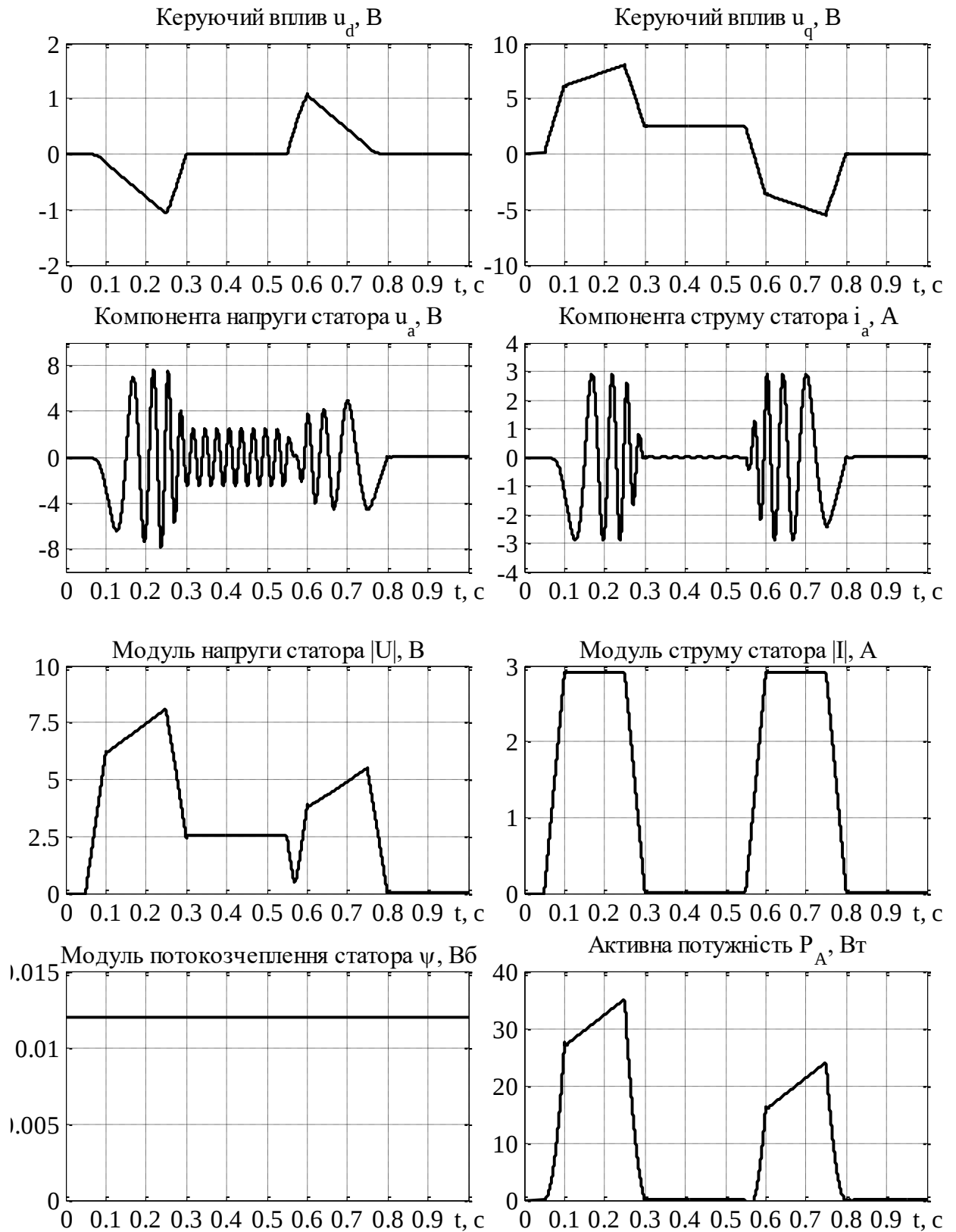


Рисунок 3.4 – Графіки перехідних процесів керування положенням при горизонтальному переміщенні

Аналізуючи отримані графіки перехідних процесів, наведених на рис. 3.3–3.4, можна зробити висновок про асимптотичне відпрацювання системою керування заданої траєкторії кутового положення. Динамічна похибка проявляється лише під час перехідних процесів і прямує до нуля у сталому режимі, що свідчить про коректність налаштування регулятора положення.

3.3 Висновки до розділу 3

1. Синтезовано новий алгоритм керування положенням, у якій зовнішній контур положення формує завдання для внутрішнього контуру кутовою швидкості. Застосування пропорційного регулятора положення з фільтрацією дозволяє забезпечити асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії, а також підвищує стійкість системи до зовнішніх завад вимірювання. Наведена структурна схема системи відображає взаємодію контурів та механізм формування керуючого впливу.

2. Проведено дослідження процесів керування положенням для СДПМ з маніпуляторною ланкою. Використано траєкторію другого порядку для забезпечення плавного переміщення на 5 рад за 0,75 с при горизонтальному положенні ланки. Аналіз отриманих перехідних процесів підтвердив, що система забезпечує асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії кутового положення

4 РОЗРОБКА АЛГОРИТМУ КЕРУВАННЯ КУТОВИМ ПОЛОЖЕННЯМ МАНІПУЛЯТОРА ЗА УМОВ ВІДОМИХ ПАРАМЕТРІВ

Загальний вигляд одноланкового маніпулятора з вертикальним переміщення зображено на рис. 4.1.

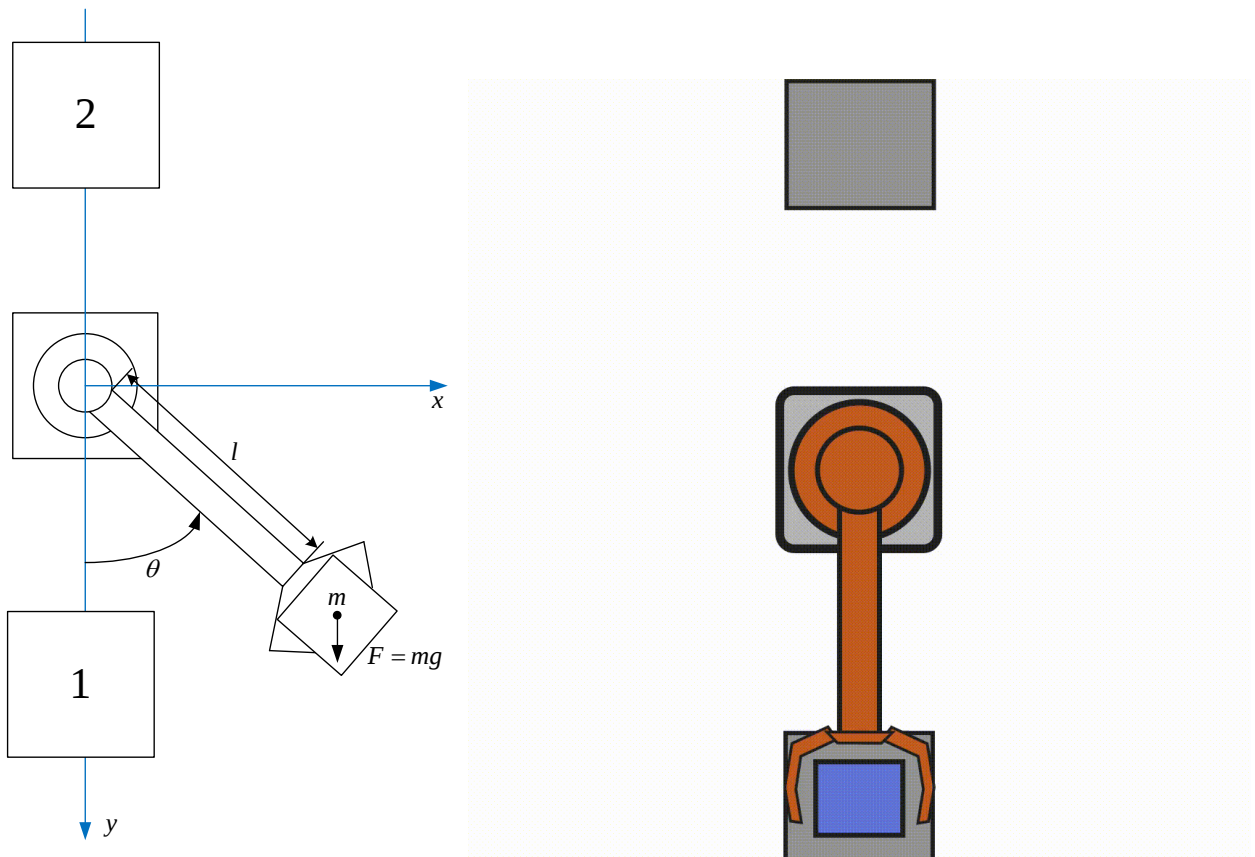


Рисунок 4.1 – Загальний вигляд одноланкового маніпулятора

Математична модель зі струмово керованим двигуном маніпулятора має наступний вигляд [41]:

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J_{\Sigma}}(M - M_c), \\ M &= ci,\end{aligned}\tag{4.1}$$

де θ – кутове положення ротора, ω – кутова швидкість ротора, $J_{\Sigma} = J_{\delta} + ml^2$ – сумарний момент інерції, J_{δ} – момент інерції двигуна, m – маса, яка транспортується, l – довжина маніпулятора, M – момент двигуна,

$M_c = mgl \sin \theta$ – момент навантаження, c – постійний коефіцієнт моменту, i – моментний струм двигуна.

Перед розробленням алгоритму адаптивного керування виконано синтез регулятора за умови, що $m = \text{const}$ відома, а отже і відомий момент навантаження M_c та сумарний момент інерції J_Σ . Структурна схема при цьому має вигляд, який зображений на рис. 4.2.

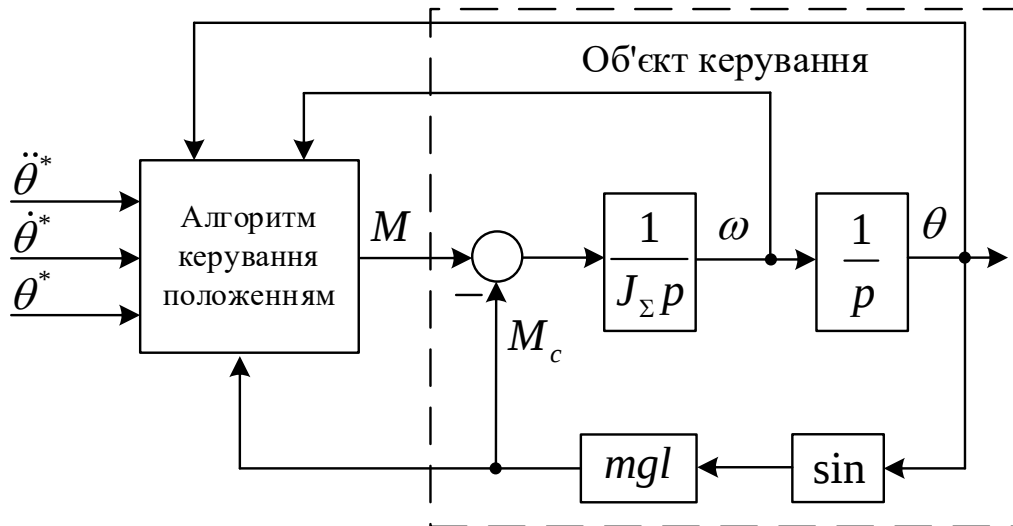


Рисунок 4.2 – Структурна схема алгоритму керування положенням

За умови відомих m, J_θ, c необхідно забезпечити асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій положення $\theta^*(t)$ так, що

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\theta} = 0, \quad (4.2)$$

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

Відповідно до визначення похибки відпрацювання положення $\tilde{\theta}$ рівняння її динаміки запишеться:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\theta}} &= \dot{\theta} - \dot{\theta}^*, \\ \dot{\tilde{\theta}} &= \omega^* + \tilde{\omega} - \dot{\theta}^*, \end{aligned} \quad (4.3)$$

де ω^* – завдання швидкості, $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$ – похибка відпрацювання швидкості, ω – реальна швидкість.

Відповідно до (4.3) регулятор положення сформуємо у вигляді [45]

$$\omega^* = -k_\theta \tilde{\theta} + \dot{\theta}^*, \quad (4.4)$$

де $k_\theta > 0$ – коефіцієнт регулятора положення, $\dot{\theta}^*$ – перша похідна від завдання по положенню.

З рівнянь (4.3), (4.4) динаміка похибки відпрацювання положення набуває вигляду

$$\ddot{\theta} = -k_\theta \tilde{\theta} + \tilde{\omega}. \quad (4.5)$$

Динаміка похибки відпрацювання кутової швидкості описується рівнянням

$$\dot{\tilde{\omega}} = \dot{\omega} - \dot{\omega}^* = \frac{1}{J_\Sigma} (M - M_c) - \dot{\omega}^*. \quad (4.6)$$

Похідна $\dot{\omega}^*$ знаходиться з рівнянь (4.4) та (4.5) у вигляді

$$\dot{\omega}^* = -k_\theta \dot{\tilde{\theta}} - \ddot{\theta}^* = -k_\theta (-k_\theta \tilde{\theta} + \tilde{\omega}) - \ddot{\theta}^*, \quad (4.7)$$

де $\ddot{\theta}^*$ – друга похідна від завдання по положенню.

Регулятор швидкості формується з (4.6) у наступній формі:

$$M = M_c + J_\Sigma (-k_\omega \tilde{\omega} + \dot{\omega}^*), \quad (4.8)$$

де k_ω – коефіцієнт пропорційного регулятора швидкості.

Після підстановки (4.8) в (4.6) запишемо рівняння динаміки похибок в контурах регулювання положення і швидкості:

$$\begin{aligned} \ddot{\theta} &= -k_\theta \tilde{\theta} + \tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{\omega}} &= -k_\omega \tilde{\omega}. \end{aligned} \quad (4.9)$$

Система (4.9) є асимптотично стійкою для усіх $k_\theta, k_\omega > 0$, тобто асимптотичне відпрацювання положення відповідно до (4.2) забезпечується.

Структурну схему системи відпрацювання положення представлено на рис. 4.3.

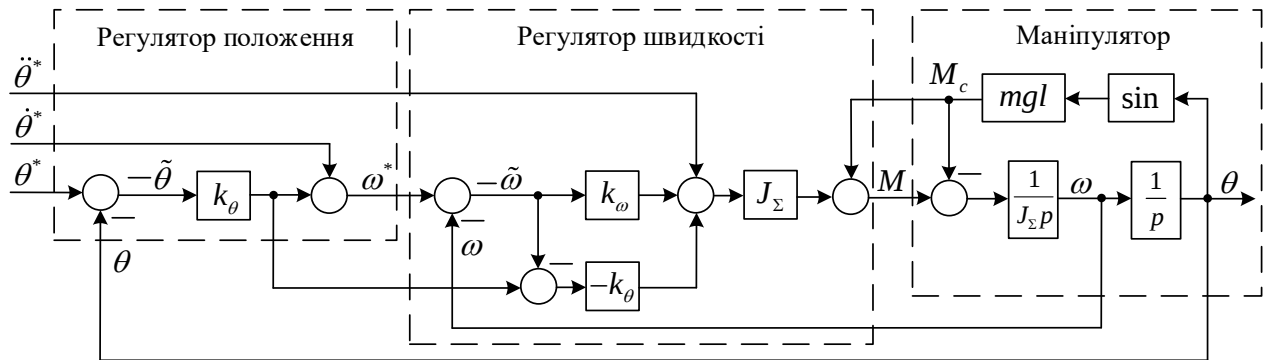
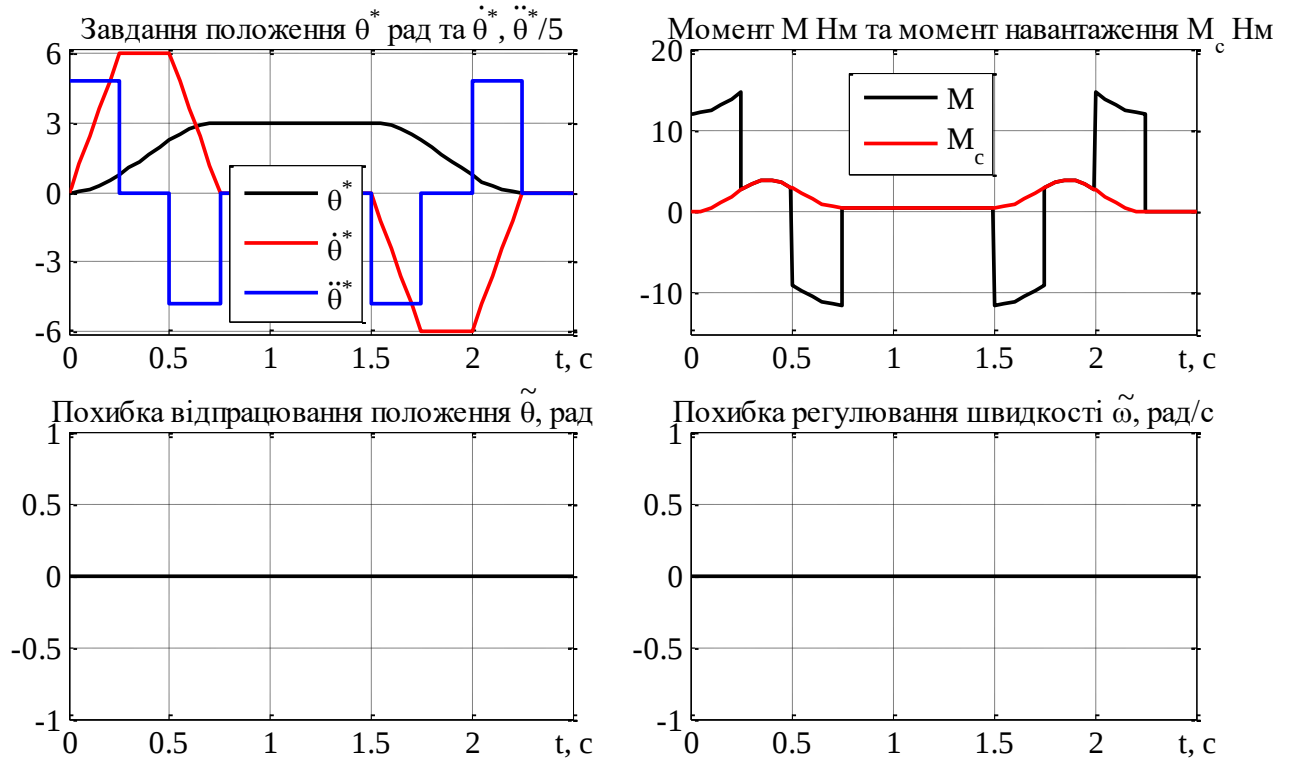


Рисунок 4.3 – Структурна схема системи відпрацювання положення

4.1 Дослідження динаміки системи при відомих параметрах

Дослідження за умови відомих параметрів виконується для підтвердження коректності математичної моделі та алгоритму керування. Для даного та подальших досліджень динаміки синтезованої системи використані наступні параметри: $m = 0.4$ кг, $l = 1$ м, $J_{\theta} = 0.1$ кг·м², $k_{\omega} = 50$, $k_{\theta} = 25$.

Послідовність операцій керування, яка використовується для всіх досліджень включає: в початковий момент часу повинна відпрацьовуватися задана траєкторія положення, починаючи з нульового початкового положення і досягаючи значення 3 рад за час $t = 0.75$ с. З моменту часу $t = 1.5$ с відпрацьовується зворотна траєкторія положення за час $t = 0.75$ с прямуючи до нуля. З графіків, які представлено на рис. 4.4 слідує, що похибки відпрацювання положення та швидкості нульові, так як даний регулятор забезпечує відпрацювання заданого положення при відомих масо-інерційних параметрах.

Рисунок 4.4 – Графіки перехідних процесів для відомого значення m

4.2 Дослідження регулятора при невідомій масі

Дане дослідження виконується для перевірки здатності системи відпрацювання положення забезпечувати асимптотичне відпрацювання для невідомого значення m .

Графіки перехідних процесів для $m = 0$ в регуляторі наведено на рис. 4.5. В результаті аналізу, порівнюючи результати з рис. 4.4 можна зробити висновок, що даний регулятор не може відпрацювати задану траєкторію без похибок по швидкості і відповідно по положенню. Тобто неадаптивний регулятор не забезпечує асимптотичне відпрацювання заданого положення.

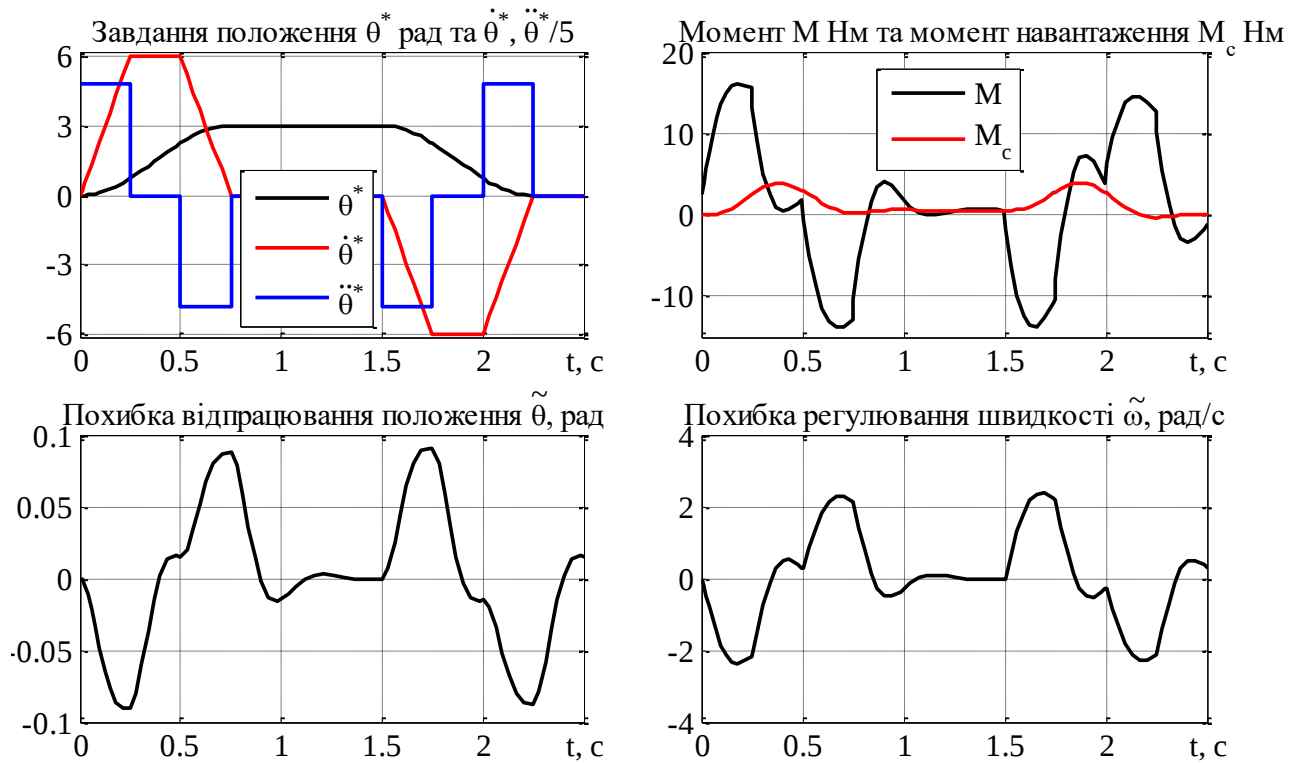


Рисунок 4.5 – Графіки перехідних процесів для $m = 0$ в регуляторі

4.3 Висновки до розділу 4

1. Синтезовано та досліджено алгоритм керування кутовим положенням маніпулятора за умов відомих масо-інерційних параметрів, який забезпечує асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії кутового положення та формування замкненої системи з гарантованою локальною асимптотичною стійкістю. Завдяки використанню векторного керування та формувача траєкторії другого порядку забезпечено лінійність динаміки похибок у номінальних режимах роботи.

