МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна
Бахмутський навчально-науковий професійно-педагогічний інститут
Кафедра електромеханічних та комп'ютерних систем

До захисту допущено
Завідувач кафедри
_____ Інна НЕФЬОДОВА
(підпис) (ім'я, прізвище)
«05» грудня 2024 року

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА (ПРОЄКТ)

Рівень вищої освіти другий (магістерський)

Спеціальність 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

Освітньо-професійна Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

Тема «Синтез електромеханічної системи векторного керування швидкістю асинхронного двигуна із частотним перетворювачем»

Виконав(ла)
здобувач(ка) групи БД-П23мг
(шифр групи)

Олександр САМОШИН _____
(ім'я, прізвище) (підпис)

Керівник роботи
д.т.н., проф. Валентина ШЕВЧЕНКО _____
(науковий ступінь, вчене звання, ім'я, прізвище) (підпис)

Рецензент роботи
д.т.н., доц. Ольга ЧОРНА _____
(науковий ступінь, вчене звання, ім'я, прізвище) (підпис)

Засвідчую, що у цій роботі
немає цитат та вилучень з
праць інших авторів без відповідних
посилань
здобувач (ка) _____
(підпис)

Харків – 2024

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна

Факультет/ННІ Бахмутський навчально-науковий професійно-педагогічний інститут
Кафедра Електромеханічних та комп'ютерних систем
Рівень вищої освіти другий (магістерський)
Спеціальність 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка
Освітньо-професійна програма Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри
(підпис) Інна НЕФЬОДОВА
(ім'я. прізвище)

«08» жовтня 2024 року

ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ (ПРОЄКТ)

Самошин Олександр Юрійович
(прізвище. ім'я. по батькові здобувача)

1. Тема роботи Синтез електромеханічної системи векторного керування швидкістю асинхронного двигуна із частотним перетворювачем

керівник роботи Шевченко Валентина Володимирівна , д. т. н., професор
(прізвище. ім'я. по батькові. науковий ступінь. вчене звання)

затверджені наказом по університету від «08» жовтня 2024 року № 5101-5/3236

2. Строк подання здобувачем роботи «02» грудня 2024 р.

3. Перелік питань, які потрібно розробити: В пояснювальній записці необхідно відобразити аналітичний огляд та опис технологічного процесу, формулювання вимог до електроприводу, енергосиловий розрахунок параметрів технологічного об'єкта, обґрунтування вибору потужності двигуна, вибір електродвигуна та силового електрообладнання, математична модель електромеханічного об'єкта, розрахунок статичних та динамічних параметрів електроприводу, синтез системи керування та дослідження динамічних характеристик електромеханічної системи шляхом моделювання.

4. План роботи

№ з/п	Назви етапів роботи
1	Огляд літературних джерел, нових розробок, опублікованих даних та іншої інформації, пов`язаної з темою роботи
2	Обгрунтування теоретичної бази обраної проблеми.
3	Характеристика об'єктів галузі: стан і стратегії розвитку
4	Дослідження синтезу електромеханічної системи векторного керування швидкістю асинхронного двигуна із частотним перетворювачем
5	Розробка електромеханічної системи векторного керування швидкістю асинхронного двигуна із частотним перетворювачем
6	Оформлення першого варіанту тексту, подання його на ознайомлення науковому керівнику
7	Усунення недоліків, написання остаточного варіанту тексту, оформлення дипломної роботи
8	Подання роботи на кафедру, перевірка на плагіат та зовнішнє рецензування роботи
9	Захист дипломної роботи у ЕК

5. Дата видачі завдання «08» жовтня 2024 р.

Здобувач(ка) _____ Олександр САМОШИН
(підпис) (ім`я, прізвище)

Керівник роботи _____ Валентина ШЕВЧЕНКО
(підпис) (ім`я, прізвище)

АНОТАЦІЯ

Розглянуто матеріали з яких можна зробити висновок, що на сучасному етапі розвитку виробництва до автоматизованого електроприводу висуваються жорсткі вимоги щодо точності та діапазону регулювання, що, в свою чергу, потребує вдосконалення вже існуючих і розробки нових систем керування електроприводами з використанням новітніх автоматизаційних технологій.

Було розраховано необхідну потужність двигуна, і за каталогом обрано відповідний асинхронний двигун з короткозамкненим ротором. Розраховані параметри електродвигуна та його схеми заміщення дозволили здійснити синтез системи автоматичного керування та провести дослідження статичних і динамічних режимів системи електропривода. Для розрахованого значення потужності було вибрано перетворювач частоти з відповідною номінальною потужністю.

Приведено параметри двигуна та перетворювача, а також карту налаштувань параметрів перетворювача частоти. Запропоновано математичну модель непрямого векторного керування асинхронним двигуном, включаючи динамічну модель та алгоритм непрямого векторного керування.

З результатів математичного моделювання, виконаного в програмному пакеті MATLAB Simulink, випливають висновки, які свідчать про стійкі результати при моделюванні електромеханічної системи та непогану жорсткість характеристик.

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНА СИСТЕМА, ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ, АСИНХРОННИЙ ДВИГУН, ЧАСТОТНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ, СИНТЕЗ

ABSTRACT

The materials considered allow us to conclude that at the current stage of production development, strict requirements are imposed on the automated electric drive in terms of accuracy and range of regulation, which, in turn, requires the improvement of existing and the development of new control systems for electric drives using the latest automation technologies.

The required motor power was calculated, and the appropriate squirrel-cage induction motor was selected from the catalog. The calculated parameters of the electric motor and its equivalent circuit allowed us to synthesize the automatic control system and conduct a study of the static and dynamic modes of the electric drive system. For the calculated power value, a frequency converter with the corresponding rated power was selected.

The parameters of the motor and converter are given, as well as a map of the settings of the frequency converter parameters. A mathematical model of indirect vector control of an asynchronous motor is proposed, including a dynamic model and an algorithm for indirect vector control.

The results of mathematical modeling performed in the MATLAB Simulink software package lead to conclusions that indicate stable results in modeling the electromechanical system and good rigidity of the characteristics.

ELECTROMECHANICAL SYSTEM, VECTOR CONTROL, INDUCTION MOTOR, FREQUENCY CONVERTER, SYNTHESIS

ВСТУП

Для забезпечення ефективної роботи системи векторного керування швидкістю в електромеханічних системах, що використовують асинхронні двигуни та частотні перетворювачі, необхідно враховувати ряд критичних аспектів. По-перше, система повинна мати можливість регулювання швидкості двигуна в широкому діапазоні, включаючи встановлення мінімальних значень швидкості. Це дозволить забезпечити належний контроль над роботою механізму.

Наприклад, для механізмів переміщення візка крана оптимальні значення прискорення варіюються від 0,1 до 0,8 м/с². У випадку з чутливими вантажами, такими як рідкі метали або тендітні предмети, прискорення не повинно перевищувати 0,1 – 0,2 м/с². Тривалість запуску в стандартних системах зазвичай становить 4 – 6 секунд.Система також повинна мати можливість реверсування електроприводу та функціонувати в режимах як руху, так і гальмування. Важливим аспектом є компактність конструкції, що полегшує монтаж, налаштування, діагностику та ремонт. Крім того, важливо, щоб механічні характеристики системи були жорсткими, особливо під час регулювання, адже це зменшить залежність швидкості двигуна від навантаження. Обмеження прискорення до прийнятних значень також є важливим чинником, оскільки це зменшує тривалість перехідних процесів.

Враховуючи наведені вимоги, можна стверджувати, що проектування устаткування досягло етапу оптимізації. Подальший розвиток виробництва буде спрямований на покращення приводних механізмів і підвищення їх продуктивності. Впровадження нових технологій та сучасних матеріалів у виробництво окремих компонентів також позитивно вплине на якість.

У цьому контексті було спроектовано автоматизований векторно-керований асинхронний електропривод використовуючи частотний перетворювач серії ABB ACS550. Цей підхід відповідає сучасним вимогам та стандартам, що сприятиме підвищенню ефективності та надійності роботи системи.

1. ОПИС ТЕХНОЛОГІЧНОГО ПРОЦЕСУ РОБОТИ МЕХАНІЗМУ ПЕРЕМІЩЕННЯ ВІЗКА МОСТОВОГО КРАНУ

Загальні відомості про мостові крани

Електричні підйомні крани — це спеціалізовані пристрої для вертикального і горизонтального переміщення вантажів, що складаються з рухомої металевої конструкції та підйомної лебідки. Основні типи кранів включають портальні, козлові, мостові, баштові, плавучі, автомобільні, портові та залізничні. Мостові крани, які спираються на надземний рейковий крановий шлях, мають вантажозахватний орган, підвішений до вантажного візка або електроталі, що переміщується по мосту. Вони можуть мати вантажопідйомність до 320 тонн для загального призначення і до 630 тонн для спеціального призначення, з прольотами до 60 метрів і висотою підйому до 50 метрів. Ці крани використовуються для монтажу обладнання, виконання ремонтних робіт та технологічних операцій у цехах основного виробництва і на складах. Конструкція мостового крана складається з моста і візка, причому міст перекриває робочий проліт і складається з двох головних і двох кінцевих балок. Ходові колеса спираються на надземні кранові рейки, закріплені на підкранових балках, змонтованих на консолях колон будівлі або кранової естакади. Колеса наводяться в рух електродвигунами, що забезпечує їхню ефективну роботу, і можуть бути дворебордними або безребордними з горизонтальними направляючими роликами [4].

На головних балках мостового крана закріплені рейки, по яких переміщається візок з допомогою свого приводу. На рамі візка розміщені один або два механізми підйому вантажу, що складаються з підвіски крюка, канатного поліспаста, барабана, передавального механізму, гальма та електродвигуна. Управління механізмами крана здійснюється з кабіни, підвішеної до металоконструкції моста, що забезпечує хороший огляд і безпеку роботи, а також з візка, який може автономно переміщатися уздовж прольоту крана. Під час роботи крана напрямки руху крана, візка і гака постійно чергуються, а механізм підйому виконує періоди підйому-опускання вантажу та порожнього гака. Для підвищення продуктивності використовують

поєднання операцій, наприклад, одночасне пересування крана і візка. При навішуванні вантажу на гак і звільненні його двигун вимкнений, а механізм підйому не працює[5].

Вантажопідйомні машини за призначенням можна умовно розділити на три групи: 1) універсальні вантажопідйомні машини, такі як крани, лебідки та талі, що використовуються для підйому і переміщення різних вантажів; 2) вантажопідйомні машини для виконання специфічних технологічних операцій у промисловості, на транспорті та в будівництві; 3) крани для виконання будівельних, монтажних і ремонтних робіт. За умовами роботи вантажопідйомні машини також поділяються на групи: 1) універсальні машини для роботи в приміщеннях з тривалістю до 16 годин на добу; 2) універсальні машини для роботи в приміщеннях з тривалістю від 8 до 24 годин на добу; 3) машини для певних технологічних операцій, що використовуються в приміщеннях і на відкритому повітрі до 24 годин на добу; 4) машини для разових і епізодичних операцій з річним часом роботи до 500 годин. Універсальні вантажопідйомні машини виготовляються з урахуванням різних умов використання, а механізми для специфічних операцій мають певні умови відповідно до їх призначення. Для систематизації режимів роботи вантажопідйомних машин встановлені категорії: легкий (Л), середній (С), важкий (Т) та вельми важкий (ВТ) [7].

Ряд кранів, призначених для технологічних комплексів, останнім часом проектується для роботи в складніших режимах, ніж режим вельми важкого (ВТ). Новий режим, названий особливо важким (ОТ), характеризується тривалістю включення до 100% з частотою включень 600 і більше разів на годину. Для цього режиму розроблено новий стандарт, що включає п'ять категорій режимів, включаючи ОТ. Швидкості переміщення вантажів є критичними для продуктивності і потужності механізмів. Вони вибираються з урахуванням ефективності виконання вантажопідйомних операцій, що передбачає оптимізацію часу операції при мінімальних первісних витратах на механізми крана. Вибір оптимальної швидкості є важливим завданням, яке потребує врахування таких факторів, як продуктивність, енергетичні витрати, можливості та ефективність регулювання швидкості, а також техніко-економічна оцінка системи регулювання [4].

Дослідження, проведені останніми роками, зосереджені на оптимізації швидкісних параметрів швидкохідних вантажопідіймальних машин. Вони показали, що з підвищенням швидкостей до певних меж продуктивність машин зростає. Однак подальше підвищення швидкостей може призвести до зниження продуктивності через збільшення часу розгону та гальмування механізмів крана. Таким чином, важливо знайти баланс між швидкістю і продуктивністю для забезпечення ефективної роботи вантажопідйомних машин.

Аналіз швидкісних параметрів механізмів вантажопідйомних машин підтверджує, що для кожного типу механізмів (підйому, повороту та горизонтального переміщення) існують оптимальні межі швидкостей, перевищення яких не є доцільним. Вибір швидкостей для вантажопідіймальних механізмів ґрунтується на кількох основних передумовах:

1. Номінальна швидкість: Вона визначається умовами технологічного процесу, зокрема, тривалістю виконання циклу. Це ключовий фактор, оскільки швидкість повинна відповідати вимогам операційного циклу.

2. Обмеження потужності: Номінальна швидкість також підлягає обмеженням, пов'язаним з потужністю живильної мережі та можливостями приводного двигуна. Це означає, що швидкість не може перевищувати ті значення, які можуть бути забезпечені наявними ресурсами.

3. Діапазон регулювання: Номінальна швидкість є функцією заданої мінімальної швидкості механізму. Це важливо для забезпечення гнучкості в управлінні швидкістю в процесі виконання операцій.

4. Ефективність: Вибрана номінальна швидкість повинна забезпечити максимальну продуктивність при мінімальних витратах енергії. Це дозволяє знизити експлуатаційні витрати та підвищити загальну ефективність системи.

У всіх випадках, окрім першого, граничне значення швидкості не повинно перевищувати встановлених норм. У випадку з першим пунктом, швидкість може бути вибрана в будь-якому діапазоні, але важливо враховувати, що перевищення певних значень не призведе до скорочення часу виконання операції без впровадження спеціальних систем регулювання. При виборі номінальної швидкості також

важливими є мінімальні швидкості, які визначаються технологією переміщення різних вантажів. Для багатьох технологічних процесів вже встановлені оптимальні значення мінімальних швидкостей, що забезпечують точність установки вантажів. Знаючи ці значення, можна визначити необхідні діапазони регулювання швидкості для заданої номінальної швидкості або вибрати номінальну швидкість на основі відомого діапазону регулювання. Це сприяє досягненню оптимального балансу між продуктивністю, енергоефективністю та точністю виконання вантажопідйомних операцій [3].

Вибір проміжних фіксованих швидкостей, насамперед, залежить від здібностей людини сприйняти різницю швидкостей сусідніх фіксованих положень і на основі сприйняття цієї різниці здійснювати наступні операції управління. Практикою встановлено значення ступенів наростання швидкостей механізмів підйому. Регулювання швидкості механізмів горизонтального переміщення в проміжку між максимальною і мінімальною швидкостями часто здійснюється шляхом зміни інтенсивності розгону або гальмування з урахуванням необхідних прискорень. Продуктивність і число включень на годину вантажопідіймальних машин нерозривно пов'язані зі швидкісними параметрами. Продуктивність машин відповідає часу завершення операції з переміщення вантажу. Скорочення часу однієї операції при певній траєкторії руху вантажу визначає підвищення продуктивності машини. Кожна машина може мати фактичний або умовний цикл проведення вантажопідйомної операції [5].

Під повним циклом вантажопідйомної операції слід мати на увазі зачеплення вантажу, вибирання слабини канату, підйом вантажу і його переміщення в необхідну точку, спуск і установку вантажу, розстроповку та зворотне переміщення для початку нової операції. При цьому механізми вантажопідйомного пристрою мають мінімально необхідне обов'язкове число включень. Проте з різних причин протягом циклу оператор робить ще ряд додаткових включень, пов'язаних з недосконалістю системи регулювання, коливаннями вантажу на гнучкій підвісці, недостатнім досвідом управління та ін. Кількість таких додаткових включень може в 2–4 рази перевищити число необхідних включень [7].