2. Проведено дослідження динамічних процесів системи, що підтвердило відсутність перерегулювання та коливань, а також забезпечення заданих показників швидкодії. Показано, що у випадку повної відповідності моделі реальним масо-інерційним параметрам похибка відпрацювання положення прямує до нуля експоненційним законом.

3. Встановлено, що збільшення маси навантаження за умов використання регулятора з фіксованими налаштуваннями призводить до деградації якості процесів керування, а саме: збільшення часів перехідних

процесів, появи статичної складової похибки та погіршення демпфувальних властивостей. Це демонструє неадаптивність класичного регулятора до зміни моменту інерції та зовнішніх збурень, що робить його непридатним для умов змінних навантажень у робототехнічних системах.

4. З'ясовано, що отриманий результат визначає необхідність переходу до адаптивних або робастно-адаптивних структур керування, здатних оцінювати та компенсувати вплив невідомих параметрів під час функціонування. Саме ці фактори зумовлюють проведення подальшого синтезу адаптивної системи в розділі 5.

5 СИНТЕЗ АДАПТИВНОЇ СИСТЕМИ ВІДПРАЦЮВАННЯ ПОЛОЖЕННЯ

Оскільки неадаптивна система не забезпечує асимптотичне відпрацювання заданці траєкторії положення, то розглянемо можливість побудувати системи з властивостями адаптації до невідомих параметрів m і J_{Σ} . Замінімо невідомі параметри в регуляторі швидкості (4.8) на їх оцінені значення, а саме оцінену масу $\hat{m}$ та оцінений момент інерції $\hat{J}_{\Sigma}$ [42, 43].

Відповідно до (4.8) адаптивний регулятор швидкості набуває вигляду

$$M = \hat{m}gl \sin \theta + \hat{J}_{\Sigma}(-k_{\omega}\tilde{\omega} + \dot{\omega}^*), \quad (5.1)$$

де оцінений момент навантаження визначається як:

$$\hat{M}_c = \hat{m}gl \sin \theta. \quad (5.2)$$

Після підстановки (5.1) в (4.6) отримаємо рівняння динаміки похибок відпрацювання

$$\begin{aligned} \ddot{\theta} &= -k_{\theta}\tilde{\theta} + \tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{\omega}} &= \frac{1}{J_{\Sigma}} \left[\hat{J}_{\Sigma}(-k_{\omega}\tilde{\omega} + \dot{\omega}^*) + (\hat{m} - m)gl \sin \theta \right] - \dot{\omega}^*, \end{aligned} \quad (5.3)$$

де $\dot{\omega}^*$ задано в (4.7).

Визначимо похибки оцінювання

$$\tilde{J}_{\Sigma} = J_{\Sigma} - \hat{J}_{\Sigma}, \tilde{m} = m - \hat{m},$$

тоді (5.3) перепишеться у вигляді

$$\dot{\tilde{\omega}} = \frac{(\hat{J}_{\Sigma} + \tilde{J}_{\Sigma} - \tilde{J}_{\Sigma})}{J_{\Sigma}}(-k_{\omega}\tilde{\omega} + \dot{\omega}^*) - \frac{\tilde{m}}{J_{\Sigma}}gl \sin \theta - \dot{\omega}^*. \quad (5.4)$$

Після перетворень отримаємо:

$$\dot{\tilde{\omega}} = -k_{\omega}\tilde{\omega} - \frac{\tilde{J}_{\Sigma}}{J_{\Sigma}}(-k_{\omega}\tilde{\omega} + \dot{\omega}^*) - \frac{\tilde{m}}{J_{\Sigma}}gl \sin \theta. \quad (5.5)$$

Для синтезу динаміки оцінюваних змінних $\hat{m}$ та $\hat{J}_{\Sigma}$ розглянемо наступну функцію Ляпунова

$$V = \frac{1}{2} \left(\tilde{\theta}^2 + \tilde{\omega}^2 + \frac{1}{J_\Sigma} \gamma_1 \tilde{J}_\Sigma^2 + \frac{1}{J_\Sigma} \gamma_2 \tilde{m}^2 \right) > 0, \quad (5.6)$$

де $(\gamma_1, \gamma_2) > 0$.

Похідна від V в силу рішень (5.3) має вигляд

$$\begin{aligned} \dot{V} = \tilde{\theta} \dot{\tilde{\theta}} + \tilde{\omega} \dot{\tilde{\omega}} + \frac{1}{J_\Sigma} \gamma_1 \tilde{J}_\Sigma \dot{J}_\Sigma + \frac{1}{J_\Sigma} \gamma_2 \tilde{m} \dot{m} = & \left(-k_\theta \tilde{\theta}^2 + \tilde{\theta} \tilde{\omega} - k_\omega \tilde{\omega}^2 \right) - \\ & - \tilde{\omega} \frac{\tilde{J}_\Sigma}{J_\Sigma} \left(-k_\omega \tilde{\omega} + \dot{\omega}^* \right) - \tilde{\omega} \frac{\tilde{m}}{J_\Sigma} gl \sin \theta + \frac{1}{J_\Sigma} \gamma_1 \tilde{J}_\Sigma \dot{J}_\Sigma + \frac{1}{J_\Sigma} \gamma_2 \tilde{m} \dot{m}. \end{aligned} \quad (5.7)$$

З (5.7) визначимо наступний алгоритм ідентифікації:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{J}}_\Sigma = -\dot{\tilde{J}}_\Sigma = \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\omega} \left(-k_\omega \tilde{\omega} + \dot{\omega}^* \right), \\ \dot{\tilde{m}} = -\dot{\tilde{m}} = \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\omega} gl \sin \theta, \end{aligned} \quad (5.8)$$

в силу чого $\dot{V}$ (5.7) буде

$$\dot{V} = -k_\theta \tilde{\theta}^2 + \tilde{\theta} \tilde{\omega} - k_\omega \tilde{\omega}^2 \leq 0, \quad (5.9)$$

за умови $k_\theta k_\omega > \frac{1}{4}$.

З $V > 0$ та $\dot{V} \leq 0$ слідує, що змінні $(\tilde{\theta}, \tilde{\omega}, \tilde{m}, \tilde{J}_\Sigma)$ є обмеженими. Для обмежених $\theta^*, \dot{\theta}^*, \ddot{\theta}^*$ з виразів [44, 45]

$$\begin{aligned} \omega^* &= -k_\theta \tilde{\theta} + \dot{\theta}^*, \\ \dot{\omega}^* &= -k_\theta \left(-k_\theta \tilde{\theta} + \tilde{\omega} \right) + \ddot{\theta}^*, \end{aligned} \quad (5.10)$$

також слідує, що $\omega^*, \dot{\omega}^*$ також обмежені.

Рівняння динаміки замкненої адаптивної системи з (5.3) та (5.8) запишуться у вигляді

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{\theta}} &= -k_{\theta}\tilde{\theta} + \tilde{\omega}, \\
\dot{\tilde{\omega}} &= -k_{\omega}\tilde{\omega} - \frac{\tilde{J}_{\Sigma}}{J_{\Sigma}}(-k_{\omega}\tilde{\omega} + \dot{\omega}^*) - \frac{\tilde{m}}{J_{\Sigma}}gl \sin \theta, \\
\dot{\tilde{J}_{\Sigma}} &= \frac{1}{\gamma_1}\tilde{\omega}(-k_{\omega}\tilde{\omega} + \dot{\omega}^*), \\
\dot{\tilde{m}} &= \frac{1}{\gamma_2}\tilde{\omega}gl \sin \theta.
\end{aligned} \tag{5.11}$$

Оскільки функція $\sin \theta$ обмежена, $(\tilde{\theta}, \tilde{\omega}, \tilde{m}, \tilde{J}_{\Sigma})$ обмежені, $(\theta^*, \dot{\theta}^*, \ddot{\theta}^*)$ обмежені, $(\omega^*, \dot{\omega}^*)$ обмежені, то похідні $(\dot{\tilde{\theta}}, \dot{\tilde{\omega}}, \dot{\tilde{m}}, \dot{\tilde{J}_{\Sigma}})$ також обмежені.

З (5.9) слідує, що $V(t)$ зменшується, тому

$$\int_0^t (-k_{\theta}\tilde{\theta}_{(\tau)}^2 + \tilde{\theta}_{(\tau)}\tilde{\omega}_{(\tau)} - k_{\omega}\tilde{\omega}_{(\tau)}^2) d\tau \leq V(0), \quad \text{а сигнали } \tilde{\theta}^2, \tilde{\omega}^2 \text{ є квадратично}$$

інтегрованими, і як це встановлено раніше є обмеженими з обмеженою похідною [46, 47]. На основі леми Барбалат маємо:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\theta}, \tilde{\omega}) = 0.$$

Перепишемо (5.11) в наступній формі

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{\theta}} &= -k_{\theta}\tilde{\theta} + \tilde{\omega}, \\
\dot{\tilde{\omega}} &= -k_{\omega}\tilde{\omega} - \frac{\tilde{J}_{\Sigma}}{J_{\Sigma}}(-k_{\omega}\tilde{\omega} + k_{\theta}^2\tilde{\theta} - k_{\theta}\tilde{\omega} + \ddot{\theta}^*) - \frac{\tilde{m}}{J_{\Sigma}}gl \sin \theta, \\
\dot{\tilde{J}_{\Sigma}} &= \frac{1}{\gamma_1}\tilde{\omega}(-k_{\omega}\tilde{\omega} + \dot{\omega}^*), \\
\dot{\tilde{m}} &= \frac{1}{\gamma_2}\tilde{\omega}gl \sin \theta.
\end{aligned} \tag{5.12}$$

Стандартна форма (5.12) в умовах Теорема 1.1 має вигляд [48]

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} \dot{\tilde{\theta}} \\ \dot{\tilde{\omega}} \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} -k_{\theta} & 1 \\ 0 & -k_{\omega} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{\theta} \\ \tilde{\omega} \end{pmatrix} - \frac{1}{J_{\Sigma}} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -k_{\omega}\tilde{\omega} + \dot{\omega}^* & gl \sin \theta \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{J}_{\Sigma} \\ \tilde{m} \end{pmatrix}, \\
\begin{pmatrix} \dot{\tilde{J}_{\Sigma}} \\ \dot{\tilde{m}} \end{pmatrix} &= -\mathbf{\Lambda} \begin{bmatrix} 0 & -k_{\omega}\tilde{\omega} + \dot{\omega}^* \\ 0 & gl \sin \theta \end{bmatrix} \mathbf{P} \begin{pmatrix} \tilde{\theta} \\ \tilde{\omega} \end{pmatrix}.
\end{aligned} \tag{5.13}$$

Визначимо $\mathbf{x} = (\tilde{\theta}, \tilde{\omega})^T$, $\mathbf{z} = (\tilde{J}_\Sigma, \tilde{m})^T$, $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -k_\theta & 1 \\ 0 & -k_\omega \end{bmatrix}$,

$$\mathbf{\Gamma}^T(\mathbf{x}, t) = -\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -k_\omega \tilde{\omega} + \dot{\omega}^* & gl \sin \theta \end{bmatrix}, \quad \mathbf{\Lambda} = \text{diag}\left(\frac{1}{\gamma_1}, \frac{1}{\gamma_2}\right), \quad \mathbf{P} = \text{diag}(1, 1) = \mathbf{P}^T > 0$$

формує функцію Ляпунова $V = \mathbf{x}^T \mathbf{P} \mathbf{x}$ і рівняння Ляпунова $\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} = -\mathbf{Q}$, з $\mathbf{Q}^T = \mathbf{Q} > 0$, визначеного в (5.9).

У векторно-матричній формі (5.13) запишеться [48]:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A} \mathbf{x} + \frac{1}{J_\Sigma} \mathbf{\Gamma}^T(\mathbf{x}, t) \mathbf{z}, \quad \mathbf{x} \in \mathbb{R}^n, \quad \mathbf{x}(t_0) = \mathbf{x}_0, \\ \mathbf{z} &= -\mathbf{\Lambda} \mathbf{\Gamma}(\mathbf{x}, t) \mathbf{P} \mathbf{x}, \quad \mathbf{z} \in \mathbb{R}^p, \quad \mathbf{z}(t_0) = \mathbf{z}_0. \end{aligned} \quad (5.14)$$

З виразу матриці регресії $\mathbf{\Gamma}^T(\mathbf{x}, t)$ з $\dot{\omega}^*$, яке визначається в (5.10), слідує, що вона має складові функції, що є обмеженими для усіх обмежених $\mathbf{x}$.

За цих умов відповідно до Теорема 1.1 встановлюємо, що

а) положення рівноваги системи (5.13) та відповідно (5.14) $(\mathbf{x}, \mathbf{z}) = \mathbf{0}$ є рівномірно стійким;

б) розв'язання (5.14) $\mathbf{x}(t)$ і $\mathbf{z}(t)$ рівномірно обмежені $t \geq t_0$, $\forall \mathbf{x}_0 \in \mathbb{R}^n$, $\mathbf{z}_0 \in \mathbb{R}^p$.

с) $\lim_{t \rightarrow \infty} \|\mathbf{x}(t)\| = 0$.

З а) – с) слідує, що цілі керування положенням $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\theta}, \tilde{\omega}) = 0$ досягаються, а $\lim_{t \rightarrow \infty} (\mathbf{\Gamma}^T(\mathbf{x}, t) \mathbf{z}) = \mathbf{0}$.

Додатково для $\frac{\partial \mathbf{\Gamma}(\mathbf{x}, t)}{\partial t}$ обмеженої для усіх $\mathbf{x}$, якщо

$$\mathbf{z}^T \mathbf{\Gamma}(\mathbf{0}, t) \mathbf{\Gamma}^T(\mathbf{0}, t) \mathbf{z} \geq \alpha \|\mathbf{z}\|, \alpha > 0, \quad (5.15)$$

то відповідно до результату Теорема 1.1 положення $(\mathbf{x}, \mathbf{z}) = \mathbf{0}$ є глобально асимптотично стійким для a , що належить до К класу.

В (5.14) для $\mathbf{x} = \mathbf{0}$, маємо

$$\mathbf{\Gamma}^T(\mathbf{0}, t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \ddot{\theta}^* & gl \sin \theta \end{bmatrix}, \quad (5.16)$$

і умова (5.15) розраховується з виразу

$$\begin{aligned} (\tilde{J}_\Sigma, \tilde{m}) \mathbf{\Gamma}(\mathbf{0}, t) \mathbf{\Gamma}^T(\mathbf{0}, t) \begin{pmatrix} \tilde{J}_\Sigma \\ \tilde{m} \end{pmatrix} &= (\tilde{J}_\Sigma, \tilde{m}) \begin{bmatrix} 0 & \ddot{\theta}^* \\ 0 & gl \sin \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \ddot{\theta}^* & gl \sin \theta \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{J}_\Sigma \\ \tilde{m} \end{pmatrix} = \\ &= (\tilde{J}_\Sigma, \tilde{m}) \begin{bmatrix} \ddot{\theta}^{*2} & \ddot{\theta}^* gl \sin \theta \\ \ddot{\theta}^* gl \sin \theta & g^2 l^2 \sin^2 \theta \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{J}_\Sigma \\ \tilde{m} \end{pmatrix} = \ddot{\theta}^* \tilde{J}_\Sigma (\ddot{\theta}^* \tilde{J}_\Sigma + \tilde{m} gl \sin \theta) + \\ &+ \tilde{m} gl \sin \theta (\ddot{\theta}^* \tilde{J}_\Sigma + \tilde{m} gl \sin \theta) = (\ddot{\theta}^* \tilde{J}_\Sigma + \tilde{m} gl \sin \theta)^2, \end{aligned} \quad (5.17)$$

Розв'язавши рівняння (5.17) отримаємо суму квадратів, що згідно (5.15) не задовольняє умову глобальної асимптотичної стійкості положення $(\mathbf{x}, \mathbf{z}) = \mathbf{0}$.

З іншого боку з Леми про персистентність збудження, яка наведена в додатку В встановлюємо, що якщо умови персистентності збудження виконуються, тобто існують такі додатні T і k , які задовольняють [48, 49]

$$\int_t^{t+T} \mathbf{\Gamma}(\tau) \mathbf{\Gamma}^T(\tau) d\tau \geq k \mathbf{I}, \forall t > t_0, \quad (5.18)$$

то положення рівноваги $(\mathbf{x}, \mathbf{z}) = \mathbf{0}$ є глобально експоненційно стійким.

Коли умови персистентності збудження (5.18) виконуються, то гарантується асимптотичне відпрацювання кутового положення і швидкості, а також ідентифікація параметрів, тобто $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\theta}, \tilde{\omega}, \tilde{J}_\Sigma, \tilde{m}) = 0$.

З результату (5.17) і виразу (5.18), що за умови $\ddot{\theta}^* = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{J}_\Sigma \neq 0$, а для $\sin \theta = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{m} \neq 0$.

Об'єднані рівняння динаміки похибок регулювання і похибок ідентифікації мають вигляд (5.20).

Таким чином рівняння (4.4), (5.1), (5.8) описують адаптивний алгоритм відпрацювання кутового положення [50].

Повний алгоритм вміщує:

- регулятор положення

$$\dot{\omega}^* = -k_{\theta}\tilde{\theta} + \dot{\theta}^*, \quad (5.19)$$

- адаптивний регулятор швидкості

$$\begin{aligned} M &= \hat{m}gl \sin \theta + \hat{J}_{\Sigma} \left(-k_{\omega}\tilde{\omega} + \dot{\omega}^* \right), \\ \dot{\hat{J}}_{\Sigma} &= -\frac{1}{\gamma_1}\tilde{\omega} \left(-k_{\omega}\tilde{\omega} + \dot{\omega}^* \right), \\ \dot{\hat{m}} &= -\frac{1}{\gamma_2}\tilde{\omega}gl \sin \theta. \end{aligned} \quad (5.20)$$

Структурну схему адаптивної системи наведено на рис. 5.1.

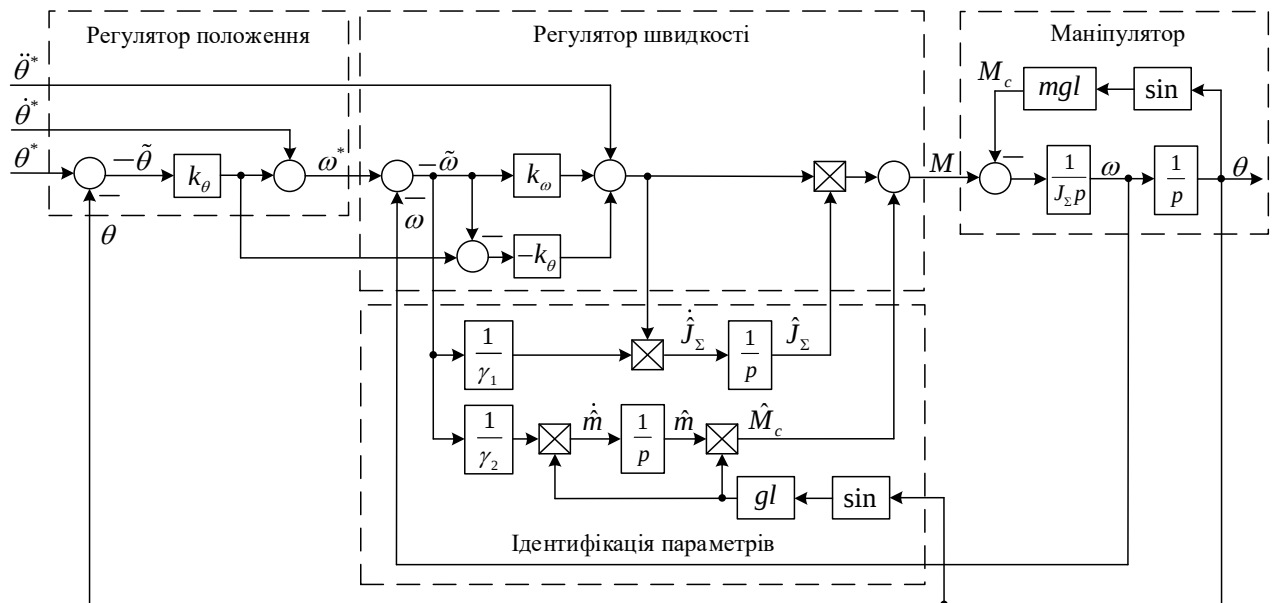


Рисунок 5.1 – Структурна схема адаптивної системи керування маніпулятором

5.1 Дослідження динаміки адаптивної системи керування при оцінюванні маси

Дослідження динаміки адаптивної системи виконано в умовах тесту Розділу 1 для налаштування адаптивного алгоритму з $k_{\omega} = 50, k_{\theta} = 25$, $\gamma_1 = 0.3, \gamma_2 = 8, \hat{J}_{\Sigma} = J_{\Sigma}, \hat{m}(0) = 0$.

Графіки перехідних процесів адаптивної системи керування маніпулятором при оцінюванні тільки маси наведено на рис. 5.2. Згідно рис. 5.2 можна зробити висновок, що адаптивна система забезпечує асимптотичне відпрацювання кутового положення і асимптотичне оцінювання маси

$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\theta} = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{m} = 0$. Похибка оцінювання маси в початковий момент часу рівна масі в моделі, але за $t = 1$ с стає рівною нулю.

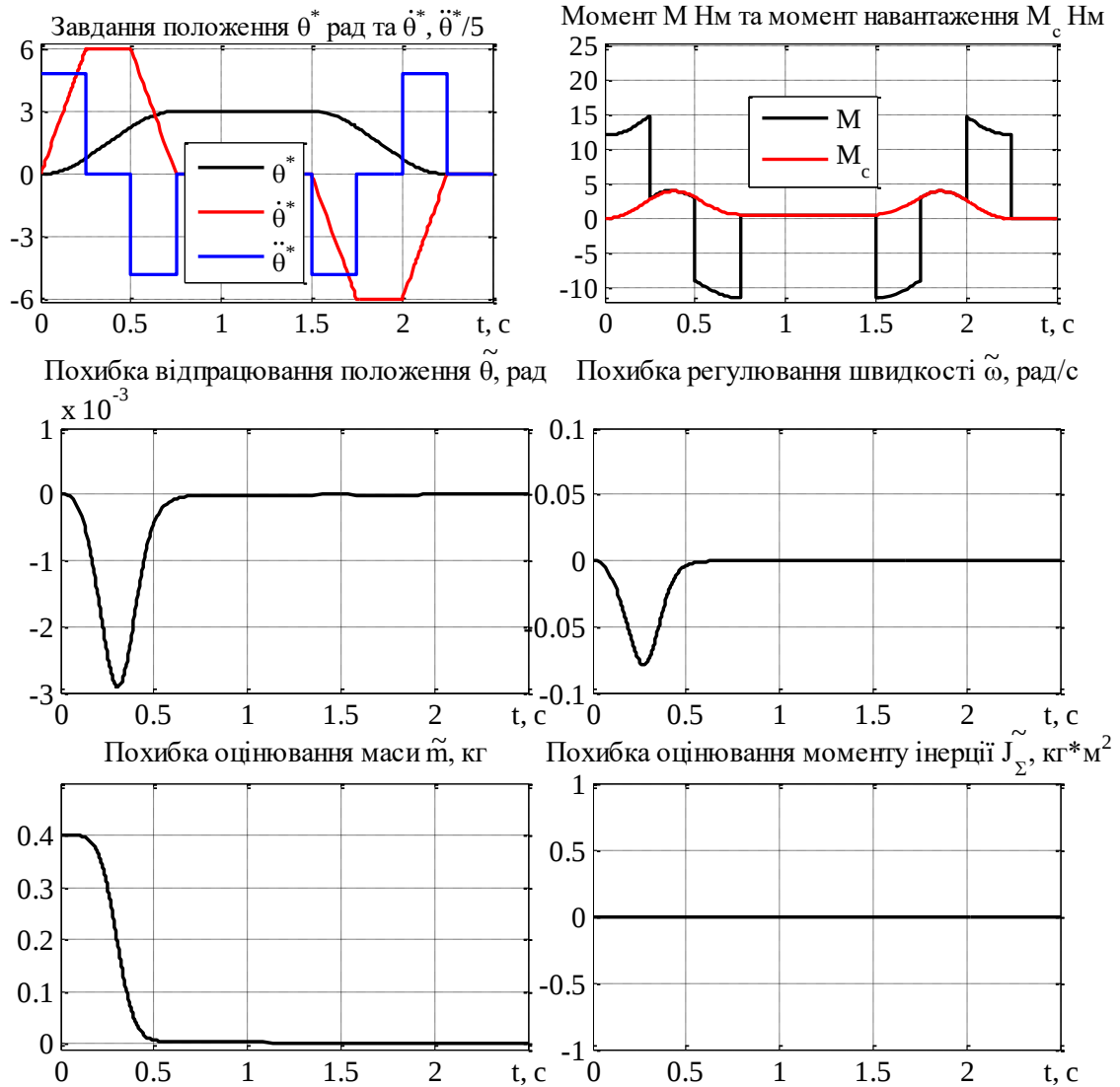


Рисунок 5.2 – Графіки перехідних процесів для оцінювання $\hat{m}$ та $\hat{J}_\Sigma = J_\Sigma$

5.2 Дослідження адаптивної системи керування при оцінюванні моменту інерції

Графіки перехідних процесів для тесту з оцінюванням тільки моменту інерції при відомій масі наведено на рис. 5.3. З графіків на рис. 5.3 слідує, що асимптотичність відпрацювання $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\theta} = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{J}_\Sigma = 0$ досягається за час $t \simeq 1$ с.

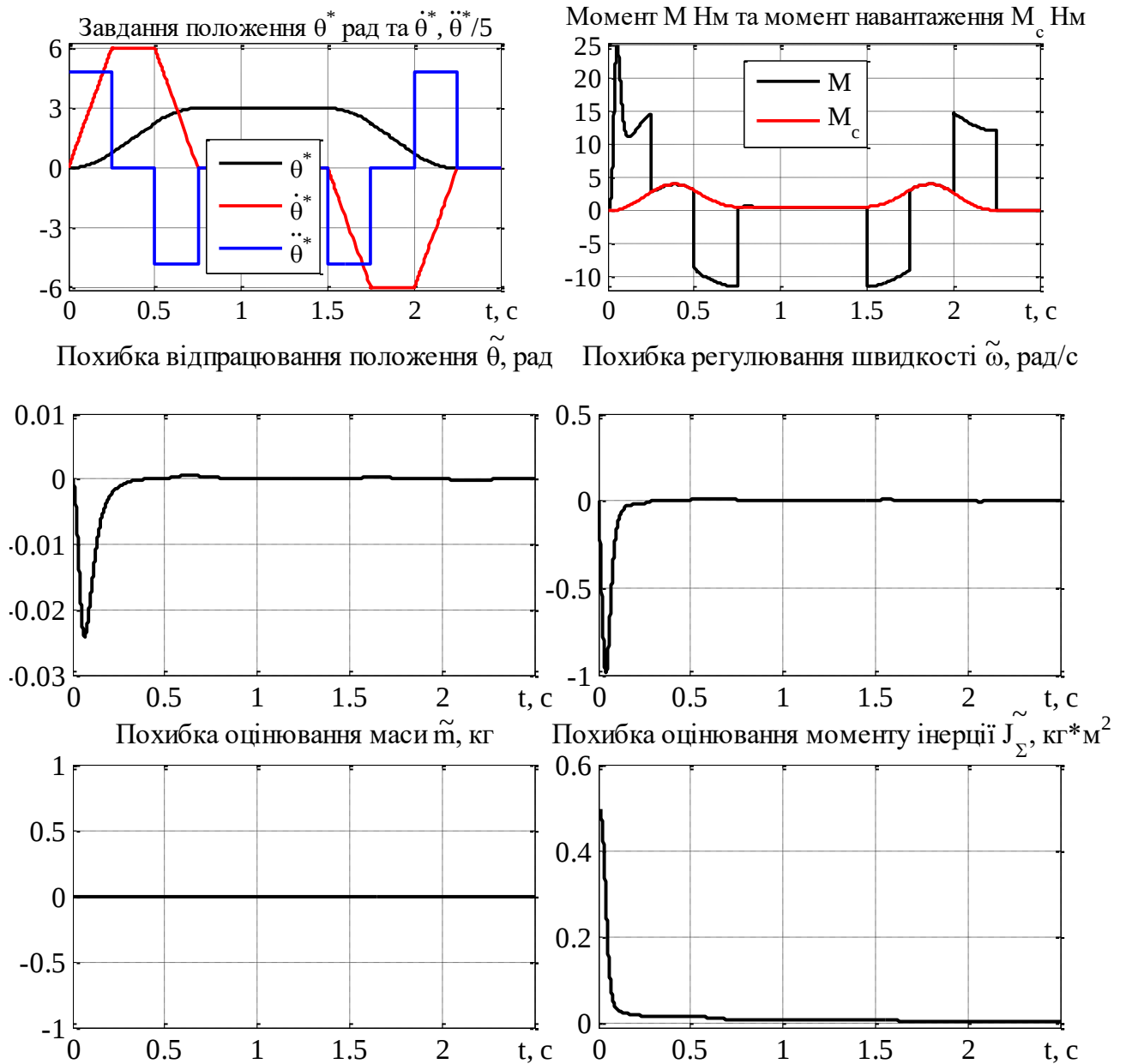


Рисунок 5.3 – Графіки перехідних процесів для оцінювання $\hat{J}_\Sigma$ та $\hat{m} = m$

5.3 Дослідження адаптивної системи керування при оцінюванні маси та моменту інерції

Графіки перехідних процесів при оцінюванні маси та моменту інерції наведені на рис. 5.4. В умовах тесту початкові значення маси і моменту інерції в адаптивному алгоритмі прийняті нульовими, тобто розглядається випадок керування об'єктом з невідомими масо-інерційними характеристиками. Як видно з графіків перехідних процесів на рис. 5.4 похибки відпрацювання

положення і оцінювання параметрів затухають в нуль до завершення першого циклу відпрацювання.

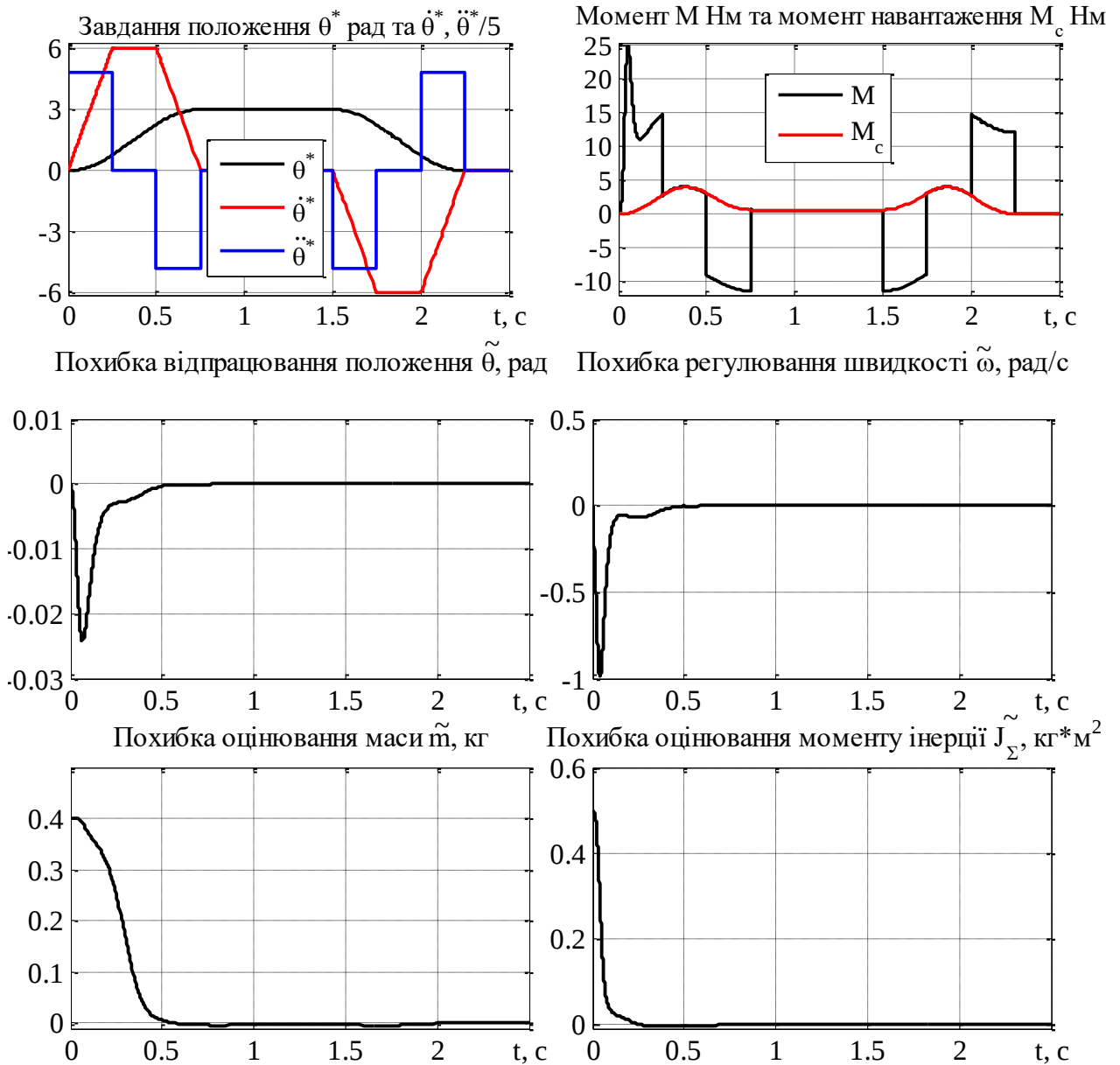


Рисунок 5.4 – Графіки перехідних процесів для оцінюванні маси та моменту інерції

5.4 Дослідження адаптивної системи для струмового керування синхронною машиною

Дане дослідження виконується для підтвердження універсальності та ефективності адаптивного алгоритму струмового керування синхронною машиною в умовах невизначених параметрів.

За припущення про живлення від ідеального джерела струму та без урахування кількості пар полюсів, математичний опис динаміки неявнополюсного СДПМ суттєво спрощується і набуває вигляду [30, 31]

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J_{\Sigma}}(M - M_c), \\ M &= k_m(i_a \sin(\theta) + i_b \cos(\theta)),\end{aligned}\tag{5.21}$$

де $k_m = \frac{3}{2}L_m i_f$ – коефіцієнт моменту, L_m – індуктивність намагнічування, i_f – струм постійних магнітів, i_a та i_b – струми в системі координат (a-b).

У спрощеному вигляді динаміка СД описується системою диференціальних рівнянь другого порядку (5.21), де керуючим впливом виступає вектор струмів статора $\mathbf{i} = (i_a, i_b)^T$. Характерну для таких машин залежність від кутового положення ротора доцільно усунути шляхом переходу до змінних у обертовій системі координат (d-q) за допомогою перетворення [31]

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = e^{j\theta} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix},\tag{5.22}$$

$$\text{де } e^{j\theta} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}.$$

Визначивши змінні в системі координат ротора згідно перетворення Парка–Горєва (5.22), модель СД набуває вигляду [31]

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J_{\Sigma}}(M - M_c), \\ M &= k_m i_q.\end{aligned}\tag{5.23}$$

З метою синтезу законів керування електромагнітним моментом та потокозчеплення двигуна, введемо у розгляд вектор потокозчеплення статора. Його математичний опис визначається наступним співвідношенням [30, 34]

$$\Psi = \begin{pmatrix} \psi_a \\ \psi_b \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix} + L_m i_f \begin{pmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{pmatrix}. \quad (5.24)$$

З рівнянь потокозчеплень (5.24), після перетворення в систему координат ротора, отримаємо

$$\psi_d = L(i_a \cos(\theta) + i_b \sin(\theta)) + L_m i_f, \quad (5.25)$$

або

$$\psi_d = L i_d + L_m i_f.$$

За умови

$$i_d = 0 \quad (5.26)$$

потокозчеплення статора ψ_d формується виключно струмом еквівалентного (фіктивного) джерела збудження $i_f = \text{const}$, який схематизує дію постійних магнітів. За цієї умови вектори $\mathbf{i}$ та i_f ортогональні, як це показано на рис. 5.5 [30].

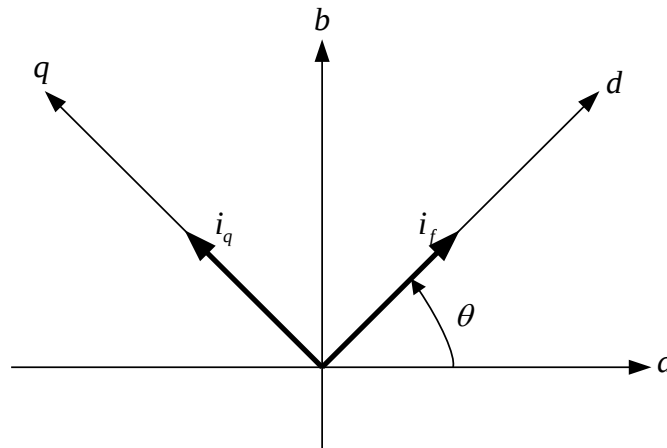


Рисунок 5.5 – Просторове розташування векторів СД зі збудженням від постійних магнітів

Враховуючи інваріантність електромагнітного моменту неявнополюсного СД до прямої складової струму статора i_d , стратегія керування передбачає вибір потокозчеплення по осі (d) в якості регульованої координати для контуру цього струму (5.25) [30, 37]

$$\psi^* = L i_d^* + L_m i_f, \quad (5.27)$$

де i_d^* – задане значення струму i_d .

З рівнянь (5.25) та (5.27) похибка відпрацювання потокозчеплення статора по осі (d) буде [30, 46]

$$\tilde{\psi} = \psi_d - \psi^* = L \tilde{i}_d, \quad (5.28)$$

де $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*, i_d^* = 0$.

Виходячи з рівняння для моменту в (5.23) визначимо керуючу дію по осі (q) у вигляді

$$i_q^* = \hat{m}gl \sin \theta + \hat{J}_\Sigma (-k_\omega \tilde{\omega} + \dot{\omega}^*). \quad (5.29)$$

Структурна схема системи адаптивного керування одноланковим маніпулятором з використанням синхронного двигуна зображена на рис. 5.6.

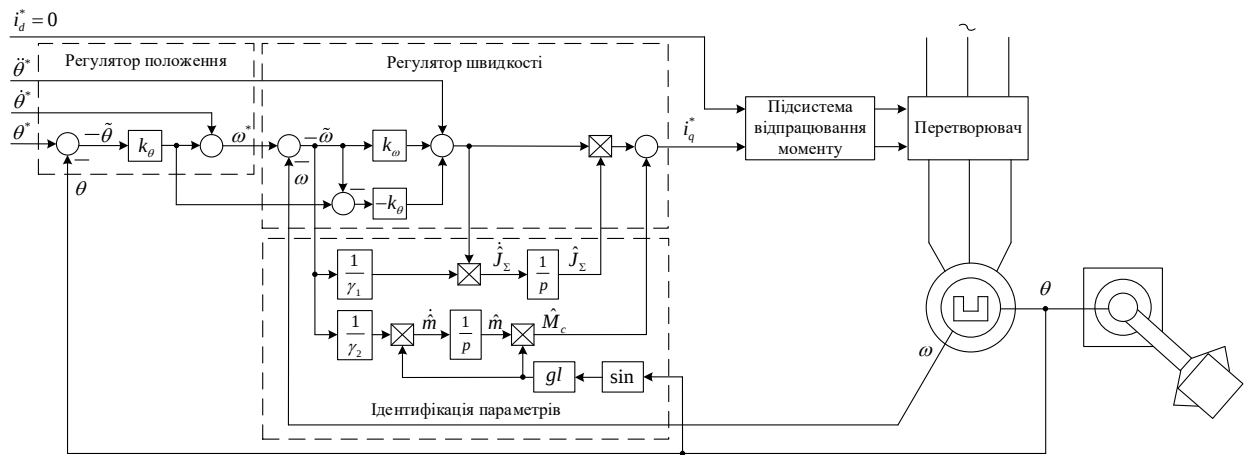


Рисунок 5.6 – Структурна схема адаптивного керування одноланковим маніпулятором з використанням синхронного двигуна

Для перевірки реалізації адаптивної системи в реальному керуванні двигуном виконане дослідження струмовим керуванням синхронної машини. Параметр коефіцієнт моменту для даного дослідження $k_m = 1$. В результаті проведення дослідження графіки перехідних процесів при струмовому адаптивному керуванні синхронною машиною наведені на рис. 5.7. Проаналізувавши графіки перехідних процесів похибок, можна зробити висновок, що похибки ідентичні тим, які зображені на рис. 5.4.

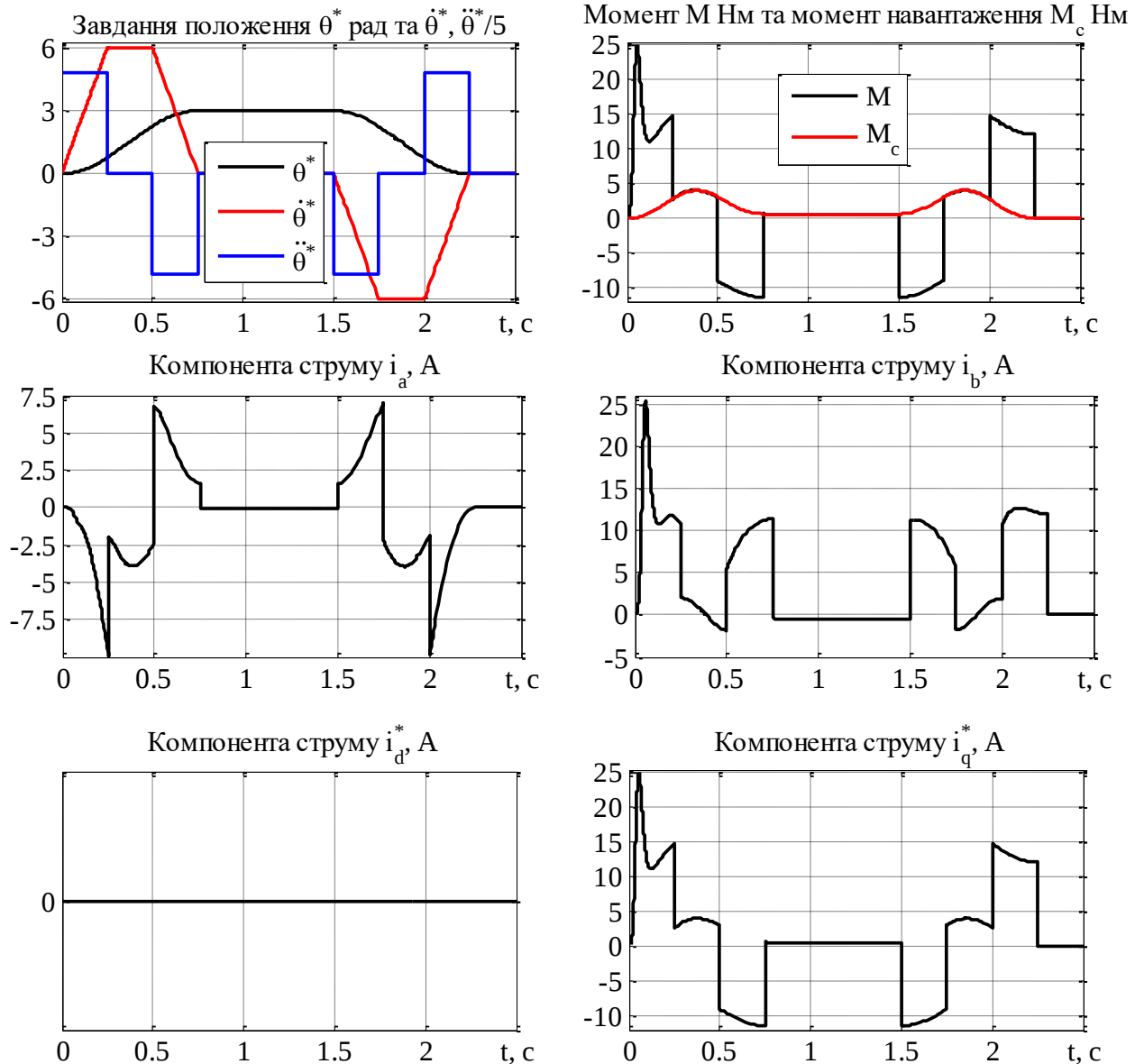


Рисунок 5.7 – Графіки перехідних процесів при струмовому адаптивному керуванні синхронною машиною

5.5 Ідентифікація параметрів маніпулятора

Одним із підходів у реалізації адаптивного керування є попередня ідентифікація параметрів системи перед початком відпрацювання траєкторії положення. Цей метод передбачає визначення таких параметрів, як маса, момент інерції та інших, що впливають на динаміку системи. Для цього формують тест ідентифікації з використанням завдання швидкості у вигляді синусоїдного сигналу, яке забезпечує присутність постійно діючого прискорення.