Важливим завданням розробки високоефективних вантажопідіймальних машин є наближення фактичного числа включень до мінімально необхідного. В даний час найбільш якісні системи регулювання дозволяють забезпечити виконання операцій з середнім числом включень лише в 1,5 рази більшим мінімально необхідного, в той час як найбільш масові системи параметричного регулювання потребують до 20-30 включень на один цикл переміщення вантажу, що в 5–6 разів перевищує мінімально необхідне число включень. Число включень на годину у різних механізмів може становити від 40–60 при режимі Л; до 500-600 – для режиму ВТ. При створенні та освоєнні виробництва систем управління, що забезпечують стійкі швидкості з широким діапазоном їх зміни, відбувається загальна тенденція зниження числа включень механізмів при одночасному підвищенні продуктивності робіт з переміщення вантажу [8].

Опис технологічного процесу та основних елементів мостового крану

На підприємствах поширення отримали мостові крани. Розміщення електрообладнання на зазначеному типі крана представлене на рис. 1.1. Основними вузлами механічного обладнання крана є візок А з підйомним гаком, який переміщається по колії мостового прольоту Б. Управління рухом візка, моста і підйому відбувається з кабіни В. За допомогою мостового крана можуть бути здійснені операції підіймання та опускання вантажу, а також переміщення його вздовж і впоперек робочого прольоту [1].

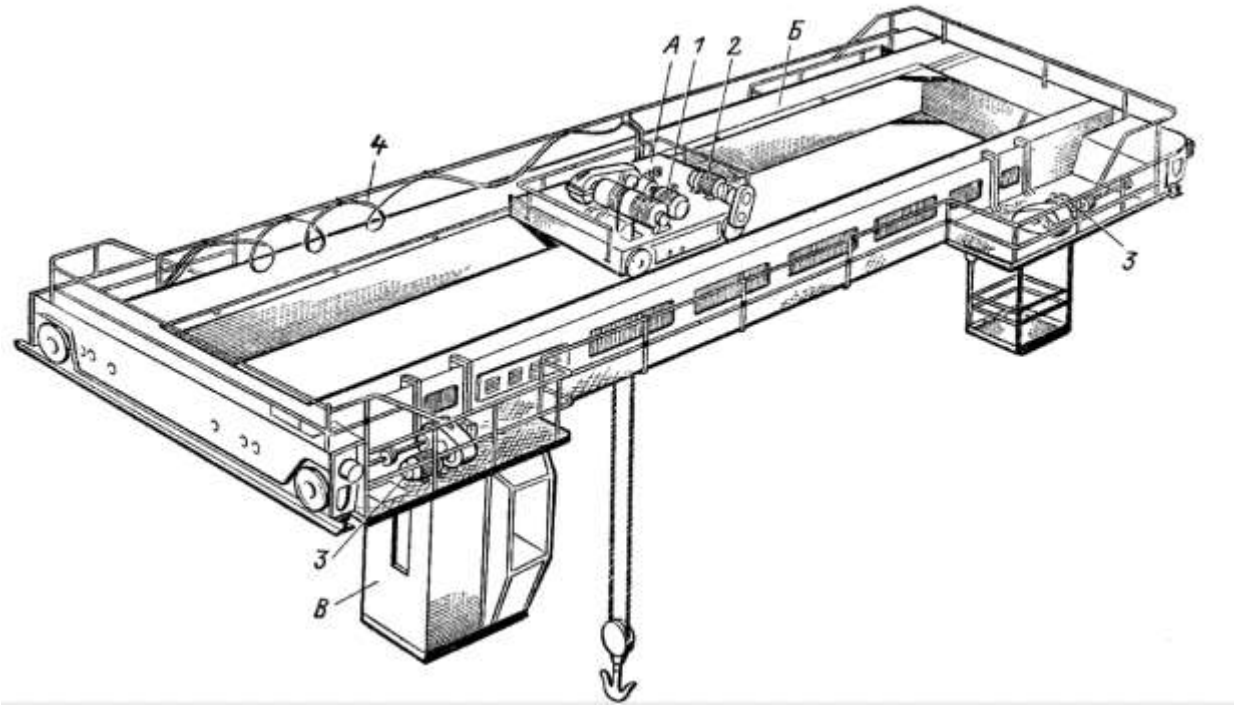

Рисунок 1.1 – Загальний вигляд мостового крана:

1 - двигун підйому; 2 - двигун пересування візка; 3 - двигун пересування моста; 4 - гнучкий кабель живлення електроприводів візки та підйому

На мостових кранах зазвичай встановлюють три електроприводи, які відповідають за підйом і опускання вантажу, переміщення візка та пересування моста. Ці електроприводи є реверсивними та регульованими, що забезпечує високу гнучкість і точність у виконанні вантажопідйомних операцій. Живлення електродвигунів здійснюється через цехові тролеї, а в сучасних конструкціях кранів підведення струму реалізується за допомогою гнучкого кабелю, що забезпечує більшу мобільність та зручність у експлуатації [1].

Привід ходових коліс крана здійснюється від електродвигуна через редуктор і трансмісійний вал, що дозволяє ефективно передавати потужність та забезпечувати необхідну швидкість руху. Схеми автоматизованих електроприводів для кранових механізмів повинні включати кінцеві вимикачі, які гарантують зупинку механізму в крайніх положеннях, що є важливим для запобігання аварійним ситуаціям.

Для захисту електричних кіл та двигунів кранів від перевантажень і коротких замикань використовуються максимальні струмові реле. Це забезпечує надійність роботи обладнання, запобігаючи його виходу з ладу. Важливо зазначити, що тепловий захист в електричних кранах не застосовується, оскільки він може призвести до помилкових відключень, що негативно вплине на безперервність роботи крана. Таким чином, системи електроприводів мостових кранів спроектовані з урахуванням вимог безпеки та ефективності, що робить їх важливим елементом сучасних виробничих процесів [2].

Для механізмів переміщення візка на мостових кранах використовують електроприводи, які призначені для роботи в циклічному режимі. Цей режим характеризується частими пусками і зупинками двигуна, що є особливістю повторно-короткочасного режиму. У таких умовах нагрівання та охолодження двигунів відрізняються від тривалого режиму, оскільки під час перехідних процесів і пауз тепловіддача двигуна погіршується. Це має значний вплив на допустиме навантаження двигуна [3].

Врахування цих умов визначає необхідність використання спеціальних двигунів, які оптимізовані для повторно-короткочасного режиму. Ці двигуни мають певну номінальну тривалість включень, що дозволяє їм ефективно функціонувати в умовах частих запусків і зупинок.

Процес роботи механізму переміщення візка можна описати наступним чином: візок починає свою роботу з крайнього положення на мості з піднятим вантажем. Міст крана разом із візком переміщується на необхідну відстань і зупиняється. Після цього вантаж опускається за допомогою підйомного механізму, який розміщений на візку, і від’єднується. Після цього пустий крюк піднімається, і міст з візком, але вже без вантажу, повертається у вихідне положення.

На наступному етапі візок розганяється та переміщується у вихідне положення, де зупиняється. Потім спускається крюк, чіпляється вантаж, і відбувається його підйом. Цей цикл роботи механізму переміщення завершується, і при наступній роботі візка цикл повторюється [1].

Таким чином, електроприводи механізмів циклічної дії забезпечують ефективну та безпечну роботу мостових кранів, відповідаючи вимогам сучасних виробничих процесів.

Кінематична схема механізму переміщення візка зображена на рис. 1.2.

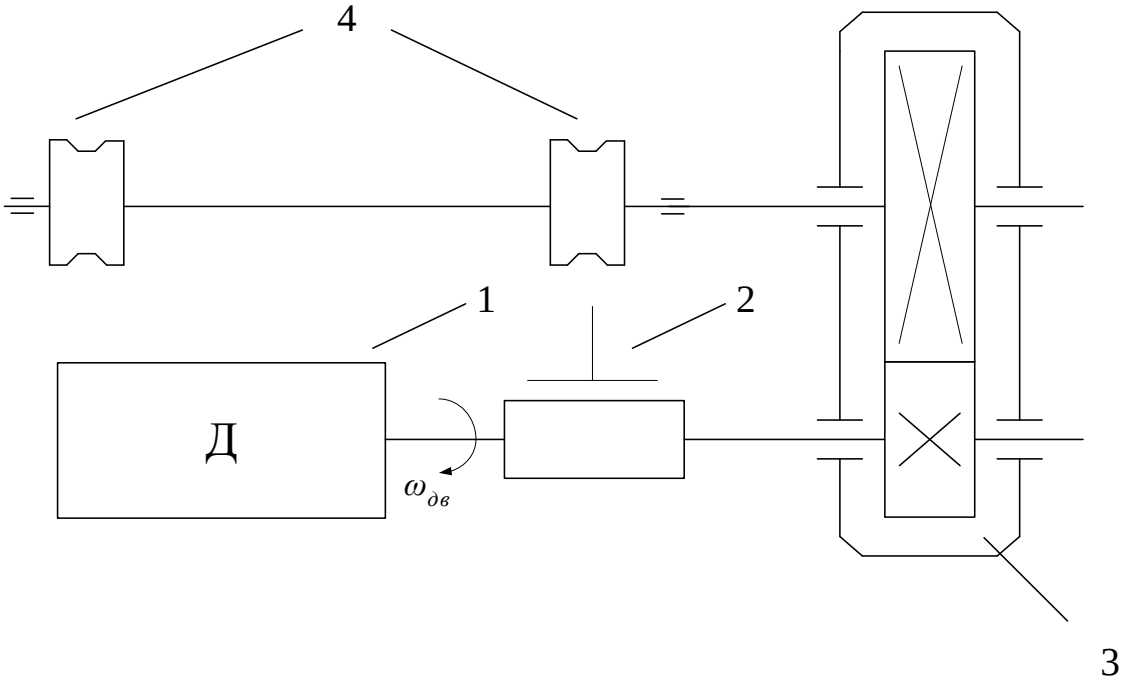

Рисунок 1.2 – Кінематична схема механізму переміщення візка:
1 – двигун; 2 – гальмівний шків; 3 – редуктор; 4 – ходові колеса.

Основними даними, що визначають вибір електроприводів кранових механізмів, є вантажопідйомність і швидкість руху, конструктивні дані і маса механічного обладнання, діапазон регулювання швидкості і необхідна жорсткість характеристик при виконанні робочих операцій, особливо при посадці вантажів. Крім того, повинні бути відомі число включень на годину, тривалість включення, використання за вантажопідйомністю і часу, а також умови навколишнього середовища, в якому працює кран і знаходиться електрообладнання [1].

Для якісного виконання переміщення вантажів електропривод візка крана повинен відповідати ряду основних вимог, що забезпечують ефективність, безпеку та надійність роботи механізму. По-перше, електропривод має забезпечувати регулювання швидкості двигуна в широких межах. Для звичайних кранів цей діапазон становить від 4:1 до 70:1, що дозволяє адаптувати швидкість переміщення вантажу до конкретних умов роботи. Крім того, важливо, щоб електропривод міг працювати на мінімальних швидкостях для точного позиціонування вантажів.

По-друге, електропривод повинен мати жорсткі механічні характеристики, особливо в частині регулювання, щоб величина швидкості мало залежала від змін у навантаженні. Це дозволяє підтримувати стабільну роботу при різних умовах. Ще однією важливою вимогою є обмеження прискорення механізму переміщення візка до допустимих меж при мінімальній тривалості перехідних процесів. Для основних типів кранів прискорення повинно бути в межах від 0,1 до 0,8 м/с². У випадку перевезення чутливих вантажів, таких як рідкі метали або тендітні предмети, прискорення не повинно перевищувати 0,1 – 0,2 м/с². Тривалість пуску в типових системах керування становить 4 – 6 секунд, що допомагає забезпечити ці обмеження.

Крім того, електропривод повинен забезпечувати можливість реверсування та працювати в руховому і гальмівному режимах, що є важливим для безпечного і ефективного управління вантажами. Основні вимоги до системи керування також включають компактність, зручність монтажу, налагодження та діагностики, а також відповідність вимогам техніки безпеки. Система повинна бути простою в установці, налаштуванні та обслуговуванні, що полегшує її експлуатацію.

Виконання цих вимог забезпечує ефективну, безпечну та надійну роботу електроприводів візків на мостових кранах, що є критично важливим для безперебійної роботи в промислових умовах.

Енергосиловий розрахунок параметрів технологічного об'єкта

Вихідні дані

Вихідними даними для розрахунку є фізичні і геометричні параметри механізму підйому мостового крана, а також розміри приміщення цеху, в якому розташований кран. Вихідні дані представлені в таблиці 1.1 [8]

Таблиця 1.1

Вихідні дані

№	Назва	Позначення	Значення
1	Маса вантажу	m	15 т
2	Маса крюка з підвісом	$m_п$	0.15 т
3	Маса візку	$m_в$	7.8 т
4	Довжина прольоту крану	L	22.5 м
5	Число ходових коліс	$n_{х.к.}$	4
6	Число ведучих коліс	$n_{в.к.}$	2
7	Швидкість переміщення візка	$\upsilon_{пер}$	$0.95\ \frac{м}{с}$
8	Максимально припустиме прискорення	$a_{мак}$	$0.75\ \frac{м}{с^2}$
9	Загальний ККД механізму пересування візка	η	0.8
10	Тривалість включення механізму	$ТВ$	20%
11	Діаметр ходових коліс	$D_х$	0.25 м
12	Діаметр шийки осі колеса	$D_ш$	0.06 м
13	Момент інерції редуктора, у частках від моменту інерції двигуна	$J'_{мех}$	$0.24\ кг \cdot м^2$
14	Діапазон регулювання швидкості	D	3:1

Побудова діаграми швидкості (тахограми) механізму

Цикл роботи візка крана починається з вихідного положення, яке розташоване на одному з крайніх положень моста, при цьому вантаж піднятий. Після цього візок переміщується на необхідну відстань і зупиняється, що супроводжується паузою для розвантаження.

На етапі розвантаження вантаж за допомогою підйомного механізму, розташованого на візку, опускається і від'єднується. Після завершення розвантаження пустий крюк піднімається, і міст з візком, вже без вантажу, переміщується назад у вихідне положення. Тут також передбачена пауза для завантаження нового вантажу.

Після завершення завантаження відбувається підйом нового вантажу, і цикл роботи візка починається знову. При цьому важливо враховувати, що допустиме лінійне прискорення механізму під час розгону та гальмування визначається на основі заданого максимально припустимого прискорення, що забезпечує безпечну та ефективну роботу системи.

$$a = 0.8 \cdot a_{мак} = 0.8 \cdot 0.75 = 0.6 \ \frac{м}{c^2}.$$

Час розгону-гальмування $t_{р-г}$

$$t_{р-г} = \frac{V_{пер}}{a} = \frac{0.95}{0.6} = 1.583c.$$

Пройдена відстань за час розгону і гальмування $L_{р-г}$

$$L_{р-г} = a\frac{t_{р-г}^{\ 2}}{2} = 0.6\frac{1.583^2}{2} = 0.752\,м.$$

Відстань руху з усталеною швидкістю $L_{уст}$

$$L_{уст} = L - 2L_{р-г} = 22.5 - 2 \cdot 0.752 = 20.996\,м\,.$$

Час переміщення з усталеною швидкістю $t_{уст}$

$$t_{уст} = \frac{L_{уст}}{V_{пер}} = \frac{20.996}{0.95} = 22.101c\,.$$

Весь час переміщення в один бік $t_{пер}$

$$t_{пер} = 2t_{р-г} + t_{уст} = 2 \cdot 1.583 + 22.101 = 25.268c\,.$$

Тривалість роботи двигуна в циклі $t_р$

$$t_р = 2t_{пер} = 2 \cdot 25.268 = 50.535c\,.$$

Повторно - короткочасний режим характеризується тривалістю вмикання ТВ

$$ТВ\ \% = \frac{t_р}{t_р + t_0}100 = \frac{t_р}{T_ц}100\,,$$

де t_0 - тривалість паузи; $T_ц = t_р + t_0$ - тривалість робочого циклу.