Після завершення етапу ідентифікації отримані параметри інтегруються в алгоритми керування, що дозволяє адаптувати систему до поточних умов експлуатації та забезпечити високу точність і стійкість роботи системи. Цей метод широко застосовується в задачах робототехніки, де відсутність точної інформації про параметри об'єкта керування значно впливає на точність відпрацювання регульованих координат.

Для реалізації даного методу замінимо рівняння (4.4) та (4.7) на наступні

$$\begin{aligned}\omega^* &= a \sin(\omega_0 t), \\ \dot{\omega}^* &= a\omega_0 \cos(\omega_0 t),\end{aligned}\tag{5.30}$$

де a – амплітуда коливань, ω_0 – власна частота коливань.

Для проведення досліджень використаємо наступні параметри синусоїди $a = 1$, $\omega_0 = 12 \text{ рад/с}$, коефіцієнти адаптивної системи при даному дослідженні прийнято рівними $\gamma_1 = 0.008$, $\gamma_2 = 0.5$. Графіки перехідних процесів ідентифікації параметрів в умовах тесту наведено на рис. 5.8. Траєкторія завдання швидкості починає формуватися з $t = 0 \text{ с}$, час, необхідний для завершення процесів ідентифікації, не перевищує $t \approx 1 \text{ с}$.

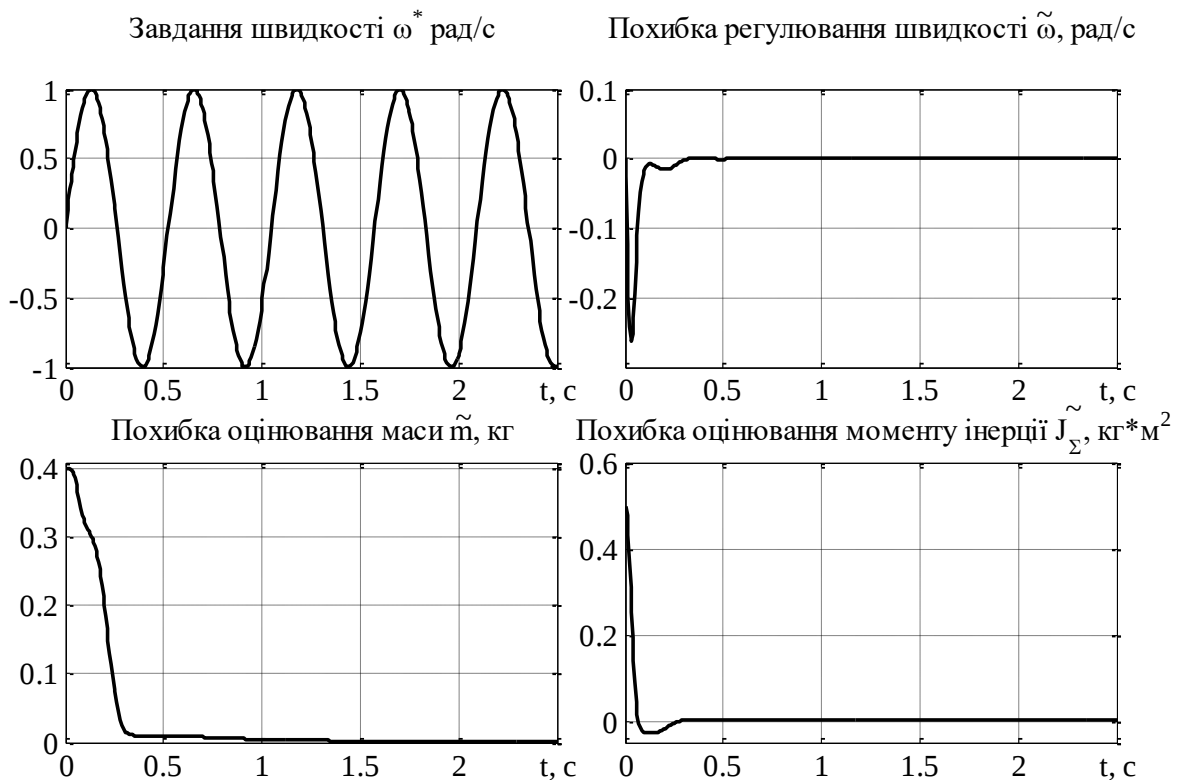


Рисунок 5.8 – Графіки перехідних процесів ідентифікації параметрів

5.6 Висновки до розділу 5

1. Синтезовано адаптивний алгоритм керування кутовим положенням одноланкового маніпулятора, який забезпечує одночасне відпрацювання заданої траєкторії та онлайн-оцінювання невідомих масо-інерційних параметрів, що дозволяє сформувати систему з властивістю асимптотичної збіжності похибок положення та параметрів, що оцінюються.

2. Розроблено та досліджено алгоритми адаптації при невідомій масі, моменті інерції та їх одночасній невизначеності, що дозволило забезпечити стійкість замкненої системи в широкому діапазоні зміни навантаження. Аналітично та шляхом моделювання показано, що похибки оцінювання параметрів залишаються обмеженими та прямують до сталих значень при збуджених режимах руху.

3. Доведено, що адаптивна система забезпечує асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії кутового положення навіть за умов істотної параметричної невизначеності, на відміну від класичного регулятора з фіксованими коефіцієнтами, який зазнає деградації якості регулювання. При цьому адаптація параметрів відбувається без попереднього калібрування та додаткових датчиків.

4. Проведене дослідження шляхом моделювання підтвердило робастність адаптивного регулятора до дії обмежених зовнішніх моментів збурення, що дозволяє використовувати запропонований алгоритм у реальних робототехнічних застосуваннях, де характер збурень і маса корисного навантаження є стохастично змінними та невідомими.

5. На основі отриманих результатів встановлено, що запропонований адаптивний алгоритм є перспективною основою для подальшої експериментальної реалізації та удосконалення шляхом включення спостерігачів збурювальних моментів та фільтраційних структур, а також можливого розширення на багатоланкові маніпулятори та системи з нелінійними механічними зв'язками.

6 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМИ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ СИНХРОННОГО ДВИГУНА З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ

Метою експериментального дослідження є практична перевірка працездатності розробленої системи векторного керування СДПМ та підтвердження теоретичних положень, викладених у попередніх розділах. Експериментальні випробування дозволяють оцінити динамічні та статичні характеристики системи керування в реальних умовах експлуатації, визначити якість перехідних процесів, точність регулювання положення та швидкості, а також виявити можливі розбіжності між математичною моделлю та фізичною системою.

6.1 Опис експериментальної установки

Експериментальні дослідження проводилися на стенді, що складається з СДПМ, оснащеного електромагнітним давачем положення та підключеного до контролера, що реалізує алгоритми векторного керування.

Побудовано контролера на базі 32-бітного DSP-контролера TMS320F28335, який функціонує з тактовою частотою 150 МГц та забезпечує необхідні обчислювальні ресурси для реалізації алгоритмів керування. Обраний контролер належить до сімейства C2000 фірми Texas Instruments та спеціально розроблений для задач цифрового керування електроприводами. Він містить високопродуктивне ядро, апаратні блоки для роботи з числовими сигналами у реальному часі, а також інтегровані периферійні модулі, зокрема: блоки широтно-імпульсної модуляції (ePWM), аналого-цифрові перетворювачі, апаратний інтерфейс для роботи з енкодером (eQEP), що дозволяє здійснювати вимірювання кутового положення з високою точністю.

Завдяки зазначеним апаратним можливостям контролер забезпечує формування керуючих сигналів, збирання та попередню обробку даних давачів, а також виконання розрахунків алгоритмів фільтрації, обробки положення та швидкості у режимі реального часу. Це робить його ефективною

платформою для дослідження й тестування алгоритмів керування електромеханічними системами.

Загальний вигляд плати, яка використовувалась для дослідження алгоритмів керування наведено на рис. 6.1.

Плата мікроконтролера

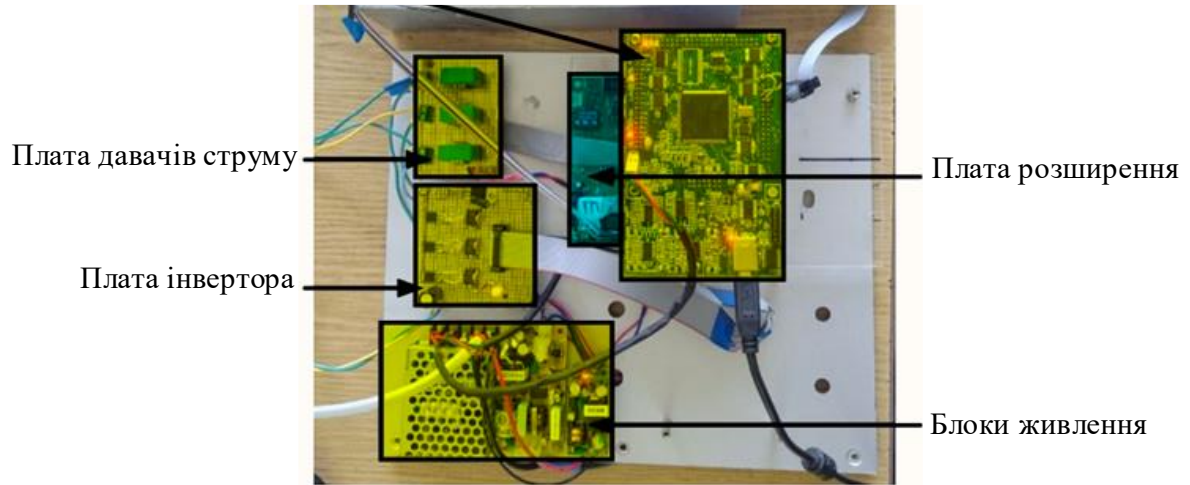


Рисунок 6.1 – Загальний вигляд плати керування

Досліджуваний двигун GM8112 90T показано на рис. 6.2, паспортні дані даного двигуна наведені в табл. 2.1.



Рисунок 6.2 – Загальний вигляд СДПМ GM8112 90T

Використовується 14-розрядний електромагнітний енкодер AS5048A, що забезпечує $= 16384$ імпульсів на оберт, який показано на рис. 6.3. Для обміну даними з мікроконтролером енкодер підключається через послідовний

периферійний інтерфейс SPI (Serial Peripheral Interface), що забезпечує високу швидкість передачі даних (до 10 МГц) з мінімальними затримками. Інтерфейс SPI використовує чотирипровідну схему підключення: лінії тактування (SCK), передачі даних від ведучого до веденого (MOSI), прийому даних від веденого до ведучого (MISO) та вибору мікросхеми (CS). Таке підключення дозволяє в реальному часі отримувати інформацію про кутове положення валу з частотою опитування, достатньою для реалізації швидкодіючих алгоритмів керування.



Рисунок 6.3 – Загальний вигляд енкодера AS5048A

На рис. 6.4 представлено основні етапи перетворення магнітного поля в цифровий кутовий сигнал. Діаметрально намагнічений магніт створює змінне магнітне поле, яке фіксується масивом датчиків Холла. Аналоговий фронт-енд виконує попередню фільтрацію та компенсацію сигналів V_x та V_y , після чого вони оцифровуються 14-розрядним АЦП. Отримані цифрові компоненти надходять до обчислювального блоку (DSP/CORDIC), де визначається абсолютний кут повороту.

Подальша цифрова обробка включає калібрування нульової позиції, автоматичне регулювання підсилення (AGC) та формування діагностичних сигналів (OCF, COF, COMP High/Low). Обчислене значення кута передається через інтерфейс SPI.

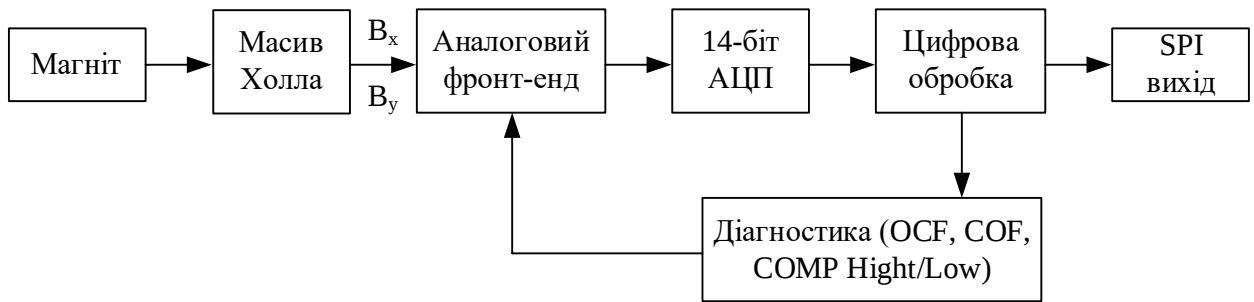


Рисунок 6.4 – Структурна схема обробки сигналу в магнітному енкодері AS5048A

Після обчислення абсолютного кута за допомогою алгоритму CORDIC мікросхема AS5048A виконує базову внутрішню обробку сигналу, що включає автоматичне регулювання підсилення (AGC), компенсацію зміщення та контроль якості вимірювань через діагностичні прапорці (OCF, COF, COMP).

Виробник зазначає, що досягнення максимальної системної точності (приблизно 0.06°) можливе лише за рахунок лінеаризації, які виконуються у мікросхемі. Така корекція дозволяє компенсувати помилки, спричинені механічним ексцентриситетом магніту, варіацією магнітного зазору або температурними змінами. Оскільки внутрішніх засобів компенсації AS5048A недостатньо для забезпечення високої точності, подальша лінеаризація та фільтрація сигналу повинні виконуватися на стороні мікроконтролера.

Загальний вигляд стенду з одноланковим маніпулятором, який використовувався для дослідження показано на рис. 6.5.



Рисунок 6.5 – Загальний вигляд стану з одноланковим маніпулятором

6.2 Дослідження та обробка сигналів давача положення

Якість роботи системи векторного керування безпосередньо залежить від точності вимірювання кутового положення та швидкості. Було проведено аналіз сигналів з енкодера AS5048A.

На рисунку 6.3 наведено графік виміряного кутового положення, отриманого з давача.



Рисунок 6.6 – Графік кутового положення отриманого з давача

Детальний аналіз осцилограм показав, що шум вимірювання положення є кратним до значення $0.384 \cdot 10^{-3}$ рад, що відповідає одиниці молодшого розряду енкодера. Оскільки кількість пар полюсів двигуна рівна 21, кількість імпульсів на одну пару полюсів $16384/21 \approx 780.2$, а кутова роздільність становить $2\pi/16384 \approx 0.384 \cdot 10^{-3}$ рад/імп. Це свідчить про те, що основним джерелом шумів є дискретність квантування самого давача, а не електромагнітні завади. Відповідно до технічної специфікації, мінімально досяжний рівень залишкової варіації вихідного сигналу становить $\pm 0,06^\circ$, що визначається апаратними обмеженнями давача. Таким чином, зменшення шумового рівня нижче зазначеної межі може бути реалізовано виключно шляхом програмної фільтрації.

Для зменшення впливу шумів у сигналі положення використовується алгоритм усереднення, структурна схема якого наведена на рис. 6.7, який викликається кожен такт квантування. При надходженні нового значення кутового положення ε_0 воно записується у буферний масив $\varepsilon_{0\Sigma\text{buff}}$ за індексом, визначеним лічильником Counter, який щоразу збільшується на одиницю. Після запису даних виконується накопичення суми останніх Speed_NTs вимірюваних значень положення, що зберігаються у буфері. Ця сума $\varepsilon_{0\Sigma}$ розраховується шляхом поелементного додавання значень масиву $\varepsilon_{0\Sigma\text{buff}}[i]$. Якщо лічильник Counter досягає значення Speed_NTs, він обнуляється, що забезпечує циклічне перезаписування буфера новими даними. Після завершення підсумовування виконується ділення накопиченої суми на кількість відліків Speed_NTs, у результаті чого отримується усереднене значення кутового положення $\varepsilon_{0\text{aver}}$.

Таким чином, алгоритм реалізує усереднення, яке дозволяє зменшити вплив шумів та випадкових відхилень у сигналі положення, отриманому від енкодера.

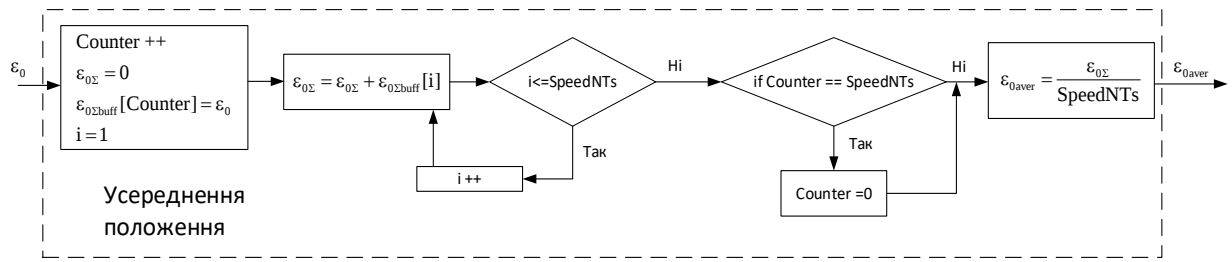


Рисунок 6.7 – Алгоритм усереднення положення

Попри застосування усереднення положення, залишається доцільним виконувати додаткове згладжування даних. З цією метою реалізовано цифровий фільтр Баттерворта 4-го порядку у вигляді двох послідовно з'єднаних цифрових фільтрів Баттерворта 2-го порядку.

Попри те, що всі елементи системи керування, розглянуті в попередніх розділах, подані в неперервному вигляді, для реалізації фільтрації сигналу на цифровому контролері необхідним є дискретне представлення фільтра. З цією метою неперервну передатну функцію фільтра Баттерворта другого порядку було перетворено у дискретну форму за допомогою білінійного z-перетворення, що дало змогу визначити коефіцієнти різницевого рівняння для програмної реалізації.

Передатна функція аналогового фільтра Баттерворта другого порядку має вигляд

$$H(p) = \frac{\omega_c^2}{p^2 + 2\xi\omega_c p + \omega_c^2}, \quad (6.1)$$

де ω_c – частота зрізу (рад/с).

Білінійне z-перетворення:

$$p = \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}, \quad (6.2)$$

де T – період дискретизації.

Щоб врахувати нелінійність переходу від аналогової до цифрової частоти:

$$\omega_c = \frac{2}{T} \tan\left(\frac{\omega_d T}{2}\right), \quad (6.3)$$

де ω_d – бажана частота зрізу (рад/с).

Для зручності вводимо:

$$C = \tan\left(\frac{\omega_d T}{2}\right), \rightarrow \omega_c = \frac{2}{T} C. \quad (6.4)$$

Після перетворення маємо:

$$H(z) = \frac{C^2(1 + 2z^{-1} + z^{-2})}{(1 + 2\xi C + C^2) - 2(C^2 - 1)z^{-1} - (1 - 2\xi C + C^2)z^{-2}}. \quad (6.5)$$

Позначимо $D = 1 + 2\xi C + C^2$. Поділимо на коефіцієнт при z^0 і отримаємо

$$H(z) = \frac{\frac{C^2}{D}(1 + 2z^{-1} + z^{-2})}{1 - \frac{2(C^2 - 1)}{D}z^{-1} - \frac{(1 - 2\xi C + C^2)}{D}z^{-2}}. \quad (6.6)$$

Стандартна форма цифрового фільтра:

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 - b_1 z^{-1} - b_2 z^{-2}}. \quad (6.7)$$

Отже коефіцієнти для цифрового фільтра визначаються як

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{C^2}{D}, \\ a_1 &= 2a_0, \\ a_2 &= a_0, \\ b_1 &= \frac{2(C^2 - 1)}{D}, \\ b_2 &= \frac{1 - 2\xi C + C^2}{D}. \end{aligned} \quad (6.8)$$

Різницеве рівняння для реалізації програмно

$$y[n] = a_0 x[n] + a_1 x[n-1] + a_2 x[n-2] - b_1 y[n-1] - b_2 y[n-2], \quad (6.9)$$

де y – вихідний сигнал, x – вхідний сигнал, n — дискретний час (номер відліку).

На рис. 6.8 показано ЛАЧХ фільтру 2-го порядку для частоти дискретизації $1/T_s$, де $T_s = 150$ мкс.

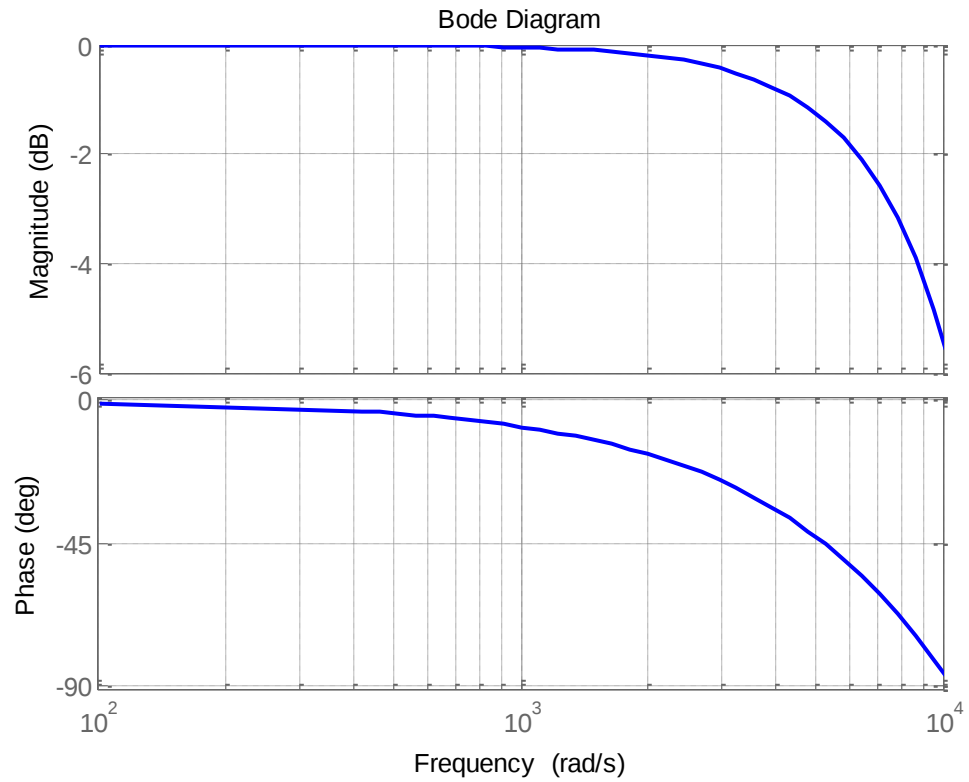


Рисунок 6.8 – ЛАЧХ фільтру 2-го порядку

На рис. 6.9 показано ЛАЧХ фільтру 4-го порядку (2-ох послідовно з'єднаних фільтрів 2-го порядку) для частоти дискретизації $1/T_s$.

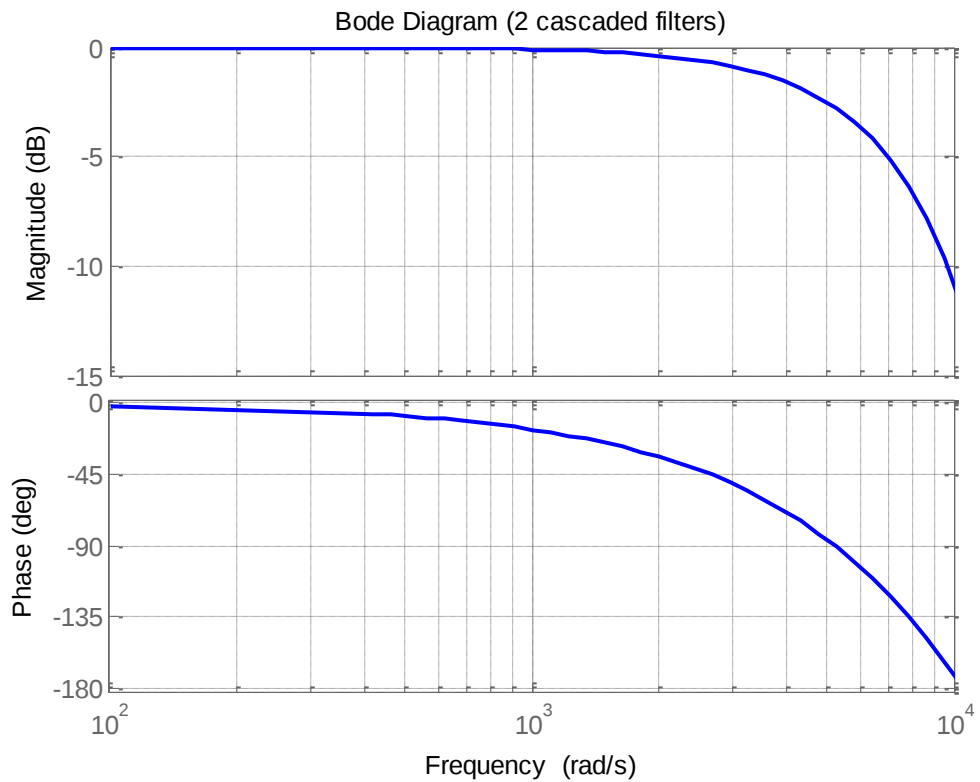


Рисунок 6.9 – ЛАЧХ фільтру 4-го порядку

На рис. 6.10 подано структурну схему, що демонструє послідовне використання алгоритму усереднення та фільтра Баттерворта для обробки кутового положення під час експериментальних досліджень.

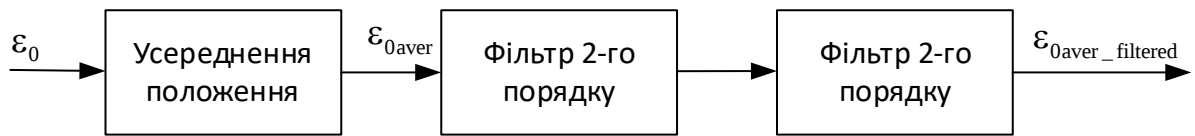


Рисунок 6.10 – Повний алгоритм фільтрації кутового положення

Для всіх наступних досліджень використані наступні налаштування фільтру Баттерворта та усереднення: коефіцієнт демпфування для фільтру $\xi = 1$, частота дискретизації $1/T_s$, частота зрізу $f_z = \frac{1}{6T_s}$, кількість відліків $\text{Speed_NTs} = 4$.

На рис. 6.11 подано графіки обробки сигналу кутового положення, послідовно отримані з виходу енкодера, після алгоритму усереднення та після фільтрації. У результаті усереднення спостерігається зменшення високочастотних шумових компонент, тоді як застосування фільтра забезпечує подальше згладжування сигналу.

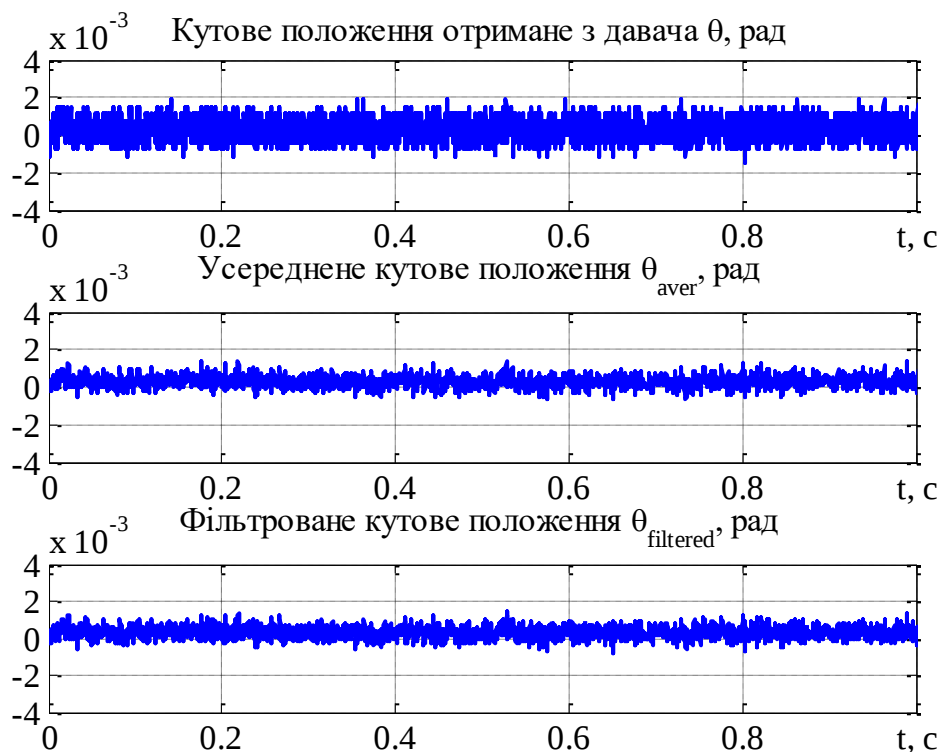


Рисунок 6.11 – Графіки обробки сигналу кутового положення

Подальший етап полягає у визначенні кутової швидкості. Для цього розраховується перша різниця між двома послідовними усередненими значеннями положення. Особливістю реалізації є те, що різниця визначається не на кожному такті, а лише на тактах, номер яких кратний $Speed_NTs2$. Це є аналогом класичної процедури розрахунку швидкості у системах із квадратурним енкодером, де швидкість визначається за зміною положення за певний фіксований часовий інтервал. Збільшений інтервал дискретизації дозволяє зменшити вплив випадкових шумових коливань.

Після обчислення приросту положення отримане значення швидкості подається на два послідовних фільтрів нижніх частот із сумарною сталою часу 0.6 мс. Застосування двоступеневої фільтрації забезпечує значно більш плавний сигнал, пригнічуючи високочастотні компоненти та паразитні коливання, що можуть бути спричинені помилками вимірювання.

Блок-схема алгоритму отримання оцінки кутового положення та кутової швидкості наведена на рис. 6.12. На ній відображено послідовність етапів: формування усередненого значення положення, накопичення даних у буфері, фільтрацію сигналу кутового положення, визначення приросту положення на інтервалі $Speed_NTs2$, а також подальшу фільтрацію сигналу швидкості. Така структура дозволяє забезпечити точну оцінку швидкості навіть у випадку наявності суттєвої шумової складової у сигналі первинного давача.

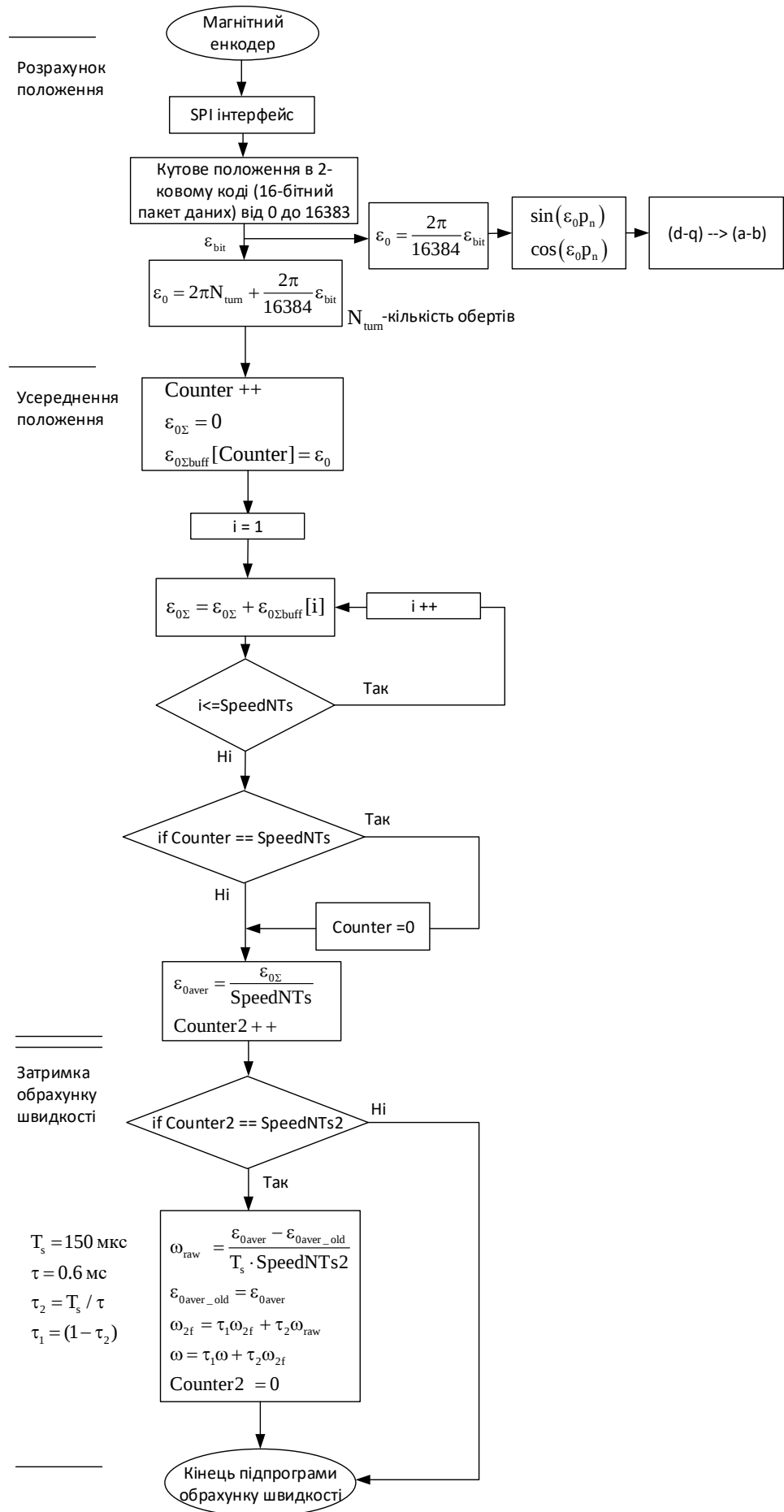


Рисунок 6.12 – Алгоритм розрахунку кутової швидкості

6.3 Експериментальне визначення параметрів двигуна

Метою даного експериментального дослідження є визначення ключових електромагнітних параметрів синхронного двигуна з постійними магнітами, а саме активного опору та індуктивностей по осях d та q . Отримані параметри надалі використовуються для побудови математичної моделі та налаштування системи керування.

Для досягнення поставленої мети було проведено серію експериментів, у яких на обмотки статора подавалися стрибкоподібні сигнали напруги вздовж осей d та q . Реакцією об'єкта на такі збурення є перехідні процеси струмів, форма та тривалість яких дозволяють оцінити часові константи та відповідні електромагнітні параметри двигуна.

У першому експерименті здійснювалося прикладання стрибка напруги величиною $u_d = 1$ В вздовж осі d . На рис. 6.13 наведено відповідний перехідний процес струму i_d . З аналізу графіка визначено момент досягнення усталеного значення струму, що дало можливість оцінити тривалість перехідного процесу. Різниця між початковим та кінцевим моментами становить $4\tau = 0.3448 - 0.3408 = 0.004$ с, звідки $\tau = 0.001$ с.

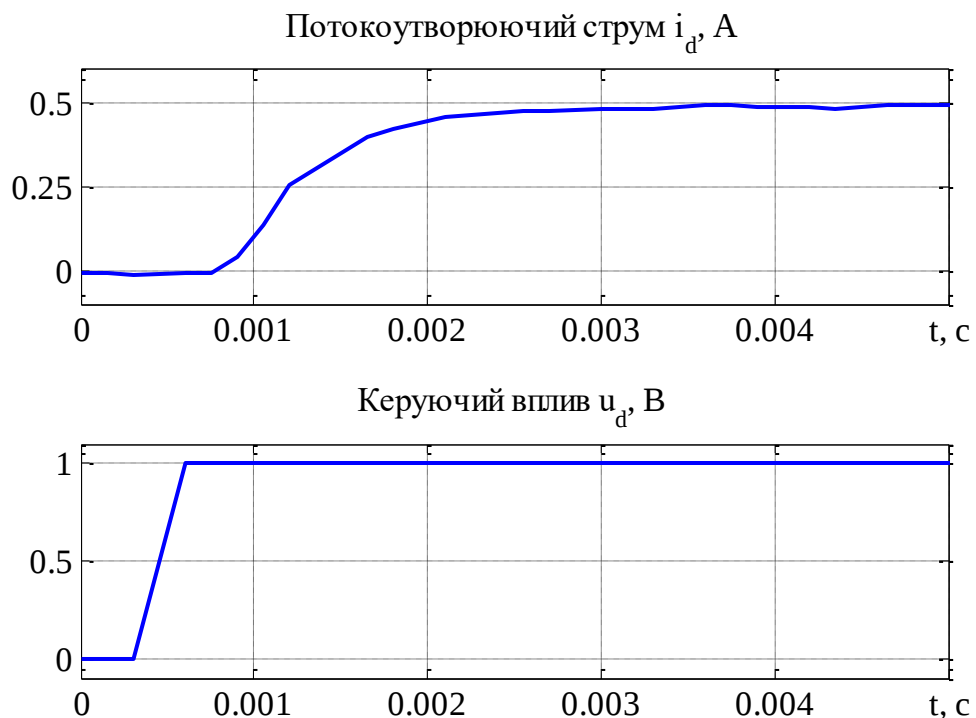


Рисунок 6.13 – Перехідний процес за стрибкоподібного прикладання напруги по осі d

У другому експерименті аналогічний стрибок напруги подавався вздовж осі q на рівні $u_q = 1$ В. Згідно з графіками, наведеними на рис. 6.14, перехідний процес має подібну тривалість $4\tau = 0.3448 - 0.3408 = 0.004$ с, звідки $\tau = 0.001$ с.

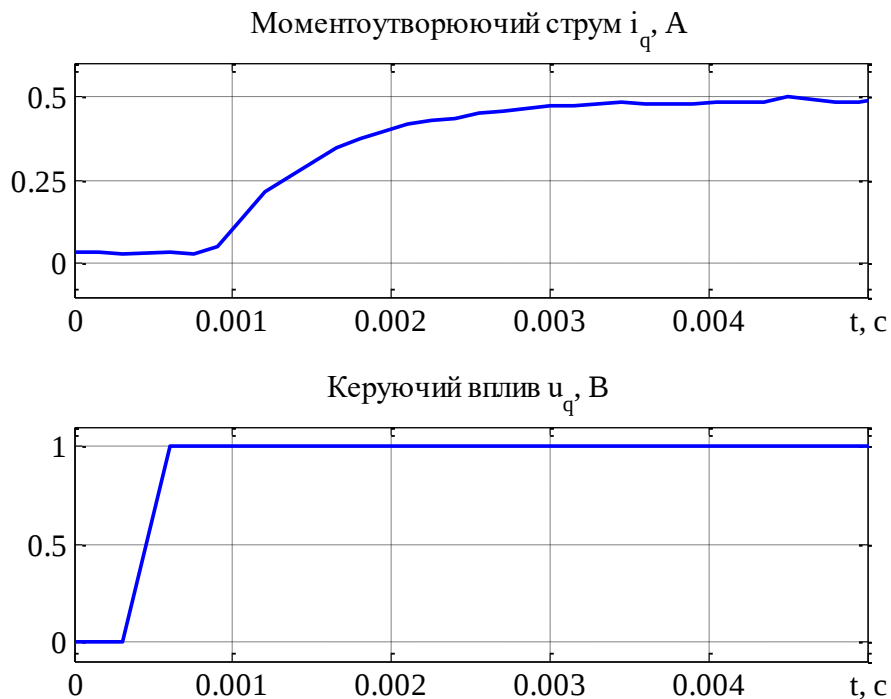


Рисунок 6.14 – Перехідний процес за стрибкоподібного прикладання напруги по осі q

Аналіз результатів показав, що часові константи по d - та q -осях практично збігаються, що вказує на близькі значення індуктивностей. Знаючи усталене значення струму $i = 0.5$ А та прикладену напругу $u = 1$ В, активний опір обмоток статора визначено за співвідношенням:

$$R_1 = \frac{u}{i} = \frac{1}{0.5} = 2 \text{ Ом.} \quad (6.10)$$

Індуктивності розраховуються за формулою:

$$L_1 = R_1 \tau = 2 \cdot 0.001 = 0.002 \text{ Гн.} \quad (6.11)$$

Таким чином, отримано $L_d = L_q = 0.002$ Гн.

Отже, за результатами експериментів встановлено, що двигун характеризується приблизно однаковими значеннями індуктивностей уздовж осей d та q та має активний опір 2 Ом. Отримані параметри будуть використані при подальшому експериментальному дослідженні системі керування.

6.4 Налаштування контуру регулювання струмів

Метою даного етапу дослідження є налаштування регуляторів струму по осях d та q для забезпечення відпрацювання струмових завдань. Експериментальні дослідження проводилися при нульовій швидкості обертання ротора.

Для експериментального дослідження використовувалися параметри двигуна, які наведені в табл. 2.1.

На рис. 6.15 показано графіки відпрацювання стрибкоподібного завдання струму $i_d^* = 0.5 \text{ A}$ для налаштування регулятора: $k_i = 1000$, $k_{ii} = 0$. Аналізуючи графіки, які зображено на рис. 6.15 можна зробити висновок, що є перегулювання 0.11 A , час перехідного процесу дорівнює $t = 4\tau = 0.004 \text{ c}$.

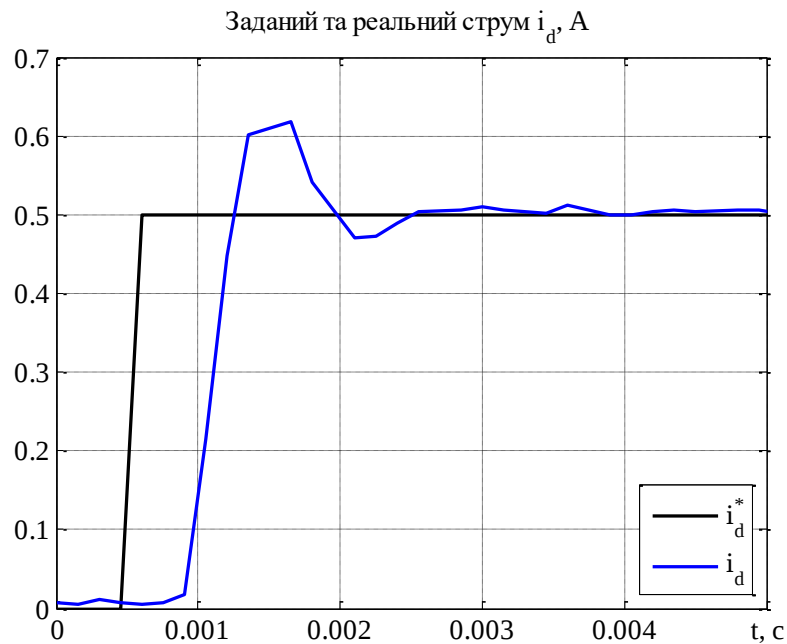


Рисунок 6.15 – Відпрацювання стрибкоподібного завдання струму $i_d^* = 0.5 \text{ A}$ для налаштувань $k_i = 1000$, $k_{ii} = 0$

На рис. 6.16 показано графіки відпрацювання стрибкоподібного завдання струму $i_q^* = 0.5 \text{ A}$ для налаштування регулятора: $k_i = 1000$, $k_{ii} = 0$. Аналізуючи графіки, які зображено на рис. 6.16 можна зробити висновок, що є перегулювання складає 0.07 A , час перехідного процесу дорівнює $t = 4\tau = 0.004 \text{ c}$.

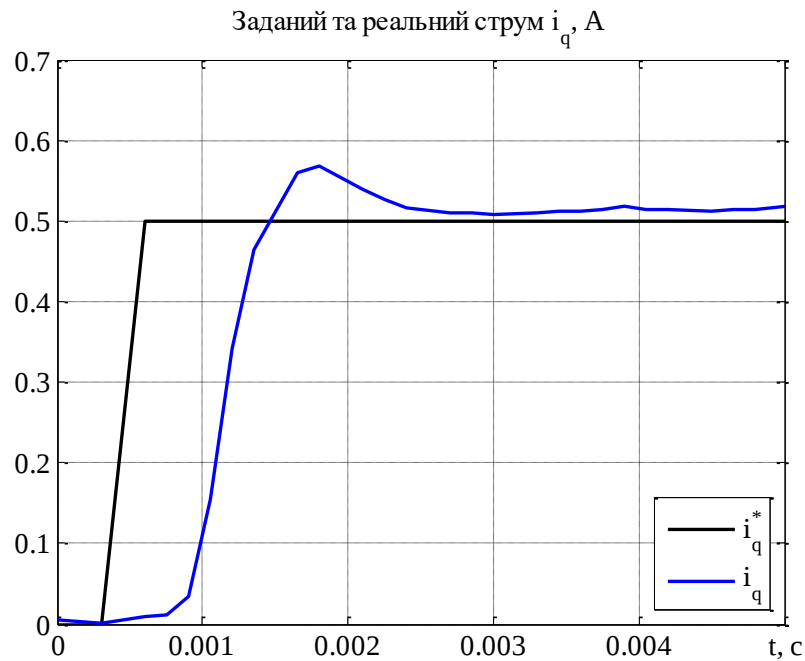


Рисунок 6.16 – Відпрацювання стрибкоподібного завдання струму $i_q^* = 0.5$ А для налаштувань $k_i = 1000$, $k_{ii} = 0$

На рис. 6.17 показано графіки відпрацювання стрибкоподібного завдання струму $i_d^* = 0.5$ А для налаштування регулятора: $k_i = 1000$, $k_{ii} = k_i^2/4$. Аналізуючи графіки, які зображено рис. 6.17 можна зробити висновок, що є перегулювання 0.21 А, час перехідного процесу дорівнює $t=4\tau=0.0032$ с.