З рівняння для ТВ знаходимо тривалість паузи t_0

$$t_0 = t_р \cdot \left(\frac{100}{ТВ} - 1\right) = 50.535 \cdot \left(\frac{100}{20} - 1\right) = 202.14c\,.$$

$$T_ц = t_р + t_0 = 50.535 + 202.14 = 252.675\ с.$$

Орієнтовно задамося швидкістю обертання $n_н$

$$n_н = 1000\ \frac{об}{хв}.$$

Швидкість обертання двигуна $\omega_д$

$$\omega_д = \frac{2 \cdot \pi \cdot n}{60} = \frac{2 \cdot 3.14 \cdot 1000}{60} = 104.72\ \frac{рад}{с}.$$

Швидкість обертання коліс

$$\omega_к = \frac{2 \cdot V_{пер}}{D_X} = \frac{2 \cdot 0.95}{0.25} = 7.6\ \frac{рад}{с}.$$

Передаточне число редуктора $i_р$

$$i_р = \frac{\omega_д}{\omega_к} = \frac{104.72}{7.6} = 13.779.$$

Вибираємо з стандартного ряду чисел передаточне число редуктора $i_р = 15$.

Радіус інерції ρ

$$\rho = \frac{D_X}{2 \cdot i_р} = \frac{0.25}{2 \cdot 15} = 0.00833\,м.$$

Тахограма руху візка представлена на рисунку 1.3.

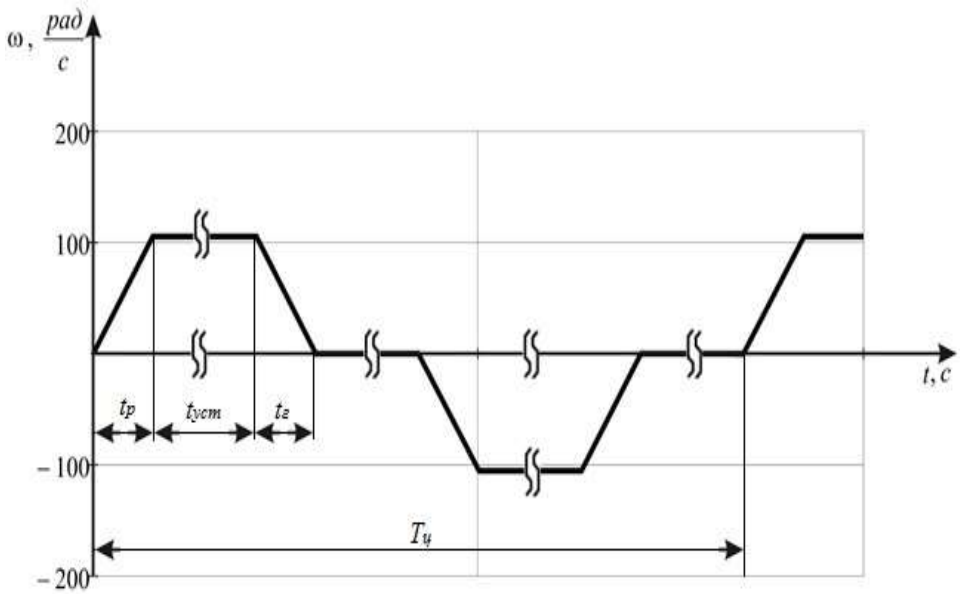

Рисунок 1.3 – Графік зміни швидкості під час роботи

Побудова навантажувальної діаграми механізму

Приймемо наступні значення коефіцієнтів та параметрів:

Коефіцієнт, що враховує тертя реборд по рейкам з внутрішніми ребордами $K_p = 1.4$;

Коефіцієнт тертя кочення $f = 0.001$;

Коефіцієнт тертя ковзання $\mu = 0.12$;

Коефіцієнт запасу на динаміку $K_з = 1.5$.

Радіус шийки осі колеса $R_ш$

$$R_ш = \frac{D_ш}{2} = \frac{0.06}{2} = 0.03\,м.$$

Статичний момент візка з вантажем M_{c1}

$$M_{c1} = \frac{g \cdot K_p \cdot (m + m_п + m_в) \cdot (\mu \cdot R_ш + f)}{\eta \cdot i_p} =$$
$$= \frac{9.81 \cdot 1.4 \cdot (15000 + 150 + 7800) \cdot (0.12 \cdot 0.03 + 0.001)}{0.8 \cdot 15} = 120.825\, Нм.$$

Статичний момент візка без вантажу M_{c2}

$$M_{c2} = \frac{g \cdot K_p \cdot (m_п + m_в) \cdot (\mu \cdot R_ш + f)}{\eta \cdot i_p} =$$
$$= \frac{9.81 \cdot 1.4 \cdot (150 + 7800) \cdot (0.12 \cdot 0.03 + 0.001)}{0.8 \cdot 15} = 41.854\ Нм.$$

Навантажувальна діаграма механізму переміщення візка представлена на рисунку 1.4.

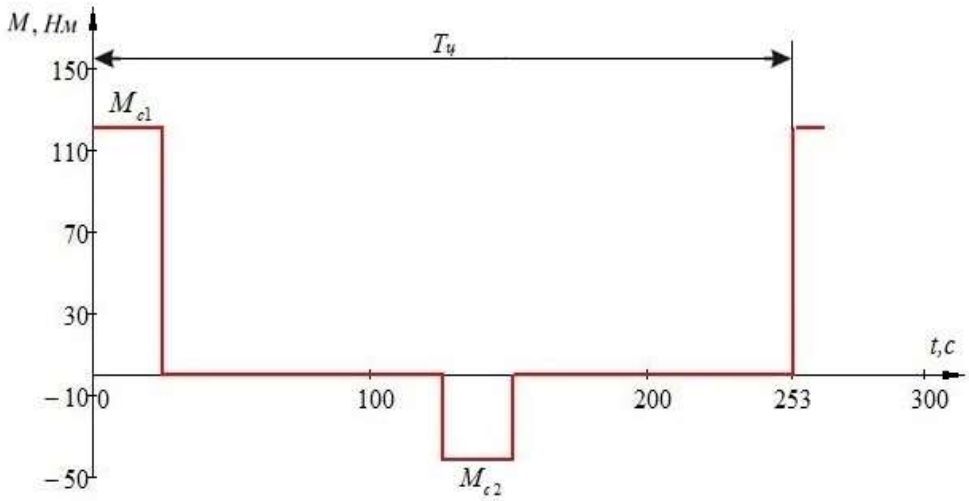

Рисунок 1.4 – Навантажувальна діаграма механізму по статичному моменту

Попередній розрахунок потужності двигуна

Знайдемо еквівалентний момент $M_{екв}$

$$M_{екв} = \sqrt{\frac{M_{c1}^2 \cdot t_{пер} + M_{c2}^2 \cdot t_{пер}}{2 \cdot t_{пер}}} = \sqrt{\frac{120.825^2 \cdot 25.268 + 41.854^2 \cdot 25.268}{2 \cdot 25.268}} = 90.417\,Нм\,.$$

Приведемо *ТВ* до стандартного значення ($ТВ_н = 100\%$)

$$M'_{екв} = M_{екв} \cdot \sqrt{\frac{ТВ}{ТВ_н}} = 90.417 \cdot \sqrt{\frac{20}{100}} = 40.436\,Нм\,.$$

Знаходимо розрахункову потужність $P_{роз}$ для вибору двигуна із довідника

$$P_{роз} = M'_{экв} \cdot K_з \cdot \omega_д = 40.436 \cdot 1.5 \cdot 104.72 = 6358\,Вт\,.$$

За каталогом [2] вибираємо двигун типу 4А160S6У3. Момент інерції двигуна $J_д = 0.14 кг \cdot м^2$

Виконаємо приведення моменту інерції механізму з вантажем $J'_в$

$$J'_в = (m + m_в + m_п) \cdot r^2 = (15000 + 7800 + 150) \cdot 0.008^2 = 1.594\,кг \cdot м^2.$$

Сумарний момент інерції механізму з вантажем $J_{\Sigma в}$

$$J_{Sв} = J_{дв} + J_{дв} \cdot J'_{мех} + J'_в = 0.14 + 0.14 \cdot 0.24 + 1.594 = 1.767\,кг \cdot м^2.$$

Виконаємо приведення моменту інерції механізму без вантажу $J'_{б.в}$

$$J'_{б.в} = (m_в + m_п) \cdot r^2 = (7800 + 150) \cdot 0.008^2 = 0.552\,кг \cdot м^2.$$

Сумарний момент інерції механізму без вантажу $J_{\Sigma б.в}$

$$J_{\Sigma б.в} = J_{дв} + J_{дв} \cdot J'_{мех} + J'_{б.в} = 0.14 + 0.14 \cdot 0.24 + 0.552 = 0.726\ кг \cdot м^2.$$

Виконаємо приведення прискорення ε':

$$\varepsilon' = \frac{a}{\rho} = \frac{0.75}{0.00833} = 90\ \frac{рад}{с^2}$$

Визначення моменту на валу двигуна при пуску з вантажем:

$$M_{п.в} = J_{\Sigma в} \cdot \varepsilon' + M_{c1} = 1.767 \cdot 90 + 120.825 = 279.866\ Нм.$$

Визначення моменту при русі з постійною швидкістю з вантажем:

$$M_{уст.в} = M_{c1} = 120.825\ Нм.$$

Визначення моменту на валу при гальмуванні з вантажем:

$$M_{г.в} = M_{c1} - J_{\Sigma в} \cdot \varepsilon' = 120.825 - 1.767 \cdot 90 = -38.237\ Нм.$$

Визначення моменту на валу при пуску без вантажу:

$$M_{п.б.в} = J_{\Sigma б.в} \cdot \varepsilon' + M_{c2} = 0.726 \cdot 90 + 41.854 = 107.166\ Нм.$$

Визначення моменту при русі з постійною швидкістю без вантажу:

$$M_{уст.б.в} = M_{c2} = 41.854\ Нм.$$

Визначення моменту на валу двигуна при гальмуванні без вантажу:

$$M_{г.б.в} = M_{c2} - J_{\Sigma б.в} \cdot \varepsilon' = 41.854 - 0.726 \cdot 90 = -23.457\ Нм.$$

Спрощена навантажувальна діаграма двигуна з врахуванням динаміки електропривода зображена на рис.1.5.

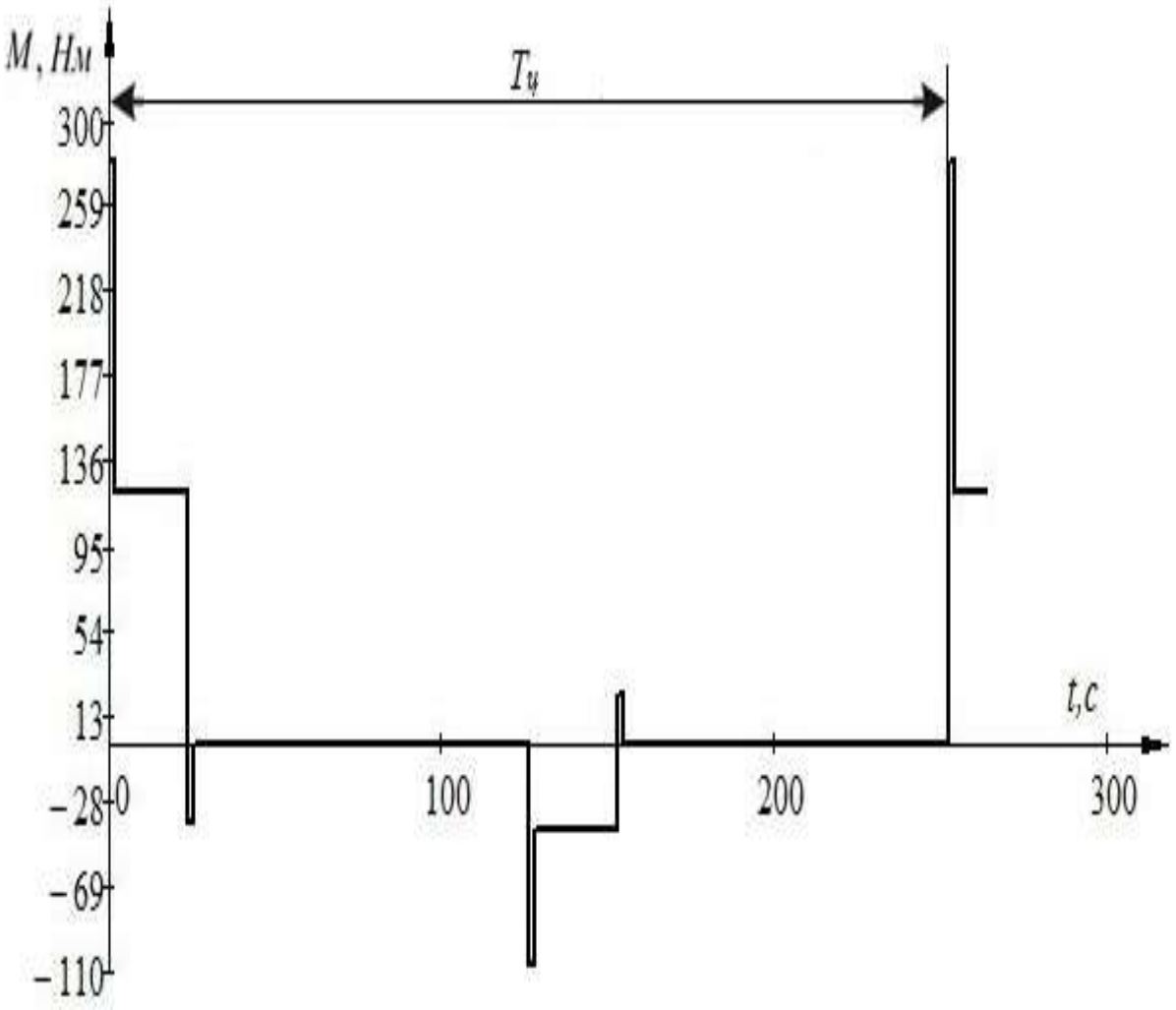

Рисунок 1.5 – Спрощена навантажувальна діаграма двигуна з врахуванням динаміки електропривода

Висновки до розділу:

В даному розділі було представлено загальні відомості про мостові крани, зокрема їх конструктивні особливості та призначення. Також були сформульовані вимоги до механізму переміщення візка мотового крана, що включає критерії безпеки, ефективності та надійності роботи.

У процесі проведення енергосилового розрахунку параметрів технологічного об’єкта було визначено ключові характеристики, необхідні для забезпечення оптимальної роботи крана. Основною метою цих розрахунків було встановлення необхідної потужності двигуна, що забезпечить ефективне виконання всіх операцій підйому та переміщення вантажів.

На основі отриманих даних та вимог до роботи системи було обрано асинхронний двигун з короткозамкненим ротором. Цей тип двигуна був вибраний завдяки своїй надійності, простоті в обслуговуванні, а також здатності працювати в умовах змінних навантажень, що є характерним для роботи мостових кранів.

Таким чином, проведені розрахунки та обрання відповідного двигуна створюють підґрунтя для подальшого проектування та впровадження системи управління, що забезпечить ефективну та безпечну експлуатацію мостового крана.

2. ВИБІР ЕЛЕКТРОДВИГУНА ТА ЕЛЕКТРООБЛАДНАННЯ

Вибір електродвигуна

Вибираємо з [2] асинхронний двигун 4А160S6У3 з параметрами, наведеними в таблиці 2.1.