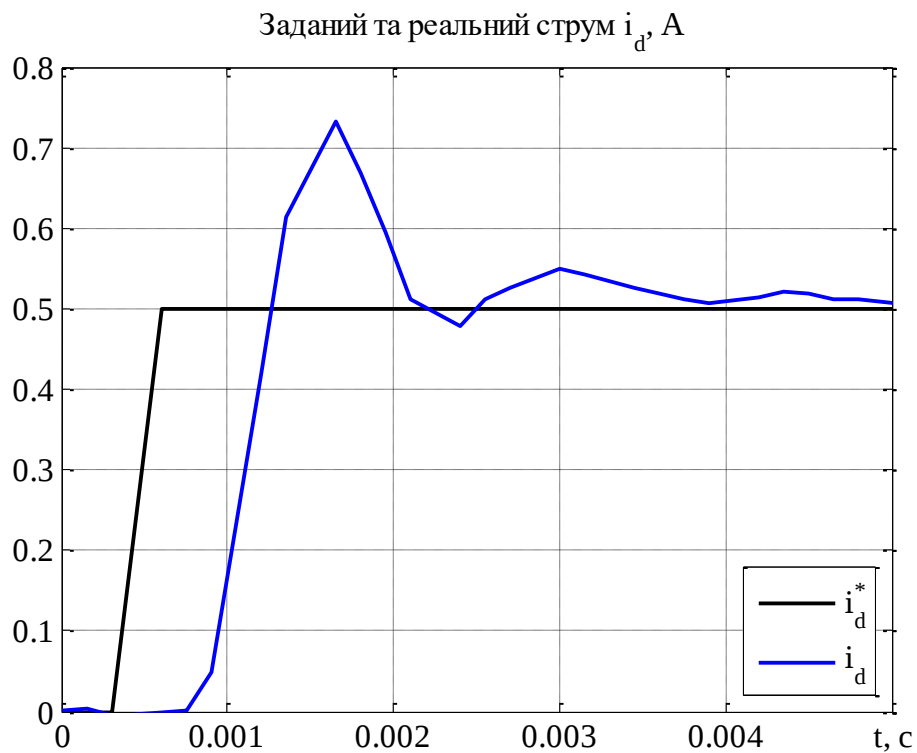


Рисунок 6.17 – Відпрацювання стрибкоподібного завдання струму $i_d^* = 0.5$ А для налаштувань $k_i = 1000$, $k_{ii} = k_i^2/4$

На рис. 6.18 показано графіки відпрацювання стрибкоподібного завдання струму $i_q^* = 0.5 \text{ A}$ для налаштування регулятора: $k_i = 1000$, $k_{ii} = k_i^2/4$. Аналізуючи графіки, які зображено на рис. 6.18 можна зробити висновок, що є перегулювання 0.18 A , час перехідного процесу дорівнює $t = 4\tau = 0.0032 \text{ c}$.

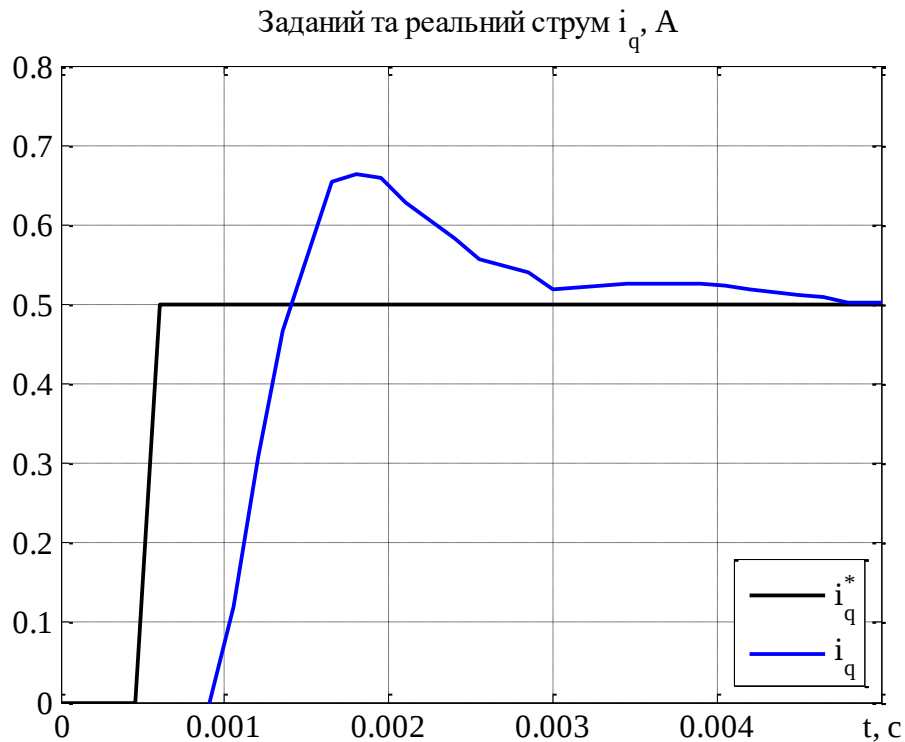


Рисунок 6.18 – Відпрацювання стрибкоподібного завдання струму $i_q^* = 0.5 \text{ A}$ для налаштувань $k_i = 1000$, $k_{ii} = k_i^2/4$

Проведене налаштування контуру регулювання струмів при нульовій швидкості показало, що система забезпечує достатню швидкодію під час відпрацювання стрибкоподібного завдання струму. Спостерігається незначне перегулювання, яке не впливає на стійкість та загальну якість перехідного процесу, однак може бути додатково зменшене шляхом уточнення параметрів регулятора.

6.5 Налаштування системи керування швидкістю для невідомого моменту інерції

Метою дослідження є емпіричне визначення коефіцієнтів регулятора швидкості для приводу, який складається з двигуна та ланки маніпулятора з

невідомим моментом інерції шляхом аналізу динаміки системи та оцінки якості перехідних процесів під дією тестових впливів.

Параметри електричного двигуна, що використовується в досліджуваній електромеханічній системі, наведені в табл. 2.1. У процесі дослідження реалізовано відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості другого порядку, яка забезпечує плавний розгін та гальмування виконавчого органу. Максимальне значення заданої кутової швидкості становить 10 рад/с і досягається протягом 0.25 с.

Процес руху починається з моменту часу 0.05 с, після чого система переходить у режим розгону. Після досягнення номінального значення швидкості реалізується режим усталеного руху тривалістю 0,5 с, що відповідає роботі маніпулятора з постійною кутовою швидкістю. На завершальному етапі руху реалізується режим уповільнення тривалістю 0.25 с, що забезпечує безперервне зменшення кутової швидкості до повної зупинки.

У результаті реалізації зазначеної траєкторії руху забезпечується поворот ланки маніпулятора на кут 3.75 рад, що відповідає приблизно 215 градусам.

На рис. 6.19 та рис. 6.20 показано графіки керування швидкістю з наступними параметрами регуляторів: $k_{\omega} = 1000, k_{\omega i} = 40000, k_{i1} = 1000,$

$$k_{i2} = \frac{(R_1 / L_1 + k_{i1})^2}{4}.$$

Аналіз отриманих графіків перехідних процесів показав, що система керування забезпечує відпрацювання асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості. Водночас у сигналах зворотного зв'язку було зафіксовано наявність високочастотних завад, зумовлених особливостями роботи магнітного енкодера, що негативно впливає на точність вимірювання кутового положення та швидкості. У подальших дослідженнях з метою підвищення точності вимірювання та завадостійкості системи керування було прийнято рішення використати оптичний енкодер як датчик зворотного зв'язку.

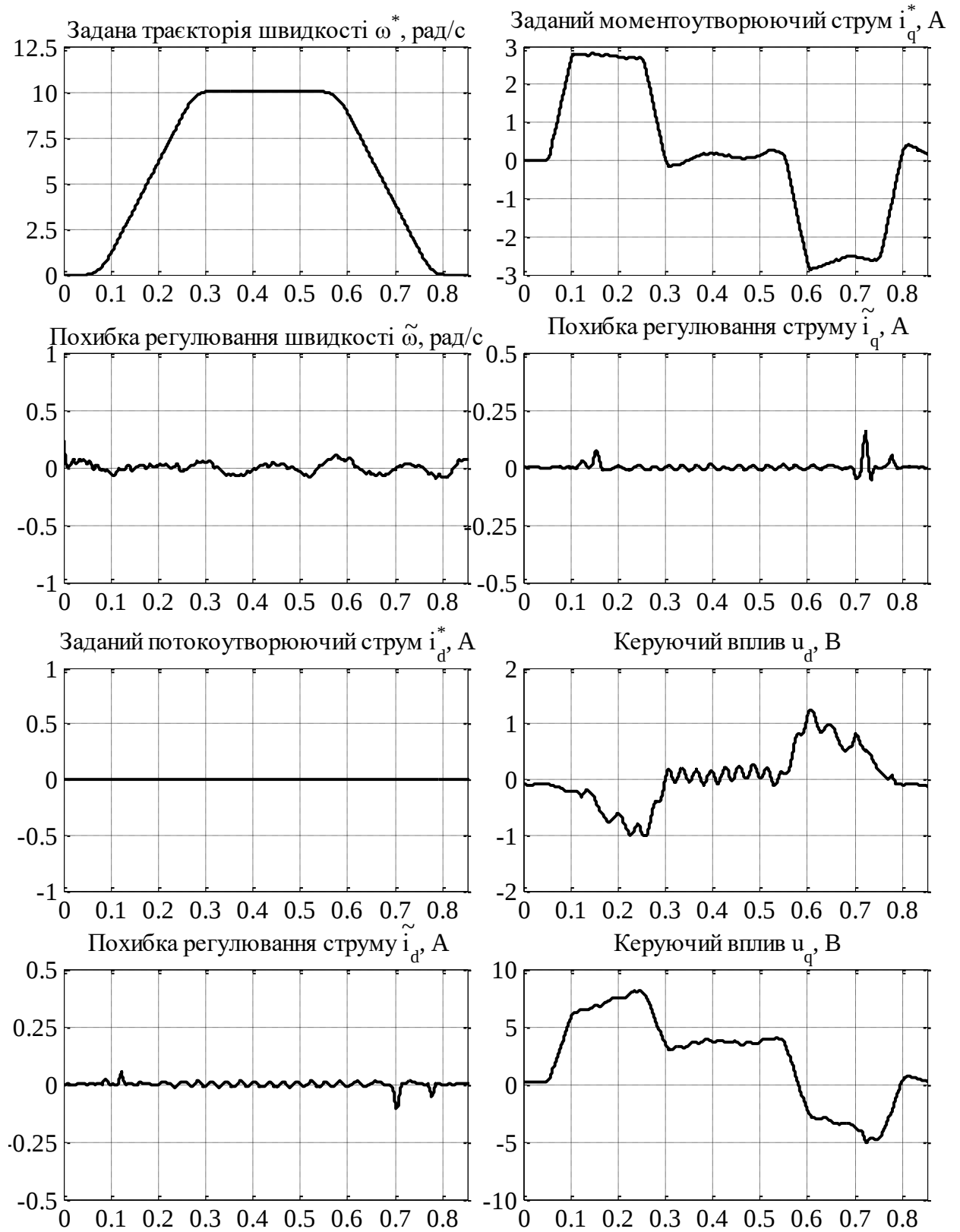


Рисунок 6.19 – Графіки перехідних процесів керування швидкістю при використанні магнітного енкодера

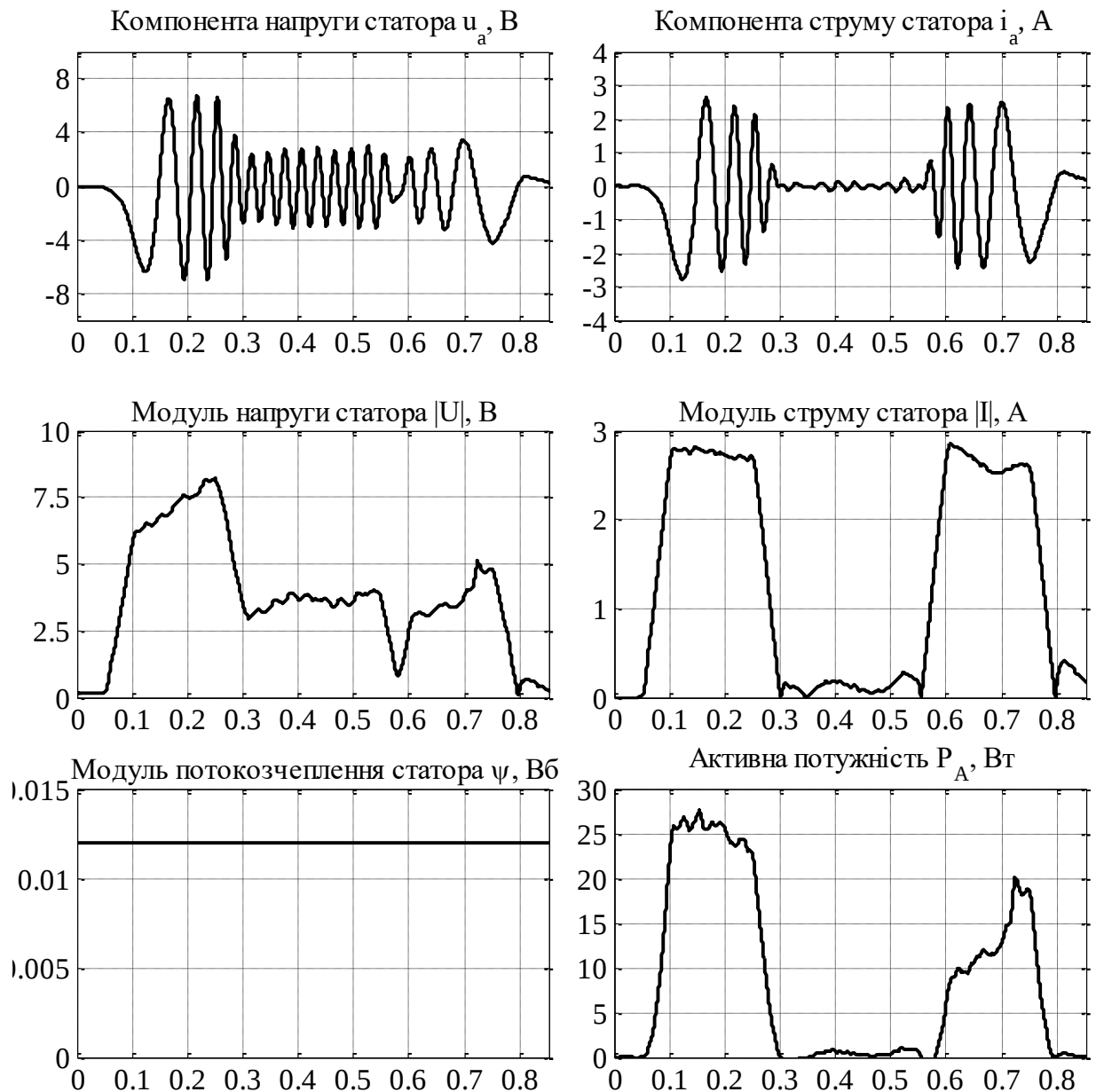


Рисунок 6.20 – Графіки перехідних процесів керування швидкістю при використанні магнітного енкодера

На рис. 6.21 наведено графіки перехідних процесів керування кутовою швидкістю з використанням оптичного енкодера як датчика зворотного зв'язку. Для реалізації алгоритмів керування застосовано ті самі значення завдання, що й у попередньому дослідженні. Параметри регуляторів наступні:

$$k_{\omega} = 275, k_{\omega i} = 20000, k_{i1} = 1000, k_{i2} = \frac{(R_1 / L_1 + k_{i1})^2}{4}.$$

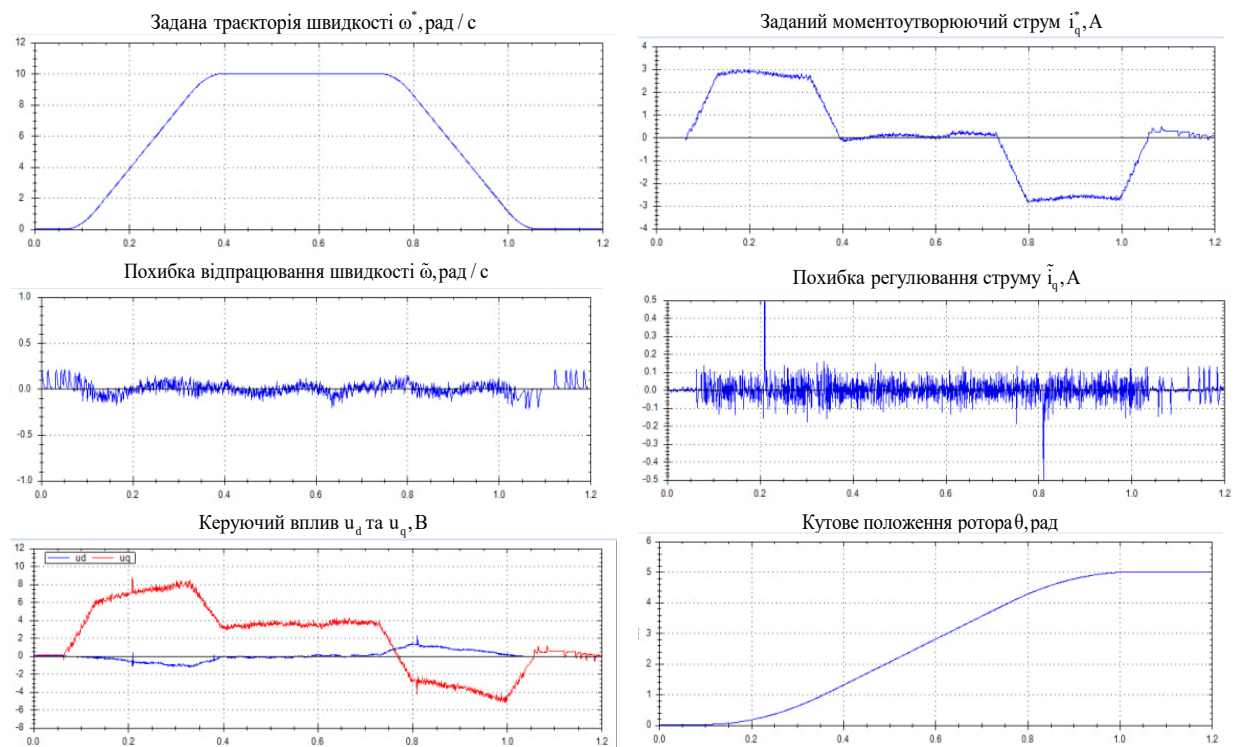


Рисунок 6.21 – Графіки перехідних процесів керування швидкістю при використанні оптичного енкодера

Аналіз результатів керування кутовою швидкістю з використанням оптичного енкодера показав асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії з меншою похибкою регулювання та без виражених коливань. Зниження рівня шумів у сигналах зворотного зв'язку забезпечило більш лінійний характер перехідних процесів у режимах розгону, усталеного руху та гальмування. Отримані результати підтверджують доцільність використання оптичного енкодера для підвищення точності та завадостійкості системи керування швидкістю.

6.6 Налаштування системи керування положенням

Метою дослідження є налаштування системи керування положенням для забезпечення асимптотичного відпрацювання заданої траєкторії руху з мінімальними динамічними та статичними похибками при збереженні стійкості системи.

Параметри регуляторів наступні: $k_{\theta} = 70, k_{\omega} = 1000, k_{\omega i} = 40000,$
 $k_{i1} = 1000, k_{i2} = \frac{(R_1 / L_1 + k_{i1})^2}{4}$. Завдання траєкторії кутового положення

сформоване на основі інтегрування траєкторії кутової швидкості другого порядку, параметри якої були визначені в попередньому дослідженні.

Початок руху відбувається з моменту часу 0,05 с. Система переходить у режим розгону, поступово нарощуючи кутову швидкість до номінального значення. Після цього реалізується режим усталеного руху тривалістю 0,5 с, у якому маніпулятор рівномірно переміщується. На заключному етапі застосовується режим уповільнення тривалістю 0,25 с, що забезпечує плавне зменшення кутової швидкості до нуля. У результаті відпрацювання траєкторії маніпулятор досягає кінцевого положення 5 рад.

Аналіз отриманих графіків перехідних процесів, які показані на рис. 6.21 та рис. 6.22, показав, що система керування забезпечує асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії кутового положення маніпулятора. При цьому кутова швидкість та положення плавно наближаються до заданого кінцевого значення без суттєвих коливань. Водночас у сигналах зворотного зв'язку було зафіксовано наявність високочастотних завад, зумовлених особливостями роботи магнітного енкодера, що негативно впливає на точність вимірювання кутового положення. У наступному дослідженні з метою підвищення точності та завадостійкості системи керування було прийнято рішення використати оптичний енкодер як датчик зворотного зв'язку.