Таблиця 2.1

Паспортні дані двигуна 4А160S6У3

Номінальна потужність	$P_{2H} = 11 кВт$
Номінальна лінійна напруга статора	$U_{1ЛН} = 380 В$
Число пар полюсів	$p_n = 3$
Момент інерції	$J_д = 0.14 кг \cdot м^2$
Коефіцієнт корисної дії	$\eta = 0.86$
Коефіцієнт потужності	$\cos(\varphi) = 0.86$
Перевантажувальна здатність	$\lambda = 2$
Номінальне ковзання	$s_H = 0.027$
Критичне ковзання	$s_K = 0.15$
Номінальна частота напруги статора	$f = 50 Гц$
Параметри Г-подібної схеми заміщення (відносні одиниці)	
Індуктивний опір розсіювання статора	$\bar{x}_1' = 0.11 Ом$
Активний опір статора	$\bar{R}_1' = 0.073\ Ом$
Приведений індуктивний опір розсіювання ротора	$\bar{x}_2'' = 0.15 Ом$
Приведений активний опір ротора	$\bar{R}_2'' = 0.03\ Ом$
Індуктивний опір намагнічуючого контуру	$\bar{x}_\mu = 3 Ом$

Вибір перетворювача частоти

Основні вимоги до перетворювача частоти відіграють ключову роль у забезпеченні ефективного функціонування системи управління мостовим краном. Серед цих вимог важливими є параметри живлення, які повинні бути трьохфазними, з напругою близько 380 В і частотою 50 Гц. Номінальна потужність перетворювача має становити 11 кВт, і він повинен підтримувати векторне керування, використовуючи датчик швидкості [3].

Додатково, пристрій повинен бути обладнаний шістьма дискретними гальванічно розв’язаними входами. Для аналогових сигналів передбачені два канали: один для діапазону 0…10 В і ще один для 4…20 мА. Також необхідно мати аналоговий вихід у межах 0…10 В, а виходи релейного типу повинні включати принаймні два канали. Для інтеграції з системами верхнього рівня потрібні гальванічно розв’язані інтерфейси, такі як RS-485 і CAN [3].

Не менш важливим є вбудований ПІД-регулятор технологічного параметру, а також наявність внутрішнього ключа клампера, що може працювати на малих потужностях до 15 кВт, що забезпечує додаткову безпеку. Можливість підключення фотоімпульсного датчика швидкості, або енкодера, також є важливим фактором. Крім того, пристрій має бути оснащений джерелами живлення на +10 В та +24 В для підтримки зовнішніх підключень аналогових і дискретних сигналів [3].

З огляду на ці вимоги, було обрано перетворювач частоти ABB ACS550-01-023A-4. Цей пристрій відповідає всім необхідним характеристикам, включаючи трьохфазне живлення на рівні 380 В і частоту 50 Гц, а також номінальну потужність 11 кВт. Номінальний вихідний струм становить 23 А, що відповідає вимогам системи.

ABB ACS550-01-023A-4 підтримує векторне керування з використанням датчика швидкості, має шість дискретних гальванічно розв’язаних входів, один аналоговий вхід для сигналу 0…10 В і ще один для 4…20 мА. Пристрій також оснащений двома аналоговими виходами 0…10 В і трьома релейними виходами. Для зв’язку з іншими системами передбачено використання послідовного з’єднання RS-485 з протоколом Modbus [3].

Вбудований ПІД-регулятор, внутрішній ключ клампера для малих потужностей та можливість підключення фотоімпульсного датчика швидкості роблять цей пристрій надійним вибором. Наявність джерел живлення на +10 В та +24 В для зовнішніх підключень забезпечує гнучкість у використанні. Усі ці характеристики роблять ABB ACS550-01-023A-4 відмінним рішенням для системи управління мостовим краном, забезпечуючи ефективну та безпечну роботу підйомного механізму [5].

Вибір електрообладнання

1) Вибір автоматичного вимикача.

Потужність автоматичного вимикача повинна бути в півтора-два рази більше ніж у перетворювача. Характеристики автоматичного вимикача повинні відповідати характеристикам захисту перетворювача по перевантаженню.

Вибираємо з [3] автоматичний вимикач ABB Tmax T1B 160 з такими характеристиками:

- номінальний струм: 160А;
- номінальна робоча напруга при змінному струмі(50Гц): 690В;
- номінальна гранична відключаюча здатність при КЗ: 16кА

2) Вибір енкодера.

Розрахунок максимальної кількості імпульсів на один оберт енкодера проводиться за наступною формулою:

$$N = \frac{60 f_{\max}}{2 n_{\max}} = N = \frac{60 \cdot 200000}{2 \cdot 1500} = 4000 \text{ імп/об},$$

де $f_{\max} = 200$ кГц – максимальна вхідна частота обраного перетворювача частоти, $n_{\max} = 1.5 n_{x.x.} = 1500$ об/мин – максимальна частота обертання валу енкодера, $n_{x.x.}$ – синхронна частота обертання ротора.

Отже, обираємо інкрементальний енкодер Precizika Metrology A58-F [4] з такими характеристиками:

- число імпульсів за один оборот валу від 100 до 108 тисяч;
- похибка на один оберт валу, кут. сек.: ± 0.1T (T - Період штрихів диска);
- максимальна швидкість обертання валу: 12000 оборотів в хвилину.

3) Вибір кінцевих вимикачаів

Обираємо два кінцеві вимикачі АСКО ME 9101 [5].

Висновки до розділу:

В даному розділі за каталогом було вибрано необхідний двигун – асинхронний двигун з короткозамкненим ротором. До розрахованого значення потужності вибрали перетворювач частоти з номінальною потужністю 11кВт. Приведено параметри двигуна та перетворювача. Вибрано потрібне електрообладнання, а саме: автоматичний вимикач, енкодер та кінцеві вимикачі.

3. РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ СХЕМИ ЗАМІЩЕННЯ АД

Розрахунок номінальних даних двигуна

Кутова швидкість вектора напруги статора

$$\omega_{0n} = 2\pi f = 2 \cdot 3.14 \cdot 50 = 314.159\, рад/с$$

Швидкість ідеального холостого ходу

$$\omega_{х.х.} = \frac{\omega_{0n}}{p_n} = \frac{314}{3} = 104.72\, рад/с$$

Номінальна швидкість двигуна

$$\omega_H = \omega_{х.х.}(1 - s_n) = 104.72 \cdot (1 - 0.027) = 101.892\ рад/с$$

Номінальний момент двигуна

$$M_H = \frac{P_{2n}}{\omega_n} = \frac{11000}{101.892} = 107.957\ Н \cdot м$$

Критичний момент двигуна

$$M_K = \lambda \cdot M_n = 2 \cdot 107.957 = 215.914 Н \cdot м$$

Номінальні значення фазної напруги та струму статора

$$U_n = \frac{U_{1n}}{\sqrt{3}} = \frac{380}{\sqrt{3}} = 219.393 В$$

$$I_n = \frac{P_{2n}}{3 \cdot U_n \cdot \eta \cdot \cos\cdot(\varphi)} = \frac{11000}{3 \cdot 219.393 \cdot 0.86 \cdot 0.86} = 22.597\,A$$

Амплітудне значення фазної напруги і статора

$$U_{na} = \sqrt{2} \cdot U_n = \sqrt{2} \cdot 219.393 = 310.269\,B$$

$$I_{na} = \sqrt{2} \cdot I_n = \sqrt{2} \cdot 22.597 = 31.957\,A$$

Амплітудне значення потокозчеплення статора в режимі холостого ходу при R_1=0

$$\psi_{1XX} = \frac{U_{na}}{\omega_{0n}} = \frac{310.269}{314.159} = 0.988\,Вб$$

Розрахунок параметрів Т-подібної схеми заміщення

Математична модель, що використовується для дослідження динамічних та статичних характеристик АД, а також для задач керування, складається на основі Т-подібної схеми заміщення, що показана на рис. 3.1, в той час як приведені в [2] параметри відповідають Г-подібній схемі заміщення, показаній на рис. 3.2. Для перерахунку параметрів з Г-подібної схеми в Т-подібну використовується методика, яка наведена в [6].

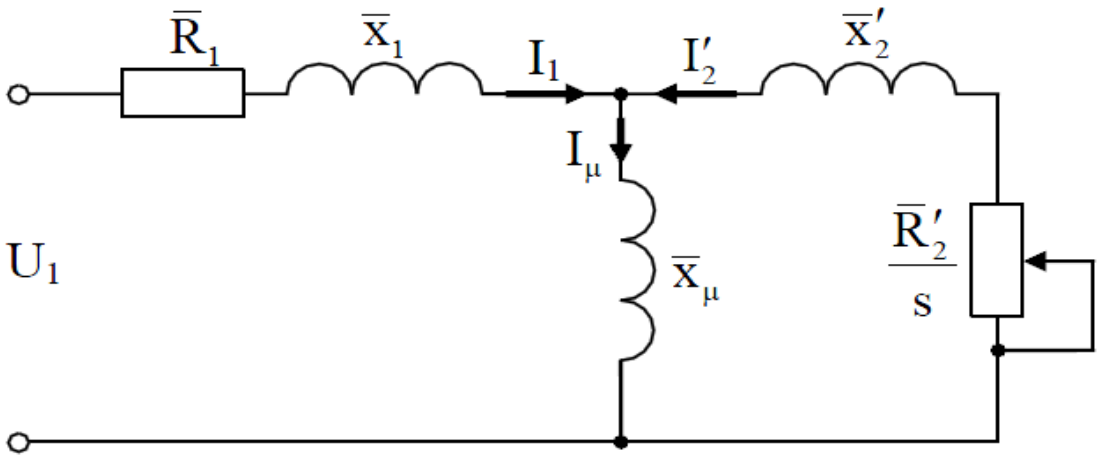

Рисунок 3.1 – Т-подібна схема заміщення АД

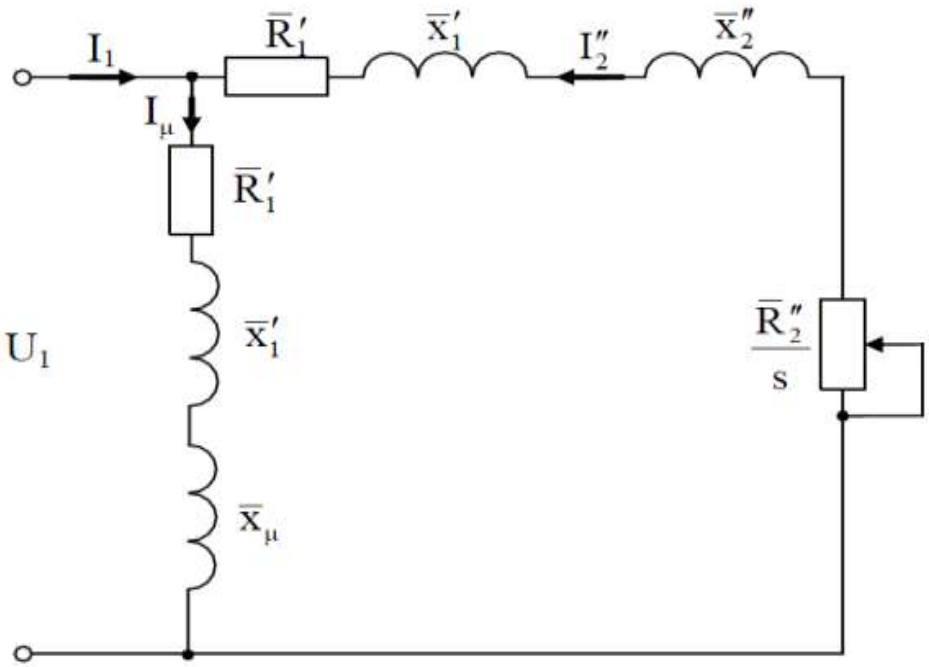

Рисунок 3.2 – Г-подібна схема заміщення АД

Коефіцієнт перерахунку між Т-подібною та Г-подібною схемами заміщення:

$$c_1 = \frac{\overline{x}_\mu + \sqrt{\overline{x}_\mu^2 + 4\overline{x}_1^{'}\overline{x}_\mu}}{2\overline{x}_\mu} = \frac{3 + \sqrt{3^2 + 4 \cdot 0.11 \cdot 3}}{2 \cdot 3} = 1.035.$$

Параметри Т-подібної схеми заміщення у відносних одиницях

$$\bar{x}_1 = \frac{\bar{x}_1^{'}}{c_1} = \frac{0.11}{1.035} = 0.106;$$

$$\bar{R}_1 = \frac{\bar{R}_1^{'}}{c_1} = \frac{0.073}{1.035} = 0.071;$$

$$\bar{x}_2^{'} = \frac{\bar{x}_2^{''}}{c_1^2} = \frac{0.15}{1.035^2} = 0.14;$$

$$\bar{R}_2^{'} = \frac{\bar{R}_2^{''}}{c_1^2} = \frac{0.03}{1.035^2} = 0.028.$$

Параметри Т-подібної схеми заміщення в абсолютних одиницях

$$x_1 = \bar{x}_1 \frac{U_n}{I_n} = 0.106 \frac{219.393}{22.597} = 1.031 Ом;$$

$$R_1 = \bar{R}_1 \frac{U_n}{I_n} = 0.071 \frac{219.393}{22.597} = 0.658 Ом;$$

$$x_2^{'} = \bar{x}_2^{'} \frac{U_n}{I_n} = 0.14 \frac{219.393}{22.597} = 1.358 Ом;$$

$$R_2^{'} = \bar{R}_2^{'} \frac{U_n}{I_n} = 0.028 \frac{219.393}{22.597} = 0.272 Ом;$$

$$x_\mu = \bar{x}_\mu \frac{U_n}{I_n} = 3 \frac{219.393}{22.597} = 29.127 Ом.$$

Індуктивності розсіювання статора і ротора

$$L_{1\sigma} = \frac{x_1}{\omega_0} = \frac{1.031}{314.159} = 0.003283 Гн;$$

$$L_{2\sigma} = \frac{x_2^{'}}{\omega_0} = \frac{1.358}{314.159} = 0.004324 Гн.$$

Індуктивність намагнічуючого контуру

$$L_m = \frac{x_\mu}{\omega_0} = \frac{29.127}{314.159} = 0.093\,Гн.$$

Індуктивності статора і ротора

$$L_1 = L_m + L_{1\sigma} = 0.093 + 0.003283 = 0.096\,Гн;$$
$$L_2 = L_m + L_{2\sigma} = 0.093 + 0.004324 = 0.097\,Гн.$$

Параметри динамічної моделі:

$$\sigma = L_1 - \frac{L_m^2}{L_2} = 0.096 - \frac{0.093^2}{0.97} = 0.0074\ Гн\,;$$

$$\alpha = \frac{R_2'}{L_2} = \frac{0.272}{0.097} = 2.8\ c^{-1}; \quad \alpha_1 = \frac{R_1}{L_1} = \frac{0.685}{0.096} = 7.131\ c^{-1};$$

$$\beta = \frac{L_m}{L_2 \cdot \sigma} = \frac{0.093}{0.97 \cdot 0.0074} = 128.86\ Гн^{-1};$$

$$\gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha \cdot \beta \cdot L_m = \frac{0.685}{0.0074} + 2.8 \cdot 128.86 \cdot 0.093 = 125.769\ c^{-1}.$$

Результати розрахунків параметрів двигуна 4А160S6У3 зведені до таблиці 3.1

Висновки до розділу:

В даному розділі були розраховані параметри двигуна потрібні для моделюючої програми .

4. ДОСЛІДЖЕННЯ АВТОМАТИЗОВАНОЇ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОЇ СИСТЕМИ ВІЗКА МОСТОВОГО КРАНУ МЕТОДОМ МАТЕМАТИЧНОГО МОДЕЛЮВАННЯ

Синтез системи векторного керування координатами АД

Використання методів оптимального керування в електромеханічних системах, що містять пружні елементи, є важливим напрямком у сучасній техніці. Дослідження свідчать про те, що ці методи здатні ефективно зменшувати власні коливання, які виникають внаслідок наявності пружних компонентів у трансмісіях. Проте основною проблемою залишається правильний вибір та обґрунтування критерію якості роботи системи. Вибір критерію якості є вирішальним для успішного впровадження оптимального керування. Цей критерій може включати різноманітні параметри, такі як енергетичні витрати, швидкість реакції системи та рівень коливань. Важливо, щоб обраний критерій відображав специфіку функціонування об'єкта управління та його цілі [8].

Динаміка об'єкта управління також відіграє значну роль у процесах, що відбуваються в електромеханічних системах. Зовнішні впливи, такі як зміни навантажень або швидкостей, можуть суттєво впливати на реакцію системи на керуючі дії. Тип рівнянь, що описують цю динаміку, визначає, як система реагує на різні зміни у керуванні. Ефективний вибір керуючого впливу є природним прагненням, яке передбачає, що система повинна функціонувати оптимально в порівнянні з усіма можливими альтернативами. Це може включати адаптивні або предиктивні підходи, які враховують зміни в умовах експлуатації. Обмеження на керування та змінні стану є особливо важливими для електромеханічних систем. Такі обмеження можуть бути фізичними, наприклад, максимальні значення струму або напруги, або технологічними, як обмеження на швидкість і позицію. Визначення цих обмежень є критично важливим етапом у формуванні задачі оптимізації [9].

Теорія оптимізації набула значної практичної ваги в останні роки завдяки розвитку обчислювальних технологій. Це дозволяє реалізувати оптимальні закони керування на практиці, використовуючи алгоритми, які здатні швидко обробляти

великі обсяги даних і враховувати складні динамічні моделі. Отже, застосування оптимального керування в електромеханічних системах з пружними елементами є складним, але перспективним напрямком. Успішна реалізація цих методів вимагає уважного підходу до вибору критеріїв якості, врахування динаміки об'єкта, обмежень на керування та змінні стану, а також використання сучасних обчислювальних технологій для реалізації оптимальних стратегій управління [11].

Оптимальна система керування визначається як така, що найбільш ефективно відповідає специфічним вимогам, які виникають у рамках конкретної технічної задачі. Концепція "найкращої системи" має своє чітке значення, яке залежить від особливостей задачі, що розв'язується. При проектуванні таких систем важливими аспектами є точність їхньої роботи, яка має бути високою як в умовах детермінованих, так і випадкових впливів. Крім того, швидкість реагування системи, що вимірюється часом, необхідним для завершення перехідного процесу, є критично важливою для її ефективності. Інтегральні показники якості, такі як продуктивність і надійність, також відіграють значну роль. Процес створення системи, що відповідає всім цим вимогам, полягає в синтезі керуючого пристрою, враховуючи, що структура об'єкта управління зазвичай вже визначена. У цьому контексті основним завданням є вибір оптимальної конфігурації та параметрів керуючого пристрою. Однією з ключових задач синтезу є встановлення оптимального вектора керування, який забезпечить необхідні процеси в об'єкті при заданих початкових і кінцевих значеннях стану [14].

Важливим аспектом проектування є правильне формулювання мети оптимізації. Це передбачає досягнення екстремуму певного показника якості, що називається критерієм оптимальності. Критерії можуть варіюватися в залежності від типу задачі, яку потрібно вирішити. Наприклад, у системах, що регулюють електроприводи, часто використовуються модульний і симетричний критерії. Вони формулюються через бажані передавальні функції, які залежать від характеристик об'єкта управління, наприклад, тиристорного перетворювача та двигуна. Реалізація цих функцій здійснюється за допомогою коректуючих пристроїв і негативних зворотних зв'язків у багатоконтурних системах, що дозволяє досягати заданих

якісних характеристик, таких як стійкість, перерегулювання, час регулювання та порядок астатизму. Однак в більшості випадків при синтезі сучасних оптимальних систем керування критерії оптимальності виражаються у вигляді інтегральних функціоналів, наприклад [11],

$$I(\bar{x},\overline{U}) = \int_{t_0}^{t_k} F\left[\bar{x}(t),\overline{U}(t)\right]dt,$$

де $\bar{x}(t)$ – вектор фазових координат об'єкта, $\overline{U}(t)$ – вектор керування, $[t_0,t_k]$ – розглянутий інтервал часу, $F(\ldots)$ – функція, що відображає показник якості.

При синтезі оптимальних систем застосовують квадратичні критерії оптимальності. Одним з таких критеріїв є критерій, який характеризує витрата енергії на керування. Функціонал при цьому має вигляд

$$I(U) = \int_{t_0}^{t_k} U(t)i(t)dt = \int_{t_0}^{t_k} rU^2(t)dt$$

де $u(t)$, $i(t)$ – напруга і струм навантаження джерела енергії, $r = 1/R$ – коефіцієнт пропорційності, R – опір електричного кола. Отримана в результаті мінімізація функціоналу система є оптимальною по витраті енергії на керування.

В якості критерія оптимальності можна використовувати інтегральні оцінки якості перехідного процесу. Квадратична інтегральна оцінка визначається функціоналом

$$J(\varepsilon) = \int_{t_0}^{t_k} x^2(t)dt$$

де $x(t) = x_3 - y(t) = \varepsilon(t)$ – сигнал неузгодженості між заданим значенням x_3, який поступає на вхід замкнутої системи, і вихідною (регульованою) координатою $y(t)$. Отримана в результаті мінімізації функціоналу система є оптимальною за точністю відпрацювання перехідних режимів, обумовлених ненульовими початковими

умовами або ступінчастим, наприклад одиничним, задаючим впливом. Існують також поліпшені інтегральні квадратичні оцінки

$$I[V(t)] = \int_{t_0}^{t_k} V(t)dt,$$

де

$$V(t) = x^2(t) + T_1^2 \dot{x}(t) + ... + T_{n-1}^2 x^{(n-1)}(t)$$

$T_1,\ T_3 \ldots,\ T_{n-1}$ – деякі постійні коефіцієнти.

Перша складова забороняє тривале існування відхилення $x(t)$ від заданого значення, а наступні складові – тривале існування великих похідних $x(t),\ldots x^{(n-1)}(t)$. Найбільш загальним квадратичним функціоналом якості є функціонал виду

$$I[x,u] = \int_{t_0}^{t_k} \left[\bar{x}^T(t) R_1 \bar{x}(t) + \bar{u}^T(t) R_2 \bar{u}(t)\right] dt,$$

де R_1 і R_2 – постійно позитивно визначені симетричні матриці. Величина $\bar{x}^T(t) R_1 \bar{x}(t)$ є мірою відхилення стану системи в момент t від заданого стану, наприклад нульового. Вагова матриця R_1 визначає вагу кожної з компонент стану. Наявність члена $\bar{u}^T(i) R_2 \bar{u}(t)$ в функціоналі призводить до зниження амплітуди керування $\bar{u}(t)$, яка без урахування цього члена виходить нескінченно великою. Роль кожного з двох членів в критерії оптимальності визначається матрицями R_1 і R_2.

У реальних умовах фазові координати об'єкта управління мають певні обмеження, які не дозволяють їм перевищувати допустимі значення. Наприклад, у системі керування швидкістю електроприводу постійного струму швидкість обертання, що є вихідною координатою, не може перевищувати максимальне значення, яке визначається механічною міцністю. У випадку електроприводу змінного струму ця швидкість не може перевищувати синхронну, що є природним обмеженням. Крім того, друга фазова координата – струм силового ланцюга – також

має обмеження. Умови нагріву двигуна та можливість його перевантаження вимагають, щоб струм не перевищував певних значень, зазвичай не більше 2,5. Аналогічно, напруга керування не повинна перевищувати допустимих значень через ризик надмірної форсировки процесів управління та обмеження енергетичних ресурсів [15].

Отже, при проектуванні оптимальних систем необхідно враховувати обмеження на вектори керування та фазові координати, щоб забезпечити безпечну і ефективну роботу системи. Обмеження на $\bar{u}(t)$ і $\bar{x}(t)$ найчастіше задаються у вигляді нерівностей. Для вектора керування $\bar{u}(t)$ такі нерівності зазвичай записуються у вигляді

$$M_i[\bar{u}(t)] = M_i[u_1(t), u_2(t), ..., u_m(t)] \le 0$$
$$(i = 1, 2, ..., .s)$$
$$u_k(t) = \frac{d^{(k-1)} u_{k-1}(t)}{dt^{(k-1)}}$$

$$(k = 1, 2, \ldots, s)$$

Сукупність обмежень формує область можливих значень вектора керування $\bar{u}(t)$. Цю область називають областю допустимих керувань і позначають Ω_U. Реально керування, що подаються на вхід об'єкта, повинні належати області припустимих керувань [12]:

$$\bar{u}(t) \in \Omega_U$$

Керування які задовольняють умовам називаються допустимими. Якщо наприклад, керування $\bar{u}_1(t)$ обмежене тільки за величиною, тобто $a_1 \le \bar{u}_1(t) \le b_1$, то областю допустимих керувань є відрізок $a_1 b_1$. Якщо, крім того, обмежена ще й перша похідна, тобто $a_2 \le \bar{u}_1(t) = du_1(t)/dt \le b_2$, то областю допустимих керувань є прямокутник. Якщо ж обмежена (зверху і знизу) тільки величина керування

$$u_{\min} \le U(t) \le u_{\max},$$

то, прийнявши за одиницю $u_{\max}(-u_{\min})/2$, отримаємо

$$\left|\bar{u}(t)\right| \le 1.$$

Обмеження типу (2.9) вельми зручні при дослідженні оптимальних систем. Таким обмеженням можуть задовольняти кусочно-безперервні функції, які мають на всьому інтервалі керування $[0,T]$ – кінцеве число розривів першого роду. Окремим випадком кусочно-безперервних функцій є кусочно-постійні функції, які мають на всьому інтервалі керування кінцеве число інтервалів сталості.

Аналогічно змінні стану $x_1(t),...x_n(t)$ в загальному випадку також повинні відповідати певним обмеженням, тобто вектор стану $\bar{x}(t)$ в просторі станів не повинен виходити за межі певної області Ω_x, званій областю допустимих станів, тобто

$$\bar{x}(t) \in \Omega_x.$$

У процесі керування системами часто виникає необхідність встановити обмеження на параметри роботи об'єкта. Ці обмеження можуть бути пов'язані з безпекою експлуатації, ефективністю роботи або іншими критеріями.

Під час розробки системи керування можуть бути задані обмеження на параметри роботи двигуна постійного струму, зокрема, на його температуру. Це необхідно для запобігання перегріву двигуна і забезпечення його надійної роботи протягом усього періоду експлуатації. У разі порушення цих обмежень може виникнути ризик пошкодження двигуна або навіть його виходу з ладу. Тому формулювання обмежень у вигляді функціоналів є важливим етапом у розробці системи керування, оскільки це дозволяє встановити чіткі критерії для оцінки ефективності роботи системи [11].

$$I_{доп} = \int_0^T Rt^2(t)dt \le W_{доп},$$

де $W_{доп}$ – допустима енергія, що витрачається на нагрів двигуна.

При розв'язанні задач керування за допомогою методів простору станів важливо враховувати певні ключові характеристики динамічних систем, які не враховуються в традиційній теорії керування, що зосереджується лише на вхідних і вихідних сигналах. Серед цих характеристик особливо виділяються керованість і спостережуваність. Керованість системи визначає, наскільки ефективно вхідні сигнали можуть впливати на всі змінні стану системи, виходячи з результатів спостереження за вихідними даними. Це означає, що за допомогою відповідних вхідних впливів можна досягти бажаних змін у стані системи [15].

Розглянемо лінійну багатовимірну стаціонарну систему, рівняння стану якої мають вигляд

$$\dot{\bar{x}}(t) = A\bar{x}(t) + B\bar{u}(t),$$

де A і B – постійні матриці розмірностей $n \times n$ і $m \times n$ відповідно, а $\bar{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), ..., x_n(t)]^T$ – вектор стану системи.

Лінійна стаціонарна система (2.12) є повністю керованою станом, якщо з початкового стану $\bar{x}(t_0)$, відповідає будь-якому t_0, вона може бути переведена в будь-який кінцевий стан за кінцевий час (t_N – t_0) обмеженим кусочно-безперервним вхідним сигналом $\bar{u}(t)$ з нормою $\|\bar{u}(t)\| \angle \infty$. Отже, існує таке t_N, $t < t_N < \infty$, що $x(t_N$)= x_N. У цьому визначенні повної керованості допускається додаток до системи входу $\bar{u}(t)$ на кінцевому інтервалі часу $[t_0, t_N]$, причому момент t_N апріорі не визначено.

Модель АД для задачі векторного керування

Еквівалентна двофазна математична модель симетричного АД, отримана на основі рівнянь узагальненої електричної машини, представлена в системі координат (d-q), яка обертається з довільною кутовою швидкістю ω_0, має вигляд [7, 8]:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{f}(\mathbf{x}, \omega_0) + \mathbf{Bu} + \mathbf{d}T_L, \\ \mathbf{y} &= \mathbf{Cx}, \end{aligned} \tag{4.1}$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0; \quad \varepsilon_0(0) = 0, \tag{4.2}$$

де $\mathbf{x} = (\omega, \psi_d, \psi_q, i_d, i_q)^T$ – вектор простору стану, $\mathbf{u} = (u_d, u_q)^T$ – вектор керуючих впливів, $\mathbf{y} = (\omega, i_d, i_q)^T$ – вектор вимірюваних змінних, ω кутова швидкість ротора, $\mathbf{i} = (i_d, i_q)^T$, $\boldsymbol{\psi} = (\psi_d, \psi_q)^T$ – позначають вектори струмів статора і потоків ротора. Індекси d і q прийняті для позначення компонентів векторів у системі координат (d-q), T_L – момент навантаження, ε_0 – кутове положення системи координат (d-q) відносно стаціонарної системи координат статора (a-b), у якій визначаються усі фізичні змінні. Перетворення координат визначаються:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{dq} &= e^{-\mathbf{J}\varepsilon_0}\mathbf{x}_{ab} \\ \mathbf{x}_{ab} &= e^{\mathbf{J}\varepsilon_0}\mathbf{x}_{dq} \end{aligned} \quad \text{де } e^{-\mathbf{J}\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos\varepsilon_0 & \sin\varepsilon_0 \\ -\sin\varepsilon_0 & \cos\varepsilon_0 \end{bmatrix} \tag{4.3}$$

де x_{yz} позначає двовимірний вектор напруги, потоку і струму статора. Вектор-функція $f(x,\omega_0)$ і постійні матриці B, і d визначаються

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}, \omega_0) = \begin{bmatrix} \mu(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \\ -\alpha\psi_d + (\omega_0 - \omega)\psi_q + \alpha L_m i_d \\ -(\omega_0 - \omega)\psi_d - \alpha\psi_q + \alpha L_m i_d \\ \alpha\beta\psi_d + \beta\omega\psi_q - \gamma i_d + \omega_0 i_q \\ -\beta\omega\psi_d + \alpha\beta\psi_q - \omega_0 i_d - \gamma i_q \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma} \end{bmatrix} \quad \mathbf{d} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{J} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \tag{4.4}$$

Позитивні константи, що відносяться до електричних і механічних параметрів АД, визначені в такий спосіб:

$$\sigma = L_1\left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2}\right), \ \beta = \frac{L_m}{\sigma L_2}, \ \mu = \frac{3}{2}\frac{L_m}{J L_2}, \ \alpha = \frac{R_2}{L_2}, \ \gamma = \left(\frac{R_1}{\sigma} + \alpha L_m \beta\right),$$

де J – повний момент інерції ротора, R_1, R_2, L_1, L_2 – опори й індуктивності статора і ротора відповідно, L_m – індуктивність намагнічуючого контуру. Без втрати загальності приймається одна пара полюсів.

При управлінні кутовою швидкістю (АД) потребує регулювання основних параметрів машини. По-перше, це кутова швидкість, а по-друге, модуль потокозчеплення ротора.

Точний контроль цих координат є критично важливим для забезпечення стабільності роботи двигуна та покращення його експлуатаційних характеристик. Регулювання кутової швидкості дозволяє досягти оптимізації продуктивності машини, тоді як контроль за модулем потокозчеплення підвищує ефективність та надійність роботи всієї системи.

Таким чином, забезпечення точного управління цими параметрами є ключовим для досягнення бажаних показників роботи асинхронного двигуна, що в свою чергу сприяє підвищенню загальної продуктивності та стабільності електричної машини.

$$\mathbf{y}_1 = \begin{bmatrix} \omega \\ \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2} \end{bmatrix} \stackrel{\Delta}{=} \begin{bmatrix} \omega \\ |\psi| \end{bmatrix} \tag{4.5}$$

За допомогою двомірного вектора напруг статора u, використовуючи для цього тільки вектор вимірюваних змінних **y**. Момент навантаження T_L розглядається як не вимірюване збурення.