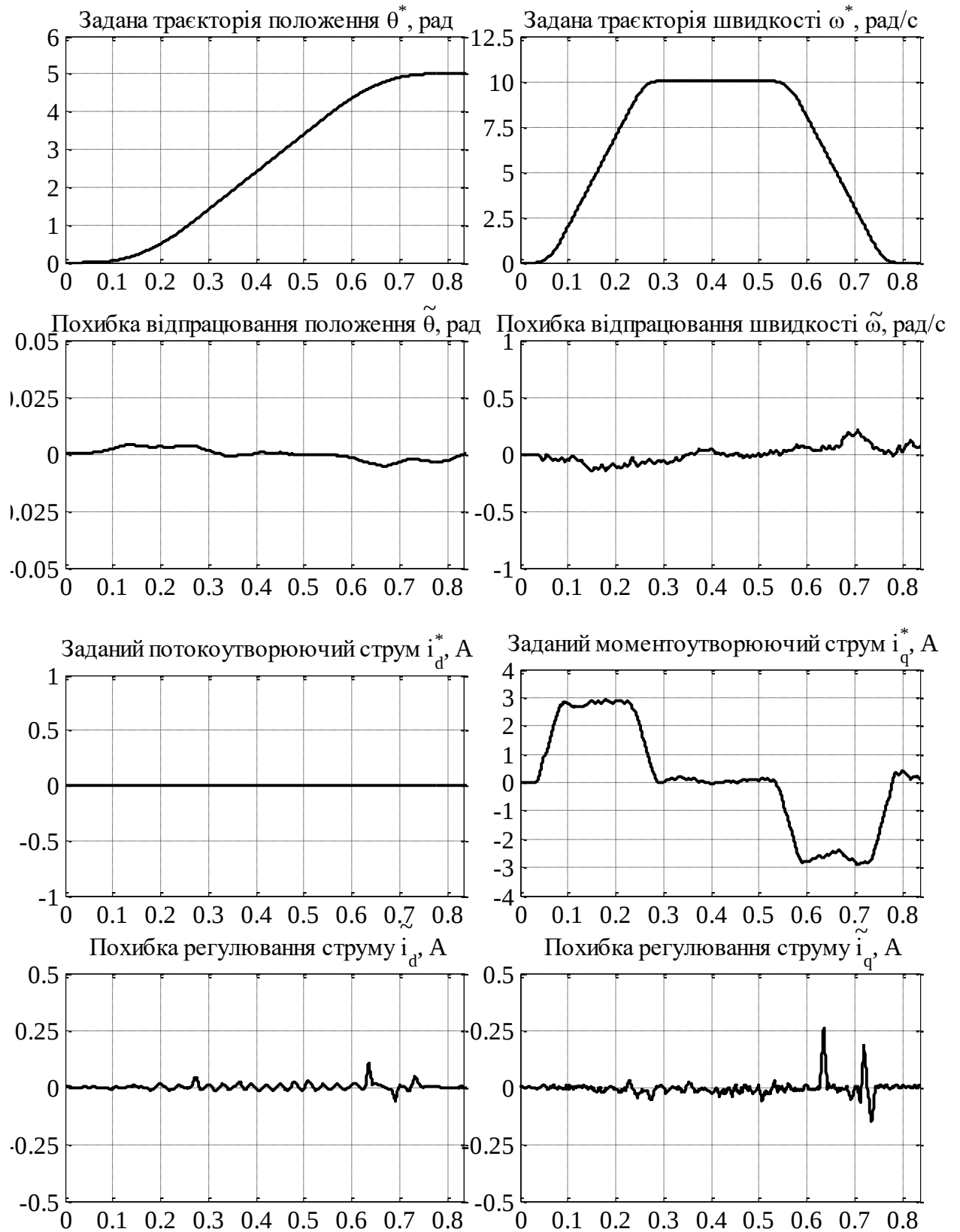


Рисунок 6.22 – Графіки перехідних процесів керування положенням при використанні магнітного енкодера

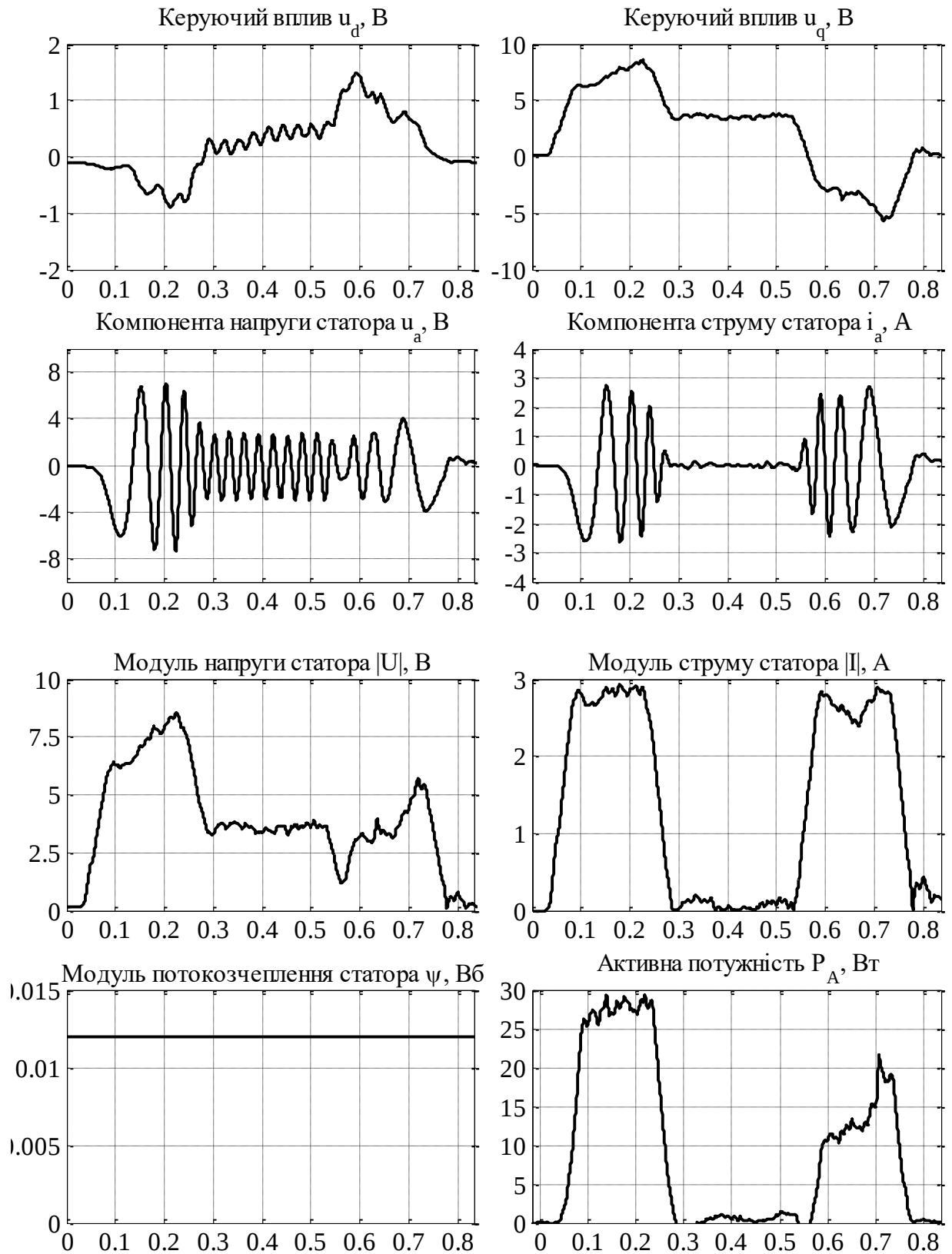


Рисунок 6.23 – Графіки перехідних процесів керування положенням при використанні магнітного енкодера

На рис. 6.24 наведено графіки перехідних процесів керування кутовим положенням маніпулятора з використанням оптичного енкодера як датчика зворотного зв'язку. Для реалізації алгоритмів керування застосовано ті самі значення завдання, що й у попередньому дослідженні, при цьому кінцеве положення ланки маніпулятора відповідає 5 рад.

На основі отриманих графіків кутового положення маніпулятора можна відзначити точне та асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії. Використання оптичного енкодера дозволило значно знизити вплив високочастотних шумів у сигналах зворотного зв'язку, що позитивно вплинуло на плавність переходів між режимами розгону, рівномірного руху та уповільнення. Внаслідок цього кутове положення ланки асимптотично наближається до кінцевого значення 5 рад без коливань та суттєвих відхилень. Отримані результати свідчать про ефективність застосування оптичного енкодера для підвищення точності позиціонування та надійності системи керування положенням.

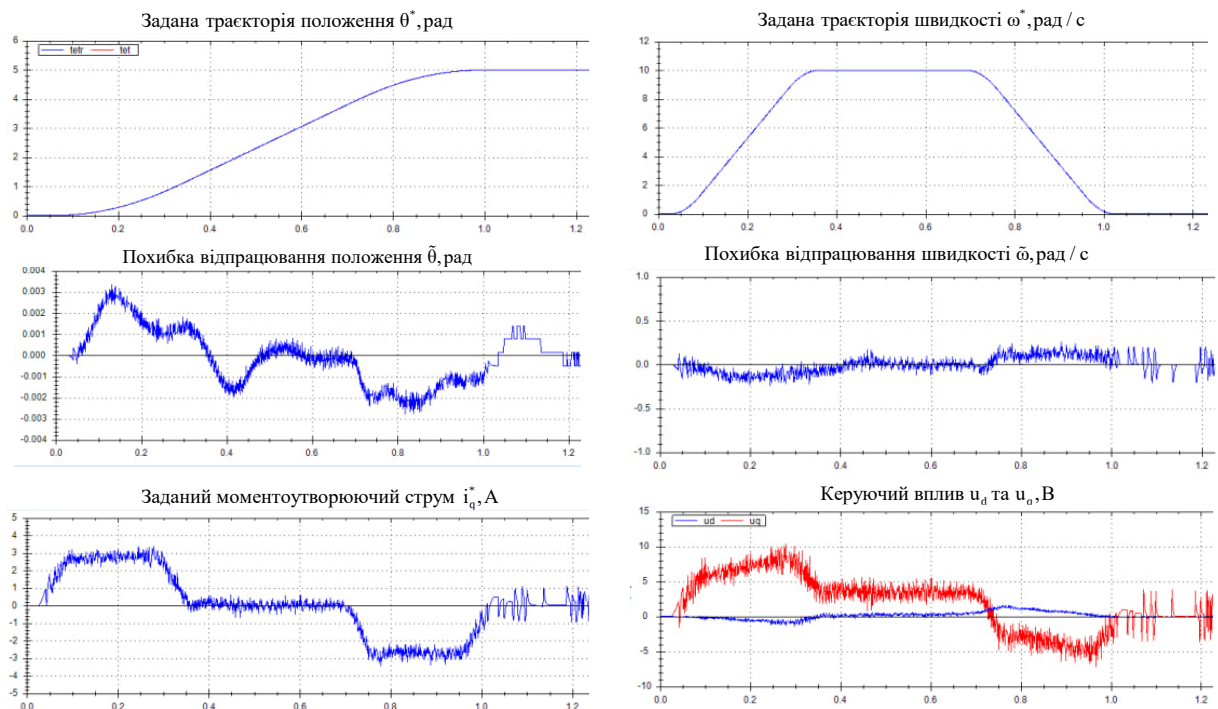


Рисунок 6.24 – Графіки перехідних процесів керування положенням при використанні оптичного енкодера

6.7 Налаштування системи керування положенням промисловим маніпулятором

Заключним етапом експериментальних досліджень стала налаштування системи керування на промисловому сервоприводі, що працює у складі механізму з вертикальним переміщенням робочого органу.

Метою даного етапу було дослідження динамічних характеристик системи при відпрацюванні заданої траєкторії руху в умовах дії зовнішнього навантаження та наявності інерційної ланки маніпулятора.

Об'єктом дослідження виступив сервопривід на базі синхронного двигуна з постійними магнітами типу 60ST-MO1330LB. Основні параметри двигуна наведені в табл. 6.1.

Таблиця 6.1 – Паспортні дані двигуна 60ST-MO1330LB

Номінальна потужність	0.4 кВт
Номінальна напруга	220 В
Номінальний струм	2.8 А
Номінальна швидкість	3000 об/хв
Номінальний момент	1.27 Нм
Максимальний момент	3.9 Нм

Кінематична схема маніпулятора включає ремінну передачу з редуктором, що забезпечує передачу моменту від валу двигуна до виконавчого органу з передаточним числом $i = 320$. Загальний вигляд промислового маніпулятора, який використовувався для проведення досліджень, наведено на рис. 6.25.



Рисунок 6.25 – Загальний вигляд промислового маніпулятора

Для проведення експерименту було сформовано траєкторію руху другого порядку, яка забезпечує поворот валу двигуна на 180 рад (що відповідає приблизно 10313 градусам) за час 2 с. Усталена швидкість руху на ділянці рівномірного переміщення становить 150 рад/с (1432 об/хв). Зазначене переміщення валу двигуна відповідає повороту робочого органу механізму на кут 0.55 рад (31.5 градуса). Налаштування регуляторів наступні: $k_0 = 100$, $k_\omega = 250$, $k_{\omega i} = 5000$.

Аналізуючи отримані графіки, наведені на рис. 6.26, можна зробити висновок, що система керування забезпечує асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії кутового положення. Незважаючи на значну масу та інерційність ланки промислового маніпулятора, перехідні процеси характеризуються плавним перебігом без перерегулювання та виникнення автоколивань. Це свідчить про коректний вибір структури та параметрів системи керування, а також про її здатність забезпечувати стійке та точне позиціонування виконавчого органу в заданих режимах роботи.

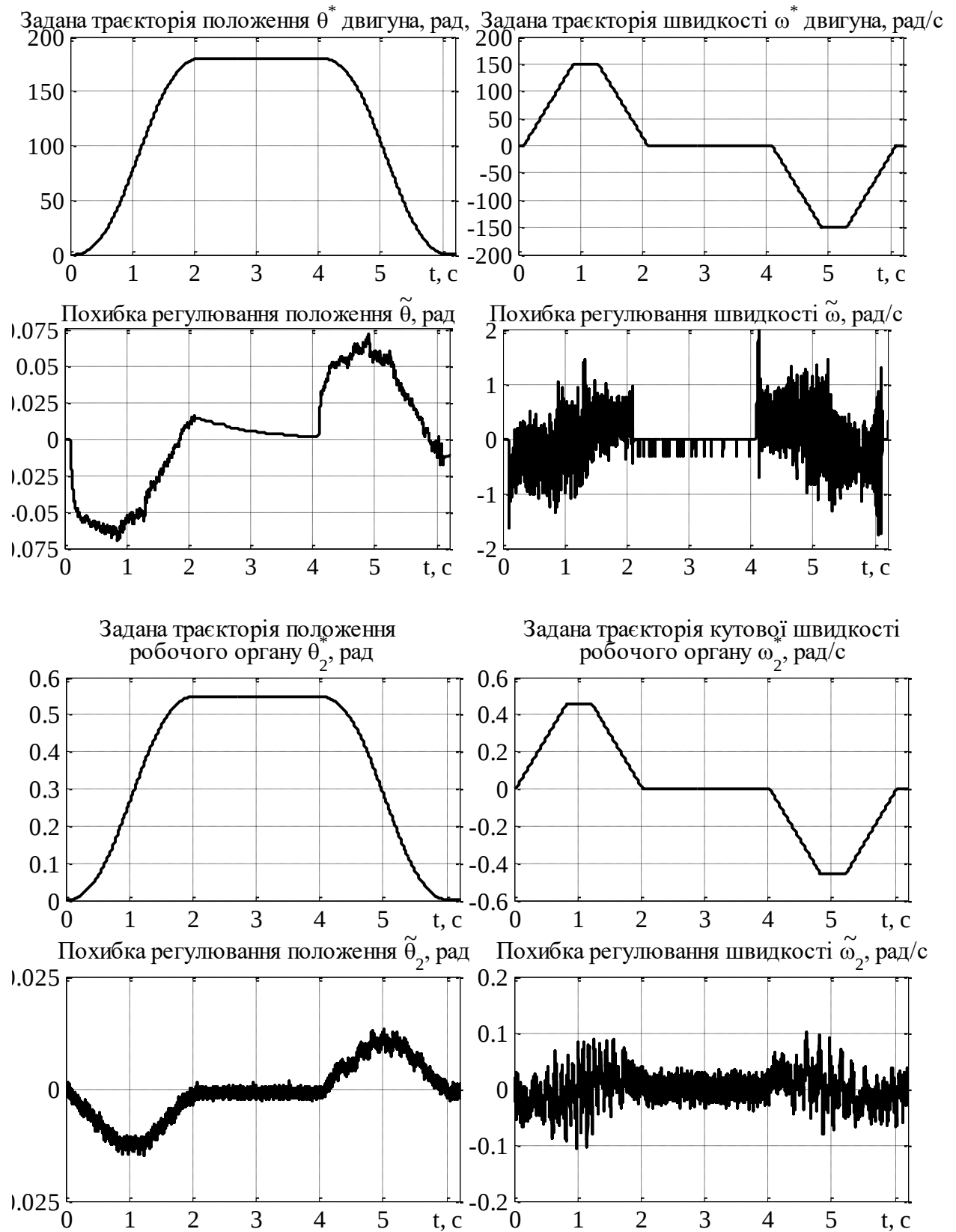


Рисунок 6.26 – Графіки керування положенням для промислового маніпулятора

6.8 Висновки до розділу 6

1. Розроблено та реалізовано експериментальний стенд на базі 32-бітного цифрового сигнального процесора TMS320F28335 та синхронного двигуна з постійними магнітами, що забезпечило експериментальну апробацію та підтвердження основних теоретичних положень.
2. Реалізовано цифрову обробку сигналів зворотного зв'язку, що базується на застосуванні методу ковзного усереднення та цифрового фільтра Баттерворта четвертого порядку, що забезпечило зменшення впливу шумів магнітного енкодера та підвищення точності оцінювання кутової швидкості.
3. Експериментально визначено електромагнітні параметри двигуна (активний опір статора та індуктивності по осях d і q), які використано для розрахунку та налаштування ПІ-регуляторів струму, що забезпечило високу швидкодію внутрішнього контуру керування.
4. Проведено дослідження систем керування швидкістю та положенням із різними давачами зворотного зв'язку. Встановлено, що застосування оптичного енкодера забезпечує вищу точність позиціонування та плавність руху порівняно з магнітним енкодером.
5. Виконано налаштування та апробацію системи керування на промисловому маніпуляторі з вертикальним переміщенням робочого органу (двигун 60ST-M01330LB, редуктор $i = 320$). Експериментально підтверджено асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій, ефективну компенсацію моменту та стійку роботу системи за значних інерційних навантажень.

7 РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАП-ПРОЕКТУ

Розділ присвячено маркетинговому аналізу комерціалізації результатів магістерської дисертації. Основна інновація, що пропонується ринку, — це програмний алгоритм адаптивного керування одноланковим маніпулятором з невідомими масо-інерційними характеристиками. Цей алгоритм здатний забезпечити асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії кутового положення та в реальному часі оцінювати параметри навантаження. Продуктом стартап-проекту є вбудоване програмне забезпечення для цифрових сигнальних процесорів, призначене для інтеграції у промислові роботизовані системи.

7.1 Опис ідеї проекту

Продуктом стартапу є алгоритм адаптивного керування кутовим положенням одноланкового маніпулятора з невідомими масо-інерційними характеристиками. Основна цінність полягає у підвищенні точності та стійкості системи до зміни навантаження. Алгоритм інтегрується як *firmware* для мікроконтролерів (DSP) і може застосовуватися в промислових роботах-маніпуляторах. Опис ідеї проекту наведено в табл. 7.1, визначення характеристик ідеї наведено в табл. 7.2 [51].

Таблиця 7.1 – Опис ідеї стартап-проекту

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигоди для користувача
Розробка та ліцензування програмної бібліотеки (<i>firmware</i>) для мікроконтролерів (DSP), яка реалізує новий алгоритм адаптивного керування кутовим положенням. Алгоритм базується на ідентифікації параметрів (маси та моменту інерції) в реальному часі для компенсації невідомих та змінних масо-інерційних характеристик маніпулятора.	1. Промислова робототехніка: маніпулятори "pick-and-place", складальні лінії, де маса вантажу постійно змінюється. 2. Мехатронні системи: високоточні системи позиціонування, стенди тестування, транспортні модулі. 3. Аерокосмічна та військова техніка: системи наведення,	1. Висока точність: Забезпечується асимптотичне (безстатичне) відпрацювання заданих траєкторій положення навіть при зміні навантаження. 2. Адаптивність та робастність: Система автоматично компенсує зміну маси вантажу, що є головним збуренням у таких системах. 3. Скорочення часу налаштування: Усувається потреба в складній ручній

	стабілізаційні платформи. 4. Модернізація існуючого обладнання: підвищення точності систем, що наразі працюють на класичних регуляторах.	ідентифікації параметрів та налаштуванні (self-commissioning), оскільки система ідентифікує параметри автоматично.
--	---	--

Таблиця 7.2 – Визначення сильних (S), слабких (W) та нейтральних (N) характеристик ідеї проекту

№	Техніко-економічні характеристики	Мій проект (Адаптивний алгоритм)	Конкурент 1 (Класичний ПІД)	Конкурент 2 (Робастний SMC)	Конкурент 3 (Нейромережі)	W	N	S
1	Точність відпрацювання траєкторії	Асимптотична	Наявна статична/динамічна похибка	Висока, але з коливаннями	Висока			S
2	Адаптація до зміни маси/інерції	Автоматична ідентифікація	Відсутня (потрібне переналаштування)	Часткова (робастність до збурень)	Висока (навчання)			S
3	Потреба у ручному налаштуванні	Мінімальна (тільки базові коеф.)	Висока (підбір коеф. ПІД)	Висока (налаштування поверхні)	Дуже висока (збір даних, навчання)			S
4	Обчислювальна складність	Середня (потребує DSP)	Дуже низька	Середня	Висока		N	
5	Чутливість до шумів давача	Середня (потребує якісної фільтрації, як в 6.2)	Висока (D-складова)	Висока ("chattering")	Низька		N	
6	Потреба в точній мат. моделі	Не потрібна (ідентифікує сама)	Не потрібна (але якість низька)	Потрібні межі невизначеності	Не потрібна			S

7.2 Технологічний аудит ідеї проекту

Реалізація алгоритму передбачає використання DSP-контролерів із можливістю виконання векторного керування PMSM.

Технологія є доступною та може бути реалізована засобами сучасних промислових контролерів. Необхідно забезпечити точний зворотний зв'язок з використанням магнітних енкодерів. Технологічна здійсненність ідеї проекту наведена в табл. 7.3.

Таблиця 7.3 – Технологічна здійсненність ідеї проекту

№	Ідея проекту	Технології її реалізації	Наявність технологій	Доступність технологій
1	Firmware для адаптивного керування маніпулятором	T1: Векторне керування (FOC) для СДПМ	Так, поширений промисловий метод.	Так, реалізовано в дисертації.
2		T2: Алгоритм адаптивної ідентифікації параметрів (на основі ф. Ляпунова)	Частково. Алгоритм є новою розробкою.	Так, алгоритм синтезовано та перевірено.
3		T3: Цифрова обробка сигналів (фільтрація, отримання швидкості)	Так, стандартні методи (Баттерворт, усереднення).	Так, реалізовано в експерименті.
4		T4: Апаратна платформа (DSP-контролер, напр. TI C2000)	Так, масово доступні промислові контролери.	Так, використано в експериментальному стенді.
	Обрана технологія реалізації ідеї проекту:	Програмна реалізація (на C/C++) технологій T1, T2, T3 для цільової апаратної платформи T4 (DSP-контролери).		

7.3 Аналіз ринкових можливостей

Основним ринком є промисловість, зокрема сегмент роботизованих маніпуляторів. Попит на точне керування постійно зростає через вимоги до якості та швидкості виробництва. Попередня характеристика потенційного ринку наведена в табл. 7.4. Конкурентами є виробники ПЗ для керування приводами, характеристика потенційних клієнтів в табл. 7.5.

SWOT-аналіз демонструє наявність значних можливостей у галузі адаптивних систем керування, який наведений в табл. 7.6 [51].

Таблиця 7.4 – Попередня характеристика потенційного ринку

№	Показники стану ринку	Характеристика
1	Кількість головних гравців	Висока концентрація. Основні гравці: виробники роботів (KUKA, Fanuc, ABB, Yaskawa) та виробники приводів (Siemens, Bosch Rexroth, Mitsubishi Electric).
2	Загальний обсяг продаж	Ринок промислової робототехніки оцінюється в десятки мільярдів доларів США (потребує детального аналізу).
3	Динаміка ринку	Зростає. Попит стимулюється трендами Industry 4.0, автоматизацією виробництва та потребою у підвищенні якості та гнучкості.
4	Наявність обмежень для входу	Високі. Потрібна довіра ринку, доведена надійність, сумісність з існуючими промисловими протоколами, великі витрати на R&D та маркетинг.
5	Специфічні вимоги	Суворі промислові сертифікації (безпека, надійність), робота в реальному часі.
6	Середня норма рентабельності	Висока для програмного забезпечення та ліцензування технологій.