Концепція орієнтації по полю машини

В ідеалізованому випадку, коли кутове положення ε_ψ вектора потокозчеплення ротора вважається відомим, умова $\varepsilon_0 = \varepsilon_\psi$ у (4.3) гарантує, що вісь d системи координат (d-q) збігається з напрямком вектора потоку, тобто:

$$\psi_d = |\psi|, \ \psi_d = 0. \tag{4.6}$$

Підставляючи умову (4.6) у рівняння (4.1) - (4.4) модель АД, представлена в системі координат орієнтованій по вектору потокозчеплення ротора, запишеться в наступному вигляді:

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \mu|\psi| i_q - \frac{T_L}{J}, \\ \dot{i}_q &= -\gamma i_q - \omega_0 i_d - \beta\omega|\psi| + \frac{1}{\sigma} u_q, \end{aligned} \tag{4.7}$$

$$\begin{aligned} |\dot{\psi}| &= -\alpha|\psi| + \alpha L_m i_d, \\ \dot{i}_d &= -\gamma i_d + \omega_0 i_q + \alpha\beta|\psi| + \frac{1}{\sigma} u_d, \end{aligned} \tag{4.8}$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \omega + \alpha L_m \frac{i_q}{|\psi|} \tag{4.9}$$

Відповідно до рівнянь (4.7) і (4.8), перетворення (4.3) дозволяє декомпозувати вихідну модель асинхронного двигуна (АД) на дві підсистеми: електромеханічну і електромагнітну. Динаміка цих підсистем описується відповідно рівняннями (4.7) та (4.8).

Рівняння (4.9) характеризує нульову динаміку системи координат, орієнтованої по полю (d-q), що відображає динаміку зміни кута вектора потоку ротора. При цьому динаміка електромагнітної підсистеми (4.8) завжди може бути розв'язана стосовно динаміки електромеханічної підсистеми (4.7). Це дозволяє більш ефективно аналізувати та контролювати роботу асинхронного двигуна, розглядаючи кожну з підсистем окремо, що спрощує розв'язання задачі керування. Вводячи компенсацію перехресних зв'язків шляхом проектування керуючих впливів для кожної підсистеми у вигляді

$$\begin{aligned} u_d &= \sigma(-\omega_0 i_q + \nu_d), \\ u_q &= \sigma(\omega_0 i_d + \nu_q). \end{aligned} \tag{4.10}$$

одержуємо декомпозицію двох підсистем. Рівняння (4.7) і (4.8) з урахуванням рівнянь (4.10) здобувають вигляд:

$$\dot{\omega} = \mu|\psi| i_q - \frac{T_L}{J}, \qquad (4.11)$$
$$\dot{i}_q = -\gamma i_q - \beta\omega|\psi| + v_d,$$

$$|\dot{\psi}| = -\alpha|\psi| + \alpha L_m i_d, \qquad (4.12)$$
$$\dot{i}_d = -\gamma i_d + \alpha\beta|\psi| + v_d.$$

Вихід електромагнітної підсистеми визначається модулем потокозчеплення, тоді як електромеханічна підсистема генерує кутову швидкість ротора. Для реалізації цілей керування формуються два основні керуючі впливи: vd і vq. Динаміка підсистеми, що відповідає за потік, є лінійною системою другого порядку, в той час як підсистема, що контролює швидкість, має аналогічні характеристики до двигуна постійного струму з незалежним збудженням. Для кожної з цих підсистем можна створити стандартний регулятор, спираючись на принцип підпорядкованого регулювання координат. Цей підхід дозволяє здійснювати незалежне регулювання виходів, що значно спрощує завдання керування. На рисунку 4.1 ілюструється розташування векторів асинхронного двигуна в контексті ідеального векторного керування. Ідеальне векторне керування забезпечує автономне регулювання як потоку, так і швидкості ротора, що сприяє досягненню високої якості управління асинхронним двигуном. Застосування принципу підпорядкованого регулювання координат гарантує стабільність системи та дозволяє досягати високих показників якості управлінських процесів [17].

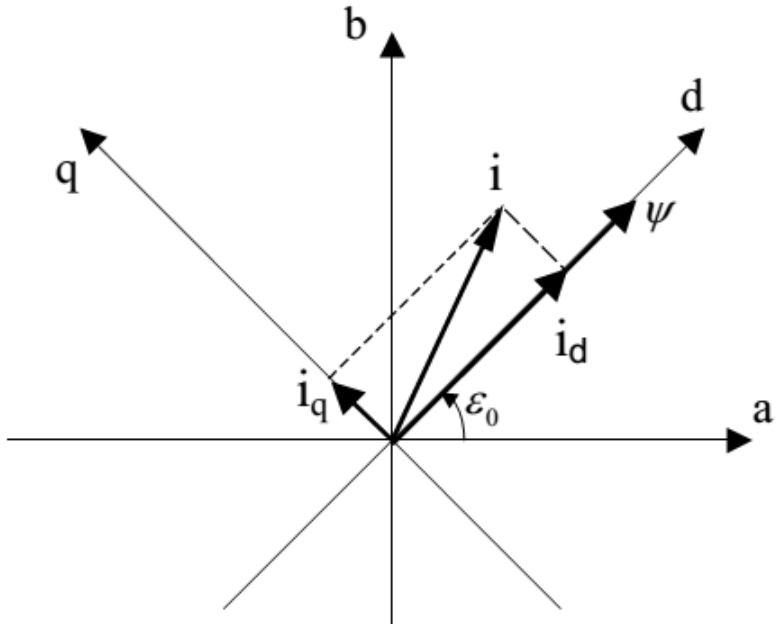

Рисунок 4.1 – Розташування векторів АД

Через те що вектор потоку не вимірюється, тільки асимптотична орієнтація може бути досягнута. Тобто

$$\lim_{x\to\infty}\psi_d = |\psi|, \quad \lim_{x\to\infty}\psi_q = 0. \tag{4.13}$$

Отже, тільки асимптотична розв'язка потоку і моменту можлива.

Використовується два підходи:

Пряма орієнтація по полю (Direct Field Orientation – DFO), заснована на перетворенні, що розв'язує, (4.3), де кутове положення вектора потокозчеплення ротора ε_0 одержуємо зі спостерігача магнітного потоку;

Непряма орієнтація по полю (Indirect Field Orientation – IFO), що утворюється при формуванні динаміки системи координат (d-q) (4.2) з метою виконання умов (4.13).

Постановка задачі векторного керування АД

Розглянемо модель АД (4.1) – (4.4). Після визначення ω* і ψ*>0, як заданих траєкторій для швидкості і потоку, помилки відпрацьовування траєкторій швидкості і потоку запишуться як

$$\begin{aligned} \tilde{\omega} &= \omega - \omega^*, \\ \tilde{\psi} &= |\psi| - \psi^*. \end{aligned} \tag{4.14}$$

Припустимо, що струми статора і кутова швидкість ротора, отримані з вектора y, доступні для вимірювання. Відомо, що параметри двигуна є точними і постійними. Однак момент навантаження \(T_L \) залишається невідомим, хоча ми знаємо, що він постійний і обмежений. На основі цих допущень необхідно розробити алгоритм керування швидкістю-потоком, який буде спиратися на вимірюваний вихід. Основною метою цього алгоритму є забезпечення глобального асимптотичного відпрацьовування швидкості-потоку, при цьому необхідно дотримуватися асимптотичної орієнтації по полю машини. Для досягнення цієї мети можна використовувати методи, що базуються на зворотному зв'язку, які дозволять адаптувати керуючі впливи у відповідь на зміни у вимірюваних величинах. Важливим аспектом є врахування невизначеності моменту навантаження, що вимагає використання стійких алгоритмів керування, здатних підтримувати стабільність системи в умовах непередбачуваних змін [16].

Застосування даного підходу дозволить досягти бажаних характеристик роботи системи, забезпечуючи ефективне регулювання швидкості та потоку, а також підвищуючи загальну продуктивність електродвигуна.

$$\lim_{x\to\infty} \tilde{\omega} = 0, \quad \lim_{x\to\infty} \tilde{\psi} = 0, \quad \lim_{x\to\infty} \psi_d = 0. \tag{4.15}$$

Асимптотичну розв'язку вихідних змінних за допомогою асимптотичної орієнтації по полю машини , тобто якщо $\tilde{\psi}(0) = 0, \psi_q(0) = 0,$ тоді $\tilde{\psi}(t) \equiv 0, \forall t > 0$ і

динаміка помилки відпрацьовування швидкості незалежна від процесу керування потоком. Лінійну динаміку номінальної ($\tilde{\psi} = 0, \psi_q = 0$) підсистеми швидкості.

Розробка алгоритму керування, запропонована в даній роботі, заснована на концепції непрямої орієнтації по полю машини IFO. Основний результат може бути легко розповсюджений на випадок прямої орієнтації по полю машини (див. [7, 8]). Відзначимо, що орієнтація по полю не жорстко необхідна для досягнення цілей керування швидкістю в сталому режимі, однак керування АД при втраті орієнтації по полю приводить до зменшення ККД.

Стандартне векторне керування швидкістю–потоком АД при непрямій орієнтації по полю машини

У цьому розділі стандартний алгоритм непрямого векторного керування АД [7, 8] розглядається в термінах сучасної нелінійної теорії керування. Без втрати загальності розглядається випадок регулювання, коли завдання швидкості і потоку ($\omega^*, \psi^* > 0$) приймаються постійними.

Керування підсистемами потоку та швидкості

1) Керування підсистемою потоку:

Непряма орієнтація по полю досягається формуванням динаміки системи координат (d-q) (4.3) у такий спосіб:

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \omega + \alpha L_m \frac{i_q}{\psi^*}. \tag{4.16}$$

де ε_0 можна розглядати як завдання для кута вектора потоку.

Визначимо помилки відпрацьовування потоків $\tilde{\psi}_d = \psi_d - \psi^*$, $\tilde{\psi}_q = \psi_q$

Відзначимо, що $\lim\limits_{x\to\infty} \tilde{\psi}_q = 0$ представляє умову асимптотичної орієнтації по полю(вектору потокозчеплення ротора), а $\lim\limits_{x\to\infty} (\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = 0$ еквівалентно другій умові в (4.14), що свідчить про те, що цілі керування потокозчепленням досяжні тільки при орієнтації по полю. Динаміка підсистеми потоку виходить із другого, третього і

четвертого рівняння в (4.1), (4.4). При умовах (4.16) і (4.10), динаміка підсистеми потоку може бути переписана як

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha\tilde{\psi}_d + \omega_2\tilde{\psi}_q - \alpha\psi^* + \alpha L_m i_d, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha\tilde{\psi}_q + \omega_2\tilde{\psi}_d, \\ \dot{i}_d &= -\gamma i_d + \alpha\beta(\psi^* + \tilde{\psi}_d) + \beta\omega\tilde{\psi}_q + \nu_d. \end{aligned} \tag{4.17}$$

де $\omega_2 = \omega_0 - \omega$ кутова частота ковзання.

При розгляді токового керування АД [7, 8], алгоритм керування модулем потокозчеплення

$$i_d = \frac{\psi^*}{L_m}. \tag{4.18}$$

забезпечує глобальне асимптотичне експонентне керування модулем потокозчеплення й асимптотичну орієнтацію по полю машини. Підставляючи алгоритм керування потоком (4.18) у рівняння (4.17), динаміка помилок відпрацьовування потоку приймає вид

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha\tilde{\psi}_d + \omega_2\tilde{\psi}_q, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha\tilde{\psi}_q + \omega_2\tilde{\psi}_d. \end{aligned} \tag{4.19}$$

Точка рівноваги $(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)^T = 0$ системи (4.19) є глобально екпоненційно стійкою [7, 8]. Слід зазначити, що початкові умови для системи (4.19) при незбудженому АД визначаються як $\tilde{\psi}_d(0) = -\psi^*(0), \tilde{\psi}_q(0) = \psi_q(0) = 0$.

Тому що ідеальні інвертори струму на практиці недоступні, реальне токове керування досягається за рахунок формування замкнутих контурів регулювання струму в системі з автономним інвертором напруги. Стандартна конфігурація замкнутого контуру регулювання струму заснована на застосуванні ПІ регуляторів струму з великими коефіцієнтами підсилення. Вихід регулятора

потокозчеплення(права частина рівняння (4.18) розглядається як керуюча дія (i_d^*) для внутрішнього контуру струму. Визначивши помилки відпрацьовування струму $(\tilde{i}_d = i_d - i_d^*)$, динаміка підсистеми потоку (4.17) запишеться як

$$\begin{aligned}
&\dot{\tilde{\psi}}_d = -\alpha\tilde{\psi}_d + \omega_2\tilde{\psi}_q + \alpha L_m\tilde{i}_d, \\
&\dot{\tilde{\psi}}_q = -\alpha\tilde{\psi}_q - \omega_2\tilde{\psi}_d, \\
&\dot{\tilde{i}}_d = -\gamma\tilde{i}_d - \left(\frac{R_1}{\sigma} + \alpha L_m\beta\right)\frac{1}{L_m}\psi^* + \alpha\beta(\psi^* + \tilde{\psi}_d) + \beta\omega\tilde{\psi}_q + \nu_d.
\end{aligned} \tag{4.20}$$

Рівняння ПІ-регулятора струму має вид:

$$\begin{aligned}
&\nu_d = -k_{id}\tilde{i}_d + x_d, \\
&\dot{x}_d = -k_{ii}\tilde{i}_d.
\end{aligned} \tag{4.21}$$

де $(\mathrm{k}_{id}, \mathrm{k}_{ii}) > 0$ коефіцієнти пропорційної й інтегральний складових регулятора.

Підставляючи (4.21) у (4.20), одержимо результуючу динаміку помилок регулювання струмів, що описується

$$\begin{aligned}
&\dot{x}_d = -k_{ii}\tilde{i}_d, \\
&\dot{\tilde{i}}_d = -(k_{id} + \gamma)\tilde{i}_d + \left(x_d - \frac{R_1}{\sigma}\frac{\psi^*}{L_m}\right) + \alpha\beta\tilde{\psi}_d + \beta\omega\tilde{\psi}_q.
\end{aligned} \tag{4.22}$$

Інтегральна частина x_d в останньому виразі (4.22) може розглядатися як оцінка постійного збурення $\frac{R_1}{\sigma}\frac{\psi^*}{L_m}$. Визначивши помилку оцінювання як $\tilde{x}_d = x_d - \frac{R_1}{\sigma}\frac{\psi^*}{L_m}$ рівняння динаміки підсистеми потоку набувають вигляду

$$
\begin{aligned}
&\dot{\tilde{\psi}}_d = -\alpha\tilde{\psi}_d + \omega_2\tilde{\psi}_q + \alpha L_m\tilde{i}_d,\\
&\dot{\tilde{\psi}}_q = -\alpha\tilde{\psi}_q - \omega_2\tilde{\psi}_d,\\
&\dot{\tilde{x}}_d = -k_{ii}\tilde{i}_d,\\
&\dot{\tilde{i}}_d = -(\mathrm{k}_{id} + \gamma)\tilde{i}_d + \tilde{x}_d + \alpha\beta\tilde{\psi}_d + \beta\omega\tilde{\psi}_q.
\end{aligned}
\tag{4.23}
$$

Для доказу асимптотичних властивостей системи (4.23) розглянемо наступну функцію Ляпунова

$$
V = \frac{1}{2}\left(\tilde{\psi}_d^2 + \tilde{\psi}_q^2 + \varepsilon\tilde{i}_d^2 + \gamma_1\tilde{x}_d^2\right),\ (\varepsilon,\gamma_1) > 0. \tag{4.24}
$$

Похідна від функції Ляпунова в силу рівнянь (4.23) має вид

$$
\begin{aligned}
&\dot{V} = \tilde{\psi}_d\dot{\tilde{\psi}}_d + \tilde{\psi}_q\dot{\tilde{\psi}}_q + \varepsilon\tilde{i}_d\dot{\tilde{i}}_d + \gamma_1\tilde{x}_d\dot{\tilde{x}}_d =\\
&= -\alpha\left(\tilde{\psi}_d^2 + \tilde{\psi}_q^2\right) + \alpha L_m\tilde{\psi}_d\tilde{i}_d - \varepsilon(K_{id} + \gamma)\tilde{i}_d^2 +\\
&+\varepsilon\alpha\beta(\tilde{i}_d\tilde{\psi}_d) + \varepsilon\beta\omega(\tilde{i}_d\tilde{\psi}_d) + \tilde{x}_d\tilde{i}_d(\varepsilon - K_{ii}\gamma_1).
\end{aligned}
\tag{4.25}
$$

Визначивши $K_{ii} = \dfrac{\varepsilon}{\gamma_1}$, (4.25) можна переписати

$$
\dot{V} = -\alpha\tilde{\psi}_d^2 + (\alpha L_m + \varepsilon\alpha\beta)\tilde{\psi}_d\tilde{i}_d - \varepsilon K_{d1}\tilde{i}_d^2 - \alpha\tilde{\psi}_q^2 + \varepsilon\beta\omega(\tilde{i}_d\tilde{\psi}_q) - \varepsilon(K_{d2}\tilde{i}_d^2) \tag{4.26}
$$

де $k_{d1} + k_{d2} = k_i$.