Таблиця 7.5 – Характеристика потенційних клієнтів

Потреба, що формує ринок	Цільова аудиторія (цільові сегменти)	Відмінності у поведінці / Фактори	Вимоги споживачів до товару
Високоточне та швидке переміщення вантажів з невідомою або змінною масою.	ЦА 1 (Пріоритет): OEM-виробники промислових роботів та маніпуляторів. ЦА 2: Системні інтегратори, що розробляють кастомні рішення або модернізують лінії.	ЦА 1: Купують технологію для інтеграції у власну лінійку продуктів. Рішення приймається на рівні R&D. Довгий цикл продажу. ЦА 2: Шукають готове рішення для конкретної проблеми клієнта.	До продукції (ПЗ): • Надійність (стійкість) • Простота інтеграції (API) • Низьке споживання ресурсів DSP • Якісна документація До компанії-постачальника: • Глибока технічна експертиза • Швидка тех. підтримка

Таблиця 7.6 – SWOT-аналіз стартап-проекту

Сильні сторони (Strength): (Внутрішні)	Слабкі сторони (Weakness): (Внутрішні)
S1. Унікальний, науково обґрунтований алгоритм. S2. Забезпечення асимптотичної точності відпрацювання траєкторії. S3. Автоматична адаптація до невідомої маси/інерції. S4. Скорочення часу налаштування (не потрібен ручний тюнінг ПД). S5. Наявність експериментального підтвердження на реальному DSP (Розділ 6).	W1. Відсутність бренду та репутації на ринку. W2. Вища обчислювальна складність порівняно з ПД. W3. Висока чутливість до якості фільтрації сигналу давача (потребує експертизи в налаштуванні фільтрів, як в 6.2). W4. Залежність від апаратної платформи (DSP). W5. Необхідні ресурси для підтримки та інтеграції.
Можливості (Opportunities): (Зовнішні)	Загрози (Threats): (Зовнішні)
O1. Зростання ринку промислової робототехніки та автоматизації. O2. Попит на "розумні" (smart) приводи в концепції Industry 4.0. O3. Модель ліцензування технології (firmware) OEM-виробникам (B2B). O4. Потенційне розширення алгоритму на багатоланкові системи.	T1. Домінування "in-house" R&D рішень у гігантів ринку (Fanuc, KUKA, Siemens). T2. Конкуренція з боку альтернативних інтелектуальних методів (нейромережі, RL), які також не потребують моделі. T3. Інерція ринку: клієнти можуть надавати перевагу перевіреним, хоч і менш ефективним, ПД-регуляторам. T4. Високі бар'єри входу (сертифікація, довіра).

7.4 Розроблення ринкової стратегії

Стратегія охоплення ринку полягає у зосередженні на сегменті виробників роботизованих маніпуляторів. Вибір цільових груп потенційних споживачів наведено в табл. 7.7 [51].

Базова стратегія розвитку — диференціація продукту завдяки унікальному адаптивному алгоритму. Визначення базової стратегії розвитку наведено в табл. 7.8. Визначення базової стратегії конкурентної поведінки наведено в табл. 7.9.

Таблиця 7.7 – Вибір цільових груп потенційних споживачів

№	Опис профілю цільової групи	Готовність сприйняти продукт	Орієнтовний попит	Інтенсивність конкуренції	Простота входу
1	ОЕМ-виробники промислових роботів (KUKA, Fanuc, ABB і т.д.)	Середня (мають власні R&D, але шукають інновації)	Високий	Дуже висока (конкуруємо з їхніми R&D)	Низька
2	ОЕМ-виробники "нішових" маніпуляторів (медицина, логістика)	Висока (менше власних R&D, більш гнучкі)	Середній	Середня	Середня
3	Системні інтегратори	Висока (вирішують конкретні проблеми клієнтів)	Середній	Висока	Середня
4	Кінцеві споживачі (заводи)	Низька (не розробляють ПЗ, купують готове)	-	-	-
Які цільові групи обрано:	Групи 2 та 3. Вони мають чітку потребу в адаптації до змінних навантажень, але менше ресурсів на власні R&D, ніж гіганти (Група 1), що робить їх ідеальними першими клієнтами.				

Таблиця 7.8 – Визначення базової стратегії розвитку

Обрана альтернатива	Стратегія охоплення ринку	Ключові конкурентоспроможні позиції	Базова стратегія розвитку
B2B ліцензування ПЗ для нішових OEM та інтеграторів	Концентрований маркетинг	• Асимптотична точність	Стратегія диференціації

		• Автоматична адаптація • Скорочення часу налаштування	<i>Обґрунтування:</i> Продукт пропонує унікальні властивості (S1, S2, S3), які дозволяють клієнтам вирішувати задачі, недоступні для класичних ПД-регуляторів.
--	--	---	---

Таблиця 7.9 – Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

Чи є проект «першопрохідцем»?	Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів?	Чи буде копіювати характеристики товару конкурента?	Стратегія конкурентної поведінки
Так, в аспекті запропонованого алгоритму.	Забирати існуючих у конкурентів (ПД-регуляторів) у специфічних задачах.	Ні, пропонує унікальний підхід.	Стратегія заняття конкурентної ніші (Нішер / Спеціаліст) <i>Обґрунтування:</i> Стартап не може атакувати лідерів (KUKA, Siemens) "в лоб". Ніша – "високоточні маніпулятори зі змінним навантаженням", де ПД не справляється.

7.5 Розроблення маркетингової програми

Маркетингова програма передбачає формування партнерств із виробниками робототехніки, участь у виставках та створення демонстраційних стендів. Базовий канал збуту — B2B. Визначення ключових переваг концепції потенційного товару наведено в табл. 7.10, опис трьох рівнів моделі товару в табл. 7.11, визначення меж встановлення ціни в табл. 7.12, а формування системи збуту в табл. 7.13 [51].

Таблиця 7.10 – Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

№	Потреба	Вигода, яку пропонує товар	Ключові переваги перед конкурентами (ПД)
1	Точне відпрацювання траєкторії при змінній масі вантажу.	"Plug-and-Perform". Система автоматично ідентифікує параметри і підтримує високу точність без втручання людини.	1. Асимптотична точність (ПД має похибку). 2. Адаптивність (ПД не адаптується).

Таблиця 7.11 – Опис трьох рівнів моделі товару

Рівні товару	Сутність та складові
I. Товар за задумом	Високоточне та надійне керування рухом в умовах невизначеності.
II. Товар у реальному виконанні	Властивості: Програмна бібліотека (firmware) на C/C++ для DSP. Якість: Асимптотичне відпрацювання траєкторії (похибка прямує до 0). Марка: (Умовна назва "AdaptoDrive Dynamics"). Пакування: Цифрова дистрибуція (бінарна бібліотека, .h файли, документація).
III. Товар із підкріпленням	До продажу: Демонстрація на стенді (аналогічно Розділу 6), технічні консультації, моделювання для кейсу клієнта. Після продажу: Технічна підтримка з інтеграції, оновлення ПЗ, кастомізація алгоритму під конкретне "залізо" клієнта.
За рахунок чого буде захищено від копіювання:	1. Патент на новий алгоритм керування. 2. Ноу-хау: Складність математичного апарату (теорія стійкості Ляпунова) та методики фільтрації сигналів. 3. Комерційна таємниця: Поширення у вигляді закритої бінарної бібліотеки.

Таблиця 7.12 – Визначення меж встановлення ціни

№	Рівень цін на товари-замінники	Рівень цін на товари-аналоги	Рівень доходів цільової групи	Верхня та нижня межі ціни
1	Замінник (ПД): Дуже низька (часто "безкоштовно" в стандартних бібліотеках).	Аналог (ШІ-рішення): Висока вартість (R&D, ліцензування).	ЦА (ОЕМ): Високий.	Нижня межа: Витрати на R&D та підтримку. Верхня межа: Економічний ефект для клієнта (зменшення браку, підвищення швидкодії лінії). Модель: B2B-ліцензування (одноразова плата за OEM-ліцензію + роялті за кожен пристрій).

Таблиця 7.13 – Формування системи збуту

№	Специфіка закупівельної поведінки	Функції збуту	Глибина каналу збуту	Оптимальна система збуту
1	B2B. Рішення приймає R&D відділ на основі технічних переваг. Потребує довгої демонстрації та тестування.	- Технічні консультації - Інтеграція ПЗ - Навчання інженерів клієнта - Технічна підтримка	Канал нульового рівня (Виробник → Промисловий клієнт)	Власна система збуту (прямі продажі). <i>Обґрунтування:</i> Продукт складний, потребує експертної інтеграції та підтримки, яку не можуть надати посередники.

7.6 Висновки до розділу 7

1. Можливість ринкової комерціалізації: Аналіз підтверджує наявність чіткої ринкової потреби. Ринок промислової робототехніки зростає та активно шукає інновації для підвищення точності та адаптивності систем.

Розроблений алгоритм безпосередньо вирішує ключову проблему варіації параметрів (змінної маси).

2. Ринкові перспективи: Перспективи впровадження є позитивними за умови вибору правильної ніші. Конкуренція з боку гігантів ринку є головною загрозою, тому обрана стратегія нішера/спеціаліста, орієнтована на OEM-виробників спеціалізованих маніпуляторів та системних інтеграторів, які найбільше виграють від диференціюючих переваг продукту (S1, S2, S3).

3. Альтернатива впровадження: Обрано альтернативу B2B-ліцензування програмного забезпечення (firmware). Ця модель дозволяє швидко масштабуватись, не вимагаючи власних виробничих потужностей, і фокусується на головній компетенції – унікальному алгоритмі.

4. Доцільність проекту: Подальша імплементація проекту є доцільною. Проект має сильне науково-технічне обґрунтування (доведене в дисертації) та вирішує реальну, економічно значущу проблему для зростаючого ринку.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У магістерській дисертації отримала подальший розвиток теорія керування робототехнічними системами, зокрема одноланковими маніпуляторами з електроприводами на базі синхронних двигунів з постійними магнітами. На цій основі вирішена науково-технічна задача розробки методів синтезу, теоретичного та експериментального дослідження нових алгоритмів адаптивного керування, які підвищують динамічні характеристики та точність позиціонування в умовах невизначеності параметрів навантаження. Основні наукові та практичні результати роботи полягають у наступному:

1. Виконано аналітичний огляд сучасних методів керування одноланковими маніпуляторами. Показано, що існуючі рішення на базі класичних ПІ-регуляторів мають обмежені можливості щодо компенсації нелінійних ефектів та змінних параметрів навантаження. Обґрунтовано доцільність застосування методів векторного керування з адаптацією до змін моменту інерції та навантаження, що дозволяє суттєво покращити показники якості керування.

2. Розроблено математичні моделі електромеханічної системи маніпулятора, які враховують нелінійність механічної частини та особливості СДПМ. Наведено новий алгоритм та структурну схему системи векторного керування кутовою швидкістю СДПМ. Система керування побудована за принципом підпорядкованого регулювання та включає зовнішній контур швидкості та внутрішні контури струмів по осях i_d та i_q . Це дозволяє реалізувати розв'язку каналів регулювання та забезпечити високі динамічні показники системи керування в широкому діапазоні швидкостей.

3. Виконано синтез робастних алгоритмів керування кутовим положенням. Синтезовано новий алгоритм керування положенням, у якому зовнішній контур положення формує завдання для внутрішнього контуру кутової швидкості. Теоретично обґрунтовано, що застосування пропорційного

регулятора положення з фільтрацією дозволяє забезпечити асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії, а також підвищує стійкість системи до зовнішніх завад вимірювання. Наведена структурна схема системи відображає взаємодію контурів та механізм формування керуючого впливу, що гарантує задану якість перехідних процесів.

4. Виконано дослідження динамічних властивостей розроблених систем керування шляхом математичного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink. Результати моделювання підтвердили теоретичні висновки щодо асимптотичної стійкості замкнених систем та їх здатності забезпечувати нульову статичну похибку регулювання. Порівняльний аналіз показав перевагу адаптивного алгоритму над класичними методами в умовах варіацій механічних параметрів та навантаження.

5. Синтезовано та досліджено адаптивну систему керування кутовим положенням. Розроблено алгоритм ідентифікації механічних параметрів, який забезпечує оцінювання моменту інерції та моменту навантаження в реальному часі. Доведено, що використання оцінених параметрів у законі керування дозволяє компенсувати вплив параметричних збурень і забезпечити інваріантність динамічних характеристик маніпулятора до зміни маси вантажу.

6. Виконано практичну реалізацію синтезованих алгоритмів керування з використанням цифрового сигнального процесора TMS320F28335. Проведені експериментальні дослідження на лабораторній установці підтвердили достовірність теоретичних висновків та адекватність математичних моделей. Порівняльний аналіз експериментальних перехідних процесів та результатів моделювання засвідчив їх високу збіжність, а також підтвердив здатність системи забезпечувати асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій положення з високою динамічною точністю.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. W. Leonhard, Control of Electrical Drives, 3rd ed. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2001.
2. Pellegrino, G., Jahns, T.M., Bianchi, N., Soong, W.L., Cupertino, F. (2016). The rediscovery of synchronous reluctance and ferrite permanent magnet motors: tutorial course notes. New York, NY, USA: Springer.
3. R. Krishnan, Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2010.
4. Peresada S. M. Robust control of low-cost direct drives based on interior permanent magnet synchronous motors / S. M. Peresada, D. I. Rodkin, Y. O. Nikonenko, S. M. Kovbasa, V. V. Polischuk // Технічна електродинаміка. - 2023. - № 2. - С. 37-44. - Режим доступу: http://nbuv.gov.ua/UJRN/TED_2023_2_7.
5. Bobek, V. (2013) PMSM electrical parameters measurement. Application note. Freescale Semiconductor Document Number: AN4680.
6. Han J., Zhu Z., Jiang Z. et al., «Simple PID parameter tuning method based on outputs of the closed loop system», *Chinese Journal of Mechanical Engineering*, Vol. 29, pp. 465-474, 2016.
7. Amornwongpeeti, S., Kiselychnyk, O., Wang, J., Shatti, N., Shah, N., Soumelidis, M. (2017). Adaptive torque control of IPMSM motor drives for electric vehicles, IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Edinburgh, pp. 226–231.
8. Wang, W., Shen, H., Hou, L., Gu, H. (2019). H_{∞} Robust Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on PCHD. IEEE Access, 7, pp. 49150-49156.
9. Deng, Y., Wang, J., Li, H., Liu, J., Tian, D. (2019). Adaptive sliding mode current control with sliding mode disturbance observer for PMSM drives. ISA Transactions, 88, pp. 113-126.
10. Cao, S., Sun, L., Jiang, J., Zuo, Z. (2023). Reinforcement Learning-Based Fixed-Time Trajectory Tracking Control for Uncertain Robotic Manipulators

with Input Saturation. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 34, pp. 4584-4595.

11. Zhang, Y., Yin, Z., Liu, J., Zhang, R., Sun, X., Zhong, Y. (2017). IPMSM sensorless control using high-frequency voltage injection method with random switching frequency for audible noise improvement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(11), pp. 8722-8732.

12. Huang, Y., Zhang, J., Chen, D., & Qi, J. (2022). Model Reference Adaptive Control of Marine Permanent Magnet Propulsion Motor Based on Parameter Identification. *Electronics*, 11(7), 1012.
<https://doi.org/10.3390/electronics11071012>

13. Ming, X., Wang, X., Liu, F., Qu, Y., Zhou, B., Zhang, S., & Yu, P. (2025). Mechanical Parameter Identification of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Symmetry. *Symmetry*, 17(11), 1929.
<https://doi.org/10.3390/sym17111929>

14. Sun, Q., & Zhang, Y. (2025). Full Parameter Identification of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Signal Injection. *Preprints*.
<https://doi.org/10.20944/preprints202501.2349.v1>

15. Q. Wang, G. Zhang, G. Wang, C. Li and D. Xu, "Offline Parameter Self-Learning Method for General-Purpose PMSM Drives With Estimation Error Compensation," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 11, pp. 11103-11115, Nov. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2019.2900559.

16. Ren, Y., Liu, G., Chen, Q., Zhou, H. (2016) Online inductance identifications of interior permanent magnet synchronous machine based on adaline neural network, *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Hangzhou, pp. 1–5.

17. Stumberger, B., Stumberger, G., Dolinar, D., Hamler, A., Trlep, M. (2003). Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 5, pp. 1264–1271.

18. Толочко О.І., Божко В.В. Ідентифікація індуктивностей синхронного двигуна з постійними магнітами рекурентним методом найменших квадратів// Наукові праці ДонНТУ. Серія: “Електротехніка і енергетика”. – Донецьк: ДВНЗ «ДонНТУ». – 2012. – Вип. 1(12)-2(13) – С. 234-238.
19. Xu, W., Lorenz, R.D. (2014). High-frequency injection-based stator flux linkage and torque estimation for DB-DTFC implementation on IPMSMs considering cross-saturation effects, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 6, pp. 3805–3815.
20. Chen Jinbao, Li Jie, Wang Yan, Ji Zhicheng. PMSM Parameter Identification Using Teaching-Learning-Based Optimization with Levy Flight[J]. *Journal of System Simulation*, 2018, 30(4): 1456-1463.
21. Singh, S., Tiwari, A. N., & Singh, N. (2020). Speed and Position Estimation for Sensorless Control of PMSM: A Critical Review. *Recent Patents on Electrical & Electronic Engineering* (Bentham Science).
22. Vulcano, A., et al. (2019). Measurement of the PMSM Shaft Position with an Absolute Encoder. *MDPI Electronics*, 8(11), 1229.
23. Zhang, H.-X., Ryoo, Y.-J., & Byun, K.-S. (2016). Development of Torque Sensor with High Sensitivity for Joint of Robot Manipulator Using 4-Bar Linkage Shape. *Sensors*, 16(7), 991. <https://doi.org/10.3390/s16070991>
24. Chen, Y., Xu, D., & Hu, J. (2023). A Review of Position Sensorless Compound Control for PMSM Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*.
25. Sun, H., Krebs, G., Bahri, I., Rodriguez-Ayerbe, P., & Khanchoul, M. (2022). PMSM design optimization concerning sensorless performance and torque ripple. *e-Prime - Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*, 2, 100049. <https://doi.org/10.1016/j.prime.2022.100049>
26. Spong, M. W., Hutchinson, S., & Vidyasagar, M. (2019). *Robot Modeling and Control* (2nd ed.). Wiley.
27. F. Briz and M. W. Degner, "Rotor Position Estimation," in *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 5, no. 2, pp. 24-36, June 2011, doi: 10.1109/MIE.2011.941118.

28. Imsland, L. (2005). Vehicle velocity estimation using modular nonlinear observers.
29. P. C. Krause, O. Wasynczuk and S. D. Sudhoff, Analysis of Electric Machinery and Drive Systems, IEEE Press, New York, 2002, doi: <https://doi.org/10.1002/9781118524336>.
30. Пересада С. М., Ніконенко Є. О. Курсовий проект з керування електроприводами [Електронний ресурс]: навчальний посібник для студ. спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» / КПІ ім. Ігоря Сікорського ; уклад.: С.М. Пересада, Є.О. Ніконенко – Електронні текстові дані (1 файл: 2,6 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2022. – 58 с.
31. R. H. Park, “Two-reaction theory of synchronous machines: Generalized method of analysis – Part I,” Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, vol. 48, no. 2, pp. 716-730, 1929, doi: <https://doi.org/10.1109/T-AIEE.1929.5055275>.
32. S. E. Lyshevski, Design and Control of Physical and Cyber-physical Systems, CRC Press, Boca Raton, FL, 2024.
33. P. C. Krause, O. Wasynczuk, T. C. O’Connell and M. Hasan, “Tesla’s contribution to electric machine analysis,” IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 32, no. 2, pp. 591-598, 2017, doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2016.2640018>.
34. S. E. Lyshevski, Electromechanical Systems and Devices, CRC Press, 2008, doi: <https://doi.org/10.1201/9781420069754>.
35. Двигун підвісу iPower GM8112-90T [Електронний ресурс], URL: <https://lnk.ua/be8A7gpV5> (дата звернення 17.09.2025).
36. N. Tesla, “A new system of alternate current motors and transformers,” Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, no. 10, pp. 299-327, 1888, doi: <https://doi.org/10.1109/T-AIEE.1888.5570379>.

37. F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop system for rotating-field machines," *Siemens Review*, vol. 34, no. 3, pp. 217-220, 1972.
38. Пересада С.М. Нелинейное и адаптивное управление в электромеханических системах с векторно-управляемыми электродвигателями, дис. докт. техн. наук, Киев, 2007 г.
39. S. Peresada, D. Rodkin and V. Reshetnyk, "Theoretical and experimental comparison of the standard and feedback linearizing speed controllers for synchronous motors," *IEEE International Conference on Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*, Kremenchuk, Ukraine, 2020, pp. 1-5, doi: <https://doi.org/10.1109/PAEP49887.2020.9240821>.
40. S. Peresada, D. Rodkin and Y. Nikonenko, "Sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors: estimated reference frame approach," *IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy System (MEES)*, Kremenchuk, Ukraine, 2022, pp. 1-6, doi: <https://doi.org/10.1109/MEES58014.2022.10005669>.
41. Sepulchre R., Jankovic M. and Kokotovic P. *Constructive Nonlinear Control*. –Berlin: Springer-Verlag, 1997. –313p.
42. Slotine J.-J. E. and Li W. *Applied Nonlinear Control*. –New Jersey, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1990. –352p.
43. Peresada, S., Nikonenko, Y., Reshetnyk, V. (2019). Adaptive speed control and self-commissioning of the surface mounted permanent magnet synchronous motors, *IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, pp. 388–394.
44. Krstic M., Kanellakopoulos I. and Kokotovic P. *Nonlinear and Adaptive Control Design*. –New York: Wiley, 1995. –576p.
45. Peresada, Y. Nikonenko and V. Reshetnyk, "Identification of the Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Electrical Parameters for Self-Commissioning," *2020 IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, Ukraine, 2020, pp. 826-831.

46. Astrom K. J. and Wittenmark B. Adaptive Control. –New York: Addison-Wesley, 1994. –544p.
47. Goodwin, Graham C., and Kwai Sang Sin. Adaptive filtering prediction and control. Courier Corporation, 2014.
48. Narendra K. S. and Annaswamy A. M. Stable Adaptive Systems. –New Jersey, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1989. –496p.
49. Marino R., Tomei P. Nonlinear control design: Geometric, adaptive and robust. – New Jersey, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1995. – 390 p.
50. 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, 2019, pp. 498-501, doi: 10.1109/MEES.2019.8896410.
51. Розроблення стартап-проекту [Електронний ресурс] : Методичні рекомендації до виконання розділу магістерських дисертацій для студентів інженерних спеціальностей / За заг. ред. О.А. Гавриша. – Київ : НТУУ «КПІ», 2016. – 28 с.