Умова негативності квадратичної форми (4.26) знаходиться за правилом Сильвестра в наступному вигляді:

$$
\alpha\varepsilon K_{d1} \geq \frac{(\alpha\,\mathrm{L}_m + \varepsilon\alpha\beta)^2}{4}, \tag{4.27}
$$

$$\alpha\varepsilon K_{d2} \geq \frac{(\varepsilon\alpha\omega)^2}{4}. \tag{4.28}$$

З (4.27), (4.28) випливає, що для будь-яких обмежених траєкторій зміни кутової швидкості $|\omega| \leq c \leq \infty$ існують значення коефіцієнтів зворотних зв'язків по струму k_{d1} і k_{d2} , що гарантують від'ємне значення $\dot{V}$ у (4.26). З умови $V>0$, $\dot{V} \leq 0$ відповідно до загальної теорії стійкості по Ляпунову, встановлюємо, що вектор $x_1 = (\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{\mathrm{x}}_d, \tilde{\mathrm{i}}_d)^T$ є обмеженим. Оскільки прийнята умова обмеженості кутової швидкості ω, у той час як $\dot{\omega}$ є фізично обмеженою величиною, то пряме використання леми Барбалат дозволяє установити, що

$$\lim_{x\to\infty} x_1 = 0 \ \forall \ \omega < c. \tag{4.29}$$

З умови (4.29) випливає, що алгоритм керування вектором потокозчеплення, представлений рівняннями (4.16), (4.10), (4.21), гарантує асимптотичне керування модулем потокозчеплення разом з орієнтацією по полю машини.

2) Керування підсистемою швидкості:

Розглянемо динаміку підсистеми швидкості при токовому керуванні АД. Помилка оцінювання моменту навантаження може бути визначена як $\tilde{T}_L = T_{L1} - \hat{T}_L$, де $T_{L1} = T_L / J$ і $\hat{T}_L$, відповідає оцінці $T_{L1} = const$.

Динаміка помилки відпрацьовування швидкості може бути записана з першого рівняння (4.1), (4.4) у вигляді

$$\dot{\tilde{\omega}} = \mu\psi^* i_q + \mu(\tilde{\psi}_d i_q - \tilde{\psi}_q i_d) - \tilde{T}_L - \hat{T}_L. \tag{4.30}$$

Виходячи з припущення токового керування АД, струм i_q розглядається як керуюча дія в (4.30). Вибираємо ПІ-регулятор швидкості, заданий

$$
\begin{aligned}
i_q &= \frac{1}{\mu\psi^*}(-k_\omega\tilde{\omega} + \hat{T}_L), \\
\dot{\hat{T}}_L &= -\dot{\tilde{T}} = -k_{\omega i}\tilde{\omega}.
\end{aligned}
\tag{4.31}
$$

тоді результуюча динаміка помилки відпрацьовування швидкості набуває вигляд

$$
\begin{aligned}
\dot{\tilde{T}} &= k_{\omega i}\tilde{\omega}, \\
\dot{\tilde{\omega}} &= -k_{\omega i}\tilde{\omega} - \tilde{T}_L + \mu(\tilde{\psi}_d i_q - \tilde{\psi}_q i_d).
\end{aligned}
\tag{4.32}
$$

де $(k_\omega, k_{\omega i}) > 0$ коефіцієнти пропорційної й інтегральний складових регулятора швидкості. Номінальна (тобто незбурена помилками відпрацьовування потоку) динаміка відпрацьовування швидкості буде лінійною й асимптотично стійкою для усіх $(k_\omega, k_{\omega i}) > 0$. Алгоритм керування швидкістю-потоком для випадку токового керування АД, заданий рівняннями (4.10), (4.16), (4.18) і (4.31) відомий як стандартний алгоритм токового векторного керування з непрямою орієнтацією по полю машини. Об'єднана динаміка похибок відпрацьовування потоку і швидкості (4.19), (4.32), одержувана при такому керуванні, має глобально екпоненційно стійку точку рівноваги $(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{\mathrm{T}}_L, \tilde{\omega})^T = 0$.

Поширюючи ідеальне токове керування на випадок реального керування напругою по осі q, спроектуємо регулятор струму по осі q. Визначимо помилку відпрацьовування струму $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$. Вихід регулятора швидкості i_q^* (4.31) є завданням для внутрішнього контуру струму. Використовуючи (4.10) динаміка підсистеми швидкості може бути представлена як

$$
\begin{aligned}
\dot{\tilde{T}} &= k_{\omega i}\tilde{\omega}, \\
\dot{\tilde{\omega}} &= -k_{\omega i}\tilde{\omega} - \tilde{T}_L + \mu\psi^*\tilde{i}_q + \mu(\tilde{\psi}_d\, \mathrm{i}_q - \tilde{\psi}_q\, \mathrm{i}_d), \\
\dot{\tilde{\mathrm{i}}}_q &= -\gamma\tilde{i}_q - \gamma i_q^2 + \alpha\beta\tilde{\psi}_q - \beta\omega\tilde{\psi}_d - \beta\tilde{\omega}\psi^* - \beta\omega^*\psi^* + \nu_q - \dot{i}_q^*.
\end{aligned}
\tag{4.33}
$$

де похідна від заданого струму визначається з рівняння (4.31) як

$$\dot{i}_q^* = \frac{1}{\mu\psi^*}\left\{-k_\omega\left[-k_\omega\tilde{\omega} - \tilde{T}_L + \mu\psi^*\tilde{i}_q + \mu(\tilde{\psi}_d\,\mathrm{i}_q - \tilde{\psi}_q\,\mathrm{i}_d)\right] + \dot{\hat{T}}_L\right\}. \tag{4.34}$$

З врахуванням (4.33) динаміка помилки відпрацьовування струму може бути записана як

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{i}}_q &= -(\gamma - k_\omega)\tilde{\mathrm{i}}_q - \tilde{\omega}\left[\beta\psi^* + \frac{1}{\mu\psi^*}(k_\omega^2 - \gamma k_\omega - k_{\omega\mathrm{i})}\right] + \frac{1}{\mu\psi^*}(\gamma - \mathrm{k}_\omega)\tilde{\mathrm{T}}_L + \\ &+\tilde{\psi}_d\left(\frac{k_\omega}{\psi^*}i_q - \beta\omega\right) + \tilde{\psi}_q\left(\alpha\beta - \frac{k_\omega}{\psi^*}i_d\right) - \left(-\frac{\gamma}{\mu\psi^*}T_L + \beta\omega^*\psi^*\right) + \nu_q.\end{aligned} \tag{4.35}$$

З перших двох рівнянь (4.33) і (4.35) випливає, що номінальна динаміка швидкості (тобто коли $(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)^T = 0$) буде лінійною, і матиме структуру подібну із системою керування швидкістю ДПС. Цей факт дозволяє використовувати стандартний ПІ-регулятор струму

$$\begin{aligned}\nu_q &= -k_{iq}\tilde{i}_q + x_q, \\ \dot{x}_q &= -k_{ii}\tilde{i}_q.\end{aligned} \tag{4.36}$$

Інтегральна складова $\mathrm{x_q}$ регулятора струму по осі q може трактуватися як компенсація постійного збурення $(\mathrm{d} = \left(-\frac{\gamma}{\mu\psi^*}\mathrm{T}_L + \beta\omega^*\psi^*\right))$, що впливає на динаміку похибок відпрацьовування струмів. Визначивши помилку компенсації як $\tilde{x}_q = x_q - d$, динаміка похибок відпрацьовування швидкості і струмів може бути записана як

$$
\begin{aligned}
&\dot{\tilde{T}} = k_{\omega i}\tilde{\omega},\\
&\dot{\tilde{\omega}} = -k_{\omega}\tilde{\omega} - \tilde{T}_L + \mu\psi^{*}\tilde{i}_q + \mu(\tilde{\psi}_d i_q - \tilde{\psi}_q i_d),\\
&\dot{\tilde{x}}_q = -k_{ii}\tilde{i}_q,\\
&\dot{\tilde{i}}_q = -(k_{iq} + \gamma - k_{\omega})\tilde{i}_q + \tilde{x}_q - \left[\beta\psi^{*} + \frac{1}{\mu\psi^{*}}(k_{\omega}^2 - \gamma k_{\omega} k_{\omega i})\right]\tilde{\omega} +\\
&+\frac{1}{\mu\psi^{*}}(\gamma - k_{\omega})\tilde{T}_L + \left(\frac{k_{\omega}}{\psi^{*}} i_q - \beta\omega\right)\tilde{\psi}_d + \left(\alpha\beta - \frac{k_{\omega}}{\psi^{*}} i_d\right)\tilde{\psi}_q.
\end{aligned}
\tag{4.37}
$$

Динаміка помилок електромеханічної підсистеми (5.37) містить лінійну номінальну (тобто за умови $(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)^T = 0$) динаміку, яка може завжди бути спроектована асимптотично стійкою шляхом вибору коефіцієнтів регуляторів швидкості і струму. Для промислових векторнокерованих електроприводів з АД параметри $(\mathrm{k}_{\omega}, \mathrm{k}_{\omega i})$ і $(\mathrm{k}_{iq}, \mathrm{k}_{ii})$ контуру швидкості і струму проектуються використовуючи стандартну стратегію, застосовувану для електроприводів на базі ДПС із підпорядкованим регулюванням координат, з метою гарантувати розподіл за часом динаміки струму і швидкості [7, 8].

Широко відомий симетричний оптимум [7, 8] може бути використаний для розрахунку коефіцієнтів регулятора швидкості і струму.

Відповідно до нелінійної теорії керування, дві взаємозв’язані системи потоку (4.23) і швидкості (4.37) – локально асимптотично стійкі, якщо взаємозв’язані системи мають наступні властивості:

• Номінальна динаміка швидкості лінійна й асимптотично стійка;

• Підсистема потоку (4.23) нелінійна, але асимптотично стійка для обмежених траєкторій швидкості;

• Зв'язки між двома підсистемами мають лінійні і білінійні властивості.

Неважко встановити, що ці вимоги, виконуються для об'єднаної системи, заданої (4.23) і (4.37).

З умови (4.29) і локальної асимптотичної стійкості динаміки похибок об'єднаної (4.23) і (4.37) системи випливає, що стандартний алгоритм керування швидкістю-

потоком гарантує асимптотичне керування вектором потокозчеплення з асимптотичною орієнтацією по полю й асимптотичне керування швидкістю при наявності постійного моменту навантаження [9].

Для визначення параметрів налагодження регуляторів струму і швидкості розглянемо в (4.37) ізольовану динаміку контурів регулювання швидкості і струму

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{T}}_L &= k_{\omega i}\tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{\omega}} &= -k_{\omega}\tilde{\omega} - \tilde{T}_L, \end{aligned} \tag{4.38}$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}}_q &= -k_{ii}\tilde{i}_q, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -(\gamma + \mathrm{k}_{iq})\,\tilde{\mathrm{i}}_q + \tilde{x}_q. \end{aligned} \tag{4.39}$$

Кожний з контурів регулювання швидкості (4.38) і струму (4.39) описується в ізольованому стані лінійною системою другого порядку, для якої стандартним налагодженням є:

$$\begin{aligned} k_i &= \frac{k_p^2}{2} \partial ля\, \xi = 0.707, \\ k_i &= \frac{k_p^2}{4} \partial ля\, \xi = 1, \end{aligned} \tag{4.40}$$

де ξ – коефіцієнт демпфірування, $\mathrm{k_i}$ і $\mathrm{k_p}$ коефіцієнти інтегральної і пропорційний складової регуляторів. Поділ у часі процесів у зовнішніх і внутрішніх контурах досягається за рахунок виконання умови

$$\omega_{0c} > 2\omega_{0s}. \tag{4.41}$$

де $\omega_0 = k_i^2$ - власна частота недемпфованих коливань, а індекси c і s відносяться відповідно до контуру регулювання струму і швидкості.

Якщо параметри регулятора для швидкості та струму були налаштовані за встановленою процедурою, то динаміка похибок у системі управління демонструє чіткий часовий розподіл.

Динаміка помилок, пов'язаних зі струмом, є найшвидшою, що свідчить про оперативну реакцію системи на зміни в струмі. Це дозволяє досягати цільових значень за короткий проміжок часу. У той же час, динаміка помилок, що стосується швидкості, є помітно повільнішою. Це означає, що системі потрібно більше часу для стабілізації швидкості.

Що стосується динаміки помилок потоку, то вона визначається переважно постійною ротора і є найменш швидкою. Це вказує на те, що зміни в потоці відбуваються повільніше, що може вимагати тривалішого часу для досягнення стабільності.

Збільшення коефіцієнтів регуляторів струму призводить до того, що система починає наближатися до поведінки системи, що реалізує токове управління. У такій ситуації система стає глобально асимптотично експоненційно стійкою, що означає, що всі похибки з часом зменшуються до нуля з експоненційною швидкістю. Це забезпечує високу стабільність і швидкість реагування, підкреслюючи важливість правильного налаштування регуляторів для оптимізації роботи асинхронного двигуна.

Поєднуючи (4.10), (4.16), (4.18), (4.21), (4.31), (4.36), одержимо повні рівняння алгоритму векторного керування АД з не прямою орієнтацією по вектору потокозчеплення ротора:

Регулятор вектора потоку

$$\begin{aligned} i_d^* &= \frac{\psi^*}{L_m}, \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = \omega + \alpha L_m \frac{i_q}{\psi^*}. \end{aligned} \tag{4.42}$$

Регулятор швидкості (нелінійний ПІ)

$$
\begin{aligned}
i_q^* &= \frac{1}{\mu\psi^*}(-\mathrm{k}_\omega\,\tilde{\omega} + \hat{\mathrm{T}}_L),\\
\dot{\hat{T}}_L &= -k_{\omega i}\tilde{\omega}.
\end{aligned}
\tag{4.43}
$$

Нелінійний регулятор струму по осі d:

$$
\begin{aligned}
u_d &= \sigma(-\omega_0\,\mathrm{i}_q + \nu_d),\\
\nu_d &= -k_{id}\tilde{i}_d + x_d,\\
\dot{x}_d &= -k_{ii}\tilde{i}_d.
\end{aligned}
\tag{4.44}
$$

Нелінійний регулятор струму по осі q:

$$
\begin{aligned}
u_q &= \sigma(\omega_0\,\mathrm{i}_d + \nu_d),\\
\nu_q &= -k_{iq}\tilde{i}_q + x_q,\\
\dot{x}_q &= -k_{ii}\tilde{i}_q,
\end{aligned}
\tag{4.45}
$$

де: $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$; $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$; $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$.

Перетворені значення струмів задані

$$
\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\varepsilon_0 & \sin\varepsilon_0 \\ -\sin\varepsilon_0 & \cos\varepsilon_0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix}
\tag{4.46}
$$

Напруга статора (вихідні напруги контролера), що прикладаються до АД, визначаються:

$$
\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\varepsilon_0 & -\sin\varepsilon_0 \\ \sin\varepsilon_0 & \cos\varepsilon_0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix}
\tag{4.47}
$$

Структурна схема алгоритму непрямого векторного керування зображена на рис. 4.2.

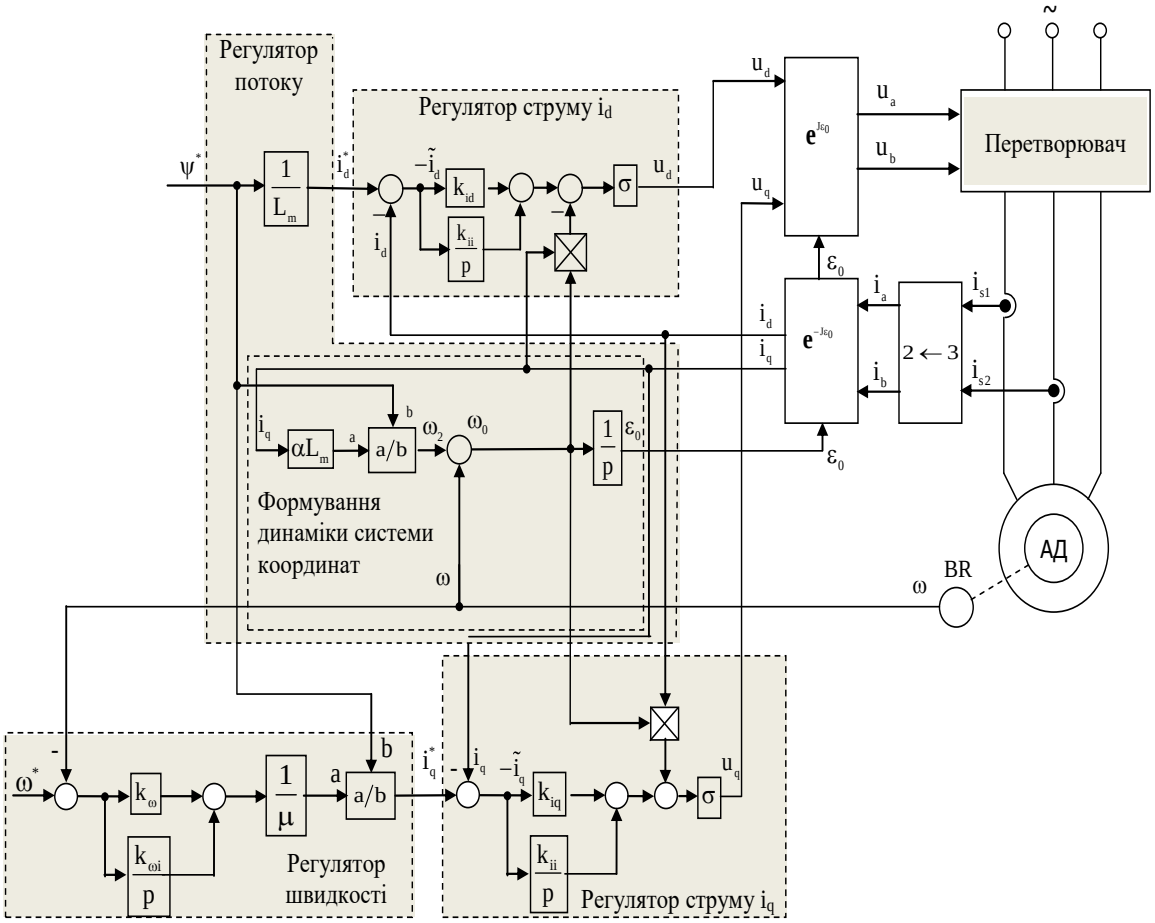

Рисунок. 4.2 – Структурна схема алгоритму непрямого векторного керування координатами АД

Дослідження роботи системи з вантажем та без вантажу

1) Дослідження роботи системи з вантажем

Для виконання даного тесту використовується наступна послідовність операцій керування. Збудження машини за інтервал часу 1 секунда. Після завершення збудження на другій секунді моделювання починається розгін на задану швидкість $\omega^* = 101.892\ рад/с$ по траєкторії 2-го порядку, за час при якому коливання затухають і досягаються усталені значення досліджуваних сигналів. Разом з початком розгону до валу прикладається момент навантаження який дорівнює

$M_{c1} = 120.825\,Нм$. Через час 1 с після виходу на задану швидкість двигун гальмує по траєкторії зворотній до траєкторії розгону.

Одразу після зупинки зникає момент навантаження. Сумарний момент інерції механізму з вантажем приймаємо $J_{\sum з.в} = 1.767\,кг \cdot м^2$. Графіки перехідних процесів системи керування швидкістю асинхронного двигуна в відповідності до сформованого завдання. зображені на рис. 4.3.

2) Дослідження роботи системи без вантажу

Для виконання даного тесту використовується наступна послідовність операцій керування. Збудження машини за інтервал часу 1 секунда. Після завершення збудження на другій секунді моделювання починається розгін на задану швидкість $\omega^* = -101.892\ рад/с$ по траєкторії 2-го порядку, за час при якому коливання затухають і досягаються усталені значення досліджуваних сигналів. Разом з початком розгону до валу прикладається момент навантаження який дорівнює $M_{c1} = 41.854\,Нм$. Через час 1 с після виходу на задану швидкість двигун гальмує по траєкторії зворотній до траєкторії розгону. Одразу після зупинки зникає момент навантаження. Сумарний момент інерції механізму без вантажу приймаємо $J_{\sum б.в} = 0.726\,кг \cdot м^2$. Графіки перехідних процесів системи керування швидкістю асинхронного двигуна в відповідності до сформованого завдання. зображені на рис. 4.4.

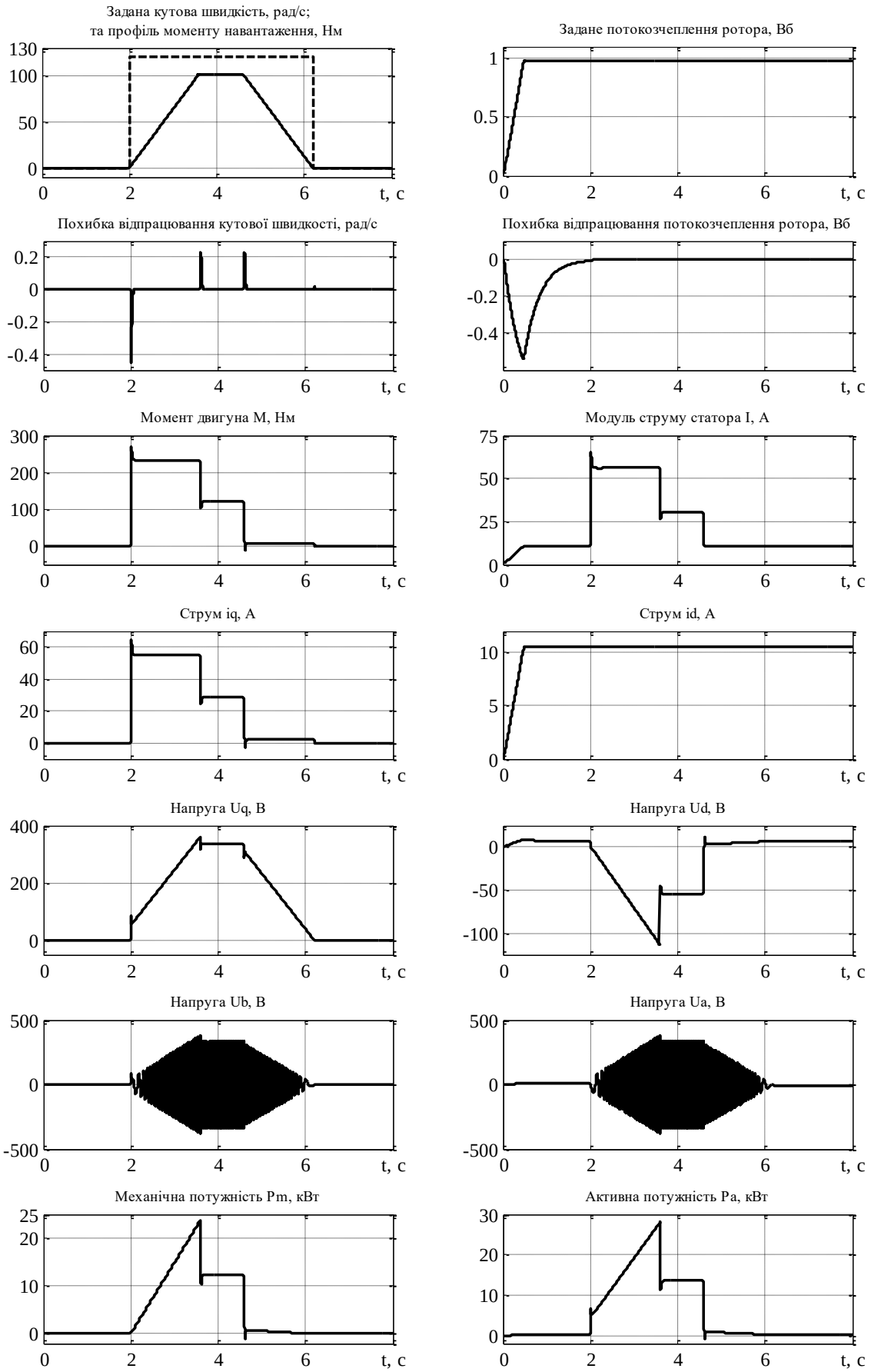

Рисунок 4.3 – Перехідні процеси системи керування механізмом з вантажем

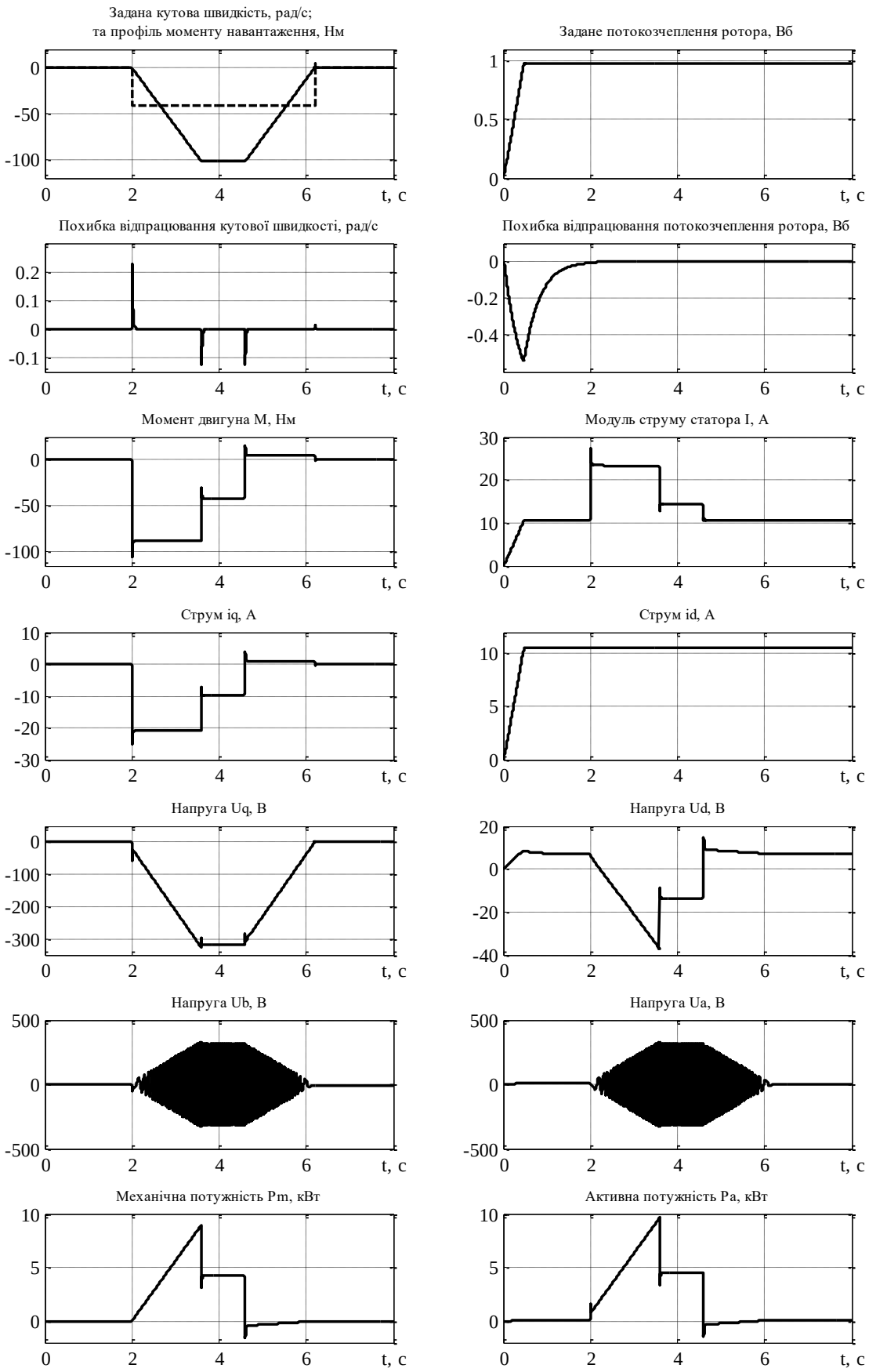

Рисунок 4.4 – Перехідні процеси системи керування механізмом без вантажу

Аналіз результатів моделювання

За результатами математичного моделювання виконаного в середовищі Simulink програмного пакету MATLAB можна зробити висновок, що при векторному керуванні для заданої швидкості відсутня статична похибка. При дослідженні перехідних характеристик на номінальній швидкості ($\omega^* = 101.892$ рад/с) динамічна похибка відпрацювання швидкості на початку розгону незначна: при русі з вантажем – 0.5 рад/с; при русі без вантажу – 0.23 рад/с. Статична похибка при закінченні розгону і на початку гальмування становить: при досліді з вантажем – 0.21 рад/с; при досліді без вантажу – 0.12 рад/с. На графіках видно, що відбувається асимптотичне орієнтування по вектору потокозчеплення ротора, оскільки похибка відпрацювання вектора потокозчеплення ротора затухає в нуль. ККД системи електроприводу при переміщенні з вантажем – 91%, а при русі без вантажу – 94%.

Висновки до розділу:

У цьому розділі було проаналізовано наявні системи керування двигунами, які застосовуються в приводах механізмів мостових кранів. На основі проведеного аналізу вибрано оптимальну систему керування, що відповідає вимогам заданого технологічного процесу. Також було виконано математичне моделювання обраної системи в середовищі Simulink програмного пакету MATLAB. Після завершення моделювання було проведено детальний аналіз отриманих результатів, що дозволило оцінити ефективність обраної системи керування.

ВИСНОВКИ

На основі проведеного аналізу можна зробити висновок, що сучасні автоматизовані електроприводи повинні відповідати високим стандартам точності та регулювання, що вимагає вдосконалення вже існуючих систем і створення нових рішень, заснованих на новітніх технологіях автоматизації.

Під час дослідження була визначена необхідна потужність для електродвигуна, після чого було обрано асинхронний двигун з короткозамкненим ротором, який відповідає цим вимогам. Розраховані параметри двигуна та його замісні схеми стали основою для синтезу автоматизованої системи керування, що дозволило провести аналіз статичних і динамічних режимів роботи електропривода. Для забезпечення необхідної потужності було обрано перетворювач частоти потужністю 11 кВт. У роботі наведені характеристики як електродвигуна, так і перетворювача, а також описані налаштування параметрів перетворювача.

Крім того, була розроблена математична модель непрямого векторного керування асинхронним двигуном, яка включає динамічну модель двигуна та алгоритм керування. Результати моделювання, проведеного в середовищі MATLAB Simulink, підтверджують, що обраний двигун підходить для інтеграції в механізм, демонструючи стабільні результати при моделюванні електромеханічної системи, а також жорсткість характеристик. Важливим аспектом роботи є також розгляд питань підвищення безпеки на підприємстві та в робочих умовах.

Отже, результати проведеного дослідження підтверджують відповідність вимогам дипломного проектування. Розроблений електропривод забезпечує необхідні показники якості регулювання в статичних і динамічних режимах.