

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


(підпис)

Інна НЕФЬОЛОВА
(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 непрямого векторного робастного керування швидкістю асинхронного двигуна із частотним перетворювачем»

Виконав(ла)

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

Дмитро ОЛЕЙНІКОВ
(ім'я, прізвище)


(підпис)

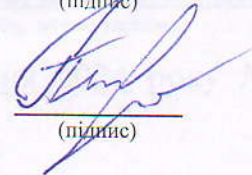
Керівник роботи

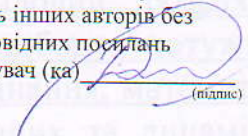
к.ф.-м.н., доц. Галина ЗАЛУЖНА
(науковий ступінь, вчене звання, ім'я, прізвище)


(підпис)

Рецензент роботи

к.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/ІНІ Бахмутський навчально-науковий професійно-педагогічний інститутКафедра Електромеханічних та комп'ютерних системРівень вищої освіти другий (магістерський)Спеціальність 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханікаОсвітньо-професійна програма Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

ЗАТВЕРДЖУЮ



(підпис)

Завідувач кафедри

Інна НЕФЬОДОВА

(ім'я, прізвище)

«08» жовтня 2024 року

ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ (ПРОЄКТ)Олейніков Дмитро Ігорович

(прізвище, ім'я, по батькові здобувача)

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

керівник роботи Залужна Галина Володимирівна, д. ф.-м. н., доцент
(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	Обґрунтування теоретичної бази обраної проблеми.
3	Характеристика об'єктів галузі: стан і стратегії розвитку
4	Дослідження синтезу електромеханічної системи непрямого векторного робастного керування швидкістю асинхронного двигуна із частотним перетворювачем
5	Розробка електромеханічної системи непрямого векторного робастного 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)


(підпис)

Дмитро ОЛЕЙНІКОВ
(ім'я, прізвище)

Керівник роботи


(підпис)

Галина ЗАЛУЖНА
(ім'я, прізвище)

АНОТАЦІЯ

Проведено проектування та дослідження асинхронного електроприводу шляхом моделювання. Виконано розрахунок механічних параметрів механізму переміщення, визначено необхідну потужність двигуна та обрано загальнопромисловий асинхронний двигун з короткозамкненим ротором. Для керування двигуном використано сучасний частотний перетворювач.

Було отримано параметри двигуна, а також наведено його математичну модель. Розроблено електричну принципову схему та надано інформацію про її принцип роботи. Для керування двигуном обрано непряме векторне керування, базуючись на доцільності застосування саме цього алгоритму. Коефіцієнти регуляторів були визначені експериментально.

Методом математичного моделювання проведено дослідження електромеханічної системи. В результаті отримано графіки перехідних процесів, які демонструють задовільні показники якості динамічних та статичних режимів електроприводу. Загальний результат підтверджує, що система відповідає сучасним вимогам та може бути впроваджена на практиці.

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

ABSTRACT

The design and study of an asynchronous electric drive by modeling was carried out. The mechanical parameters of the movement mechanism were calculated, the required engine power was determined, and a general-purpose asynchronous motor with a squirrel-cage rotor was selected. A modern frequency converter was used to control the motor.

The parameters of the motor were obtained, as well as its mathematical model was given. An electrical schematic diagram was developed and information about its operating principle was provided. Indirect robust vector control was selected to control the motor, based on the feasibility of using this algorithm. The coefficients of the regulators were determined experimentally.

The electromechanical system was studied using the method of mathematical modeling. As a result, transient graphs were obtained, which demonstrate satisfactory quality indicators of the dynamic and static modes of the electric drive. The overall result confirms that the system meets modern requirements and can be implemented in practice.

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

ВСТУП

Забезпечення роботи механізму має проходити за наступним циклом: - переміщення з вихідного положення; - пауза; - переміщення у вихідне положення; - пауза. Електродвигун повинен мати якомога нижчий момент інерції при збереженні тієї ж потужності та швидкості. Для покращення охолодження використовують двигуни з підвищеним зазором, що також супроводжується збільшенням номінального ковзання ($SH = 7-12\%$). Крім того, необхідно забезпечити високий пусковий момент та перевантажувальну здатність. Для підтримання нормального теплового режиму може використовуватися примусове охолодження. Високі вимоги до перехідних процесів і динамічних показників системи електроприводу передбачають, що регулювання не повинно викликати різких стрибків струму й швидкості, тобто зміни повинні відбуватися плавно, щоб величини перерегулювання швидкості та струму не перевищували 5%, а статична помилка за швидкістю під час руху не повинна перевищувати 10% [3].

Основні вимоги до системи управління включають:

- мінімальні габарити і масу;
- зручність установки, налаштування та діагностики, а також ремонту;
- відповідність вимогам техніки безпеки.

На основі розглянутих матеріалів можна зробити висновок, що на сучасному етапі розвитку виробництв до автоматизованого електроприводу висуваються суворі вимоги щодо точності та діапазону регулювання, що, у свою чергу, вимагає вдосконалення існуючих систем та розробки нових рішень для управління електроприводами з використанням сучасних систем автоматизації.

1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД

Козловий кран – це кран мостового типу, який має міст, встановлений на опорах, що переміщуються по рейках, які, в свою чергу, закріплені на бетонному фундаменті. Козлові крани класифікуються за призначенням на перевантажувальні, будівельно-монтажні та спеціального призначення. Вантажопідйомність перевантажувальних козлових кранів коливається в межах 3,2–50 тонн, проліт становить 10–40 метрів, а висота підйому – від 7 до 16 метрів, в залежності від умов навантаження і розвантаження. Швидкість підйому складає 5–10 м/хв, швидкість переміщення візка – 20–40 м/хв, а переміщення самого крана – 20–60 м/хв. Перевантажувальні козлові крани призначені для перевантаження штучних та сипучих вантажів на складах, у портах і на залізничних станціях. Популярність здобули крани з гнучким підвісом захоплювальних механізмів, такі як крюкові, грейферні та магнітні. Для грейферних та крюкових кранів приймаються прискорення $0,15 \text{ м/с}^2$ та сповільнення $0,25 \text{ м/с}^2$. За даними ГОСТ 7352-88, параметри козлових кранів з вантажопідйомністю 3,2–32 т, проліт 10–32 м та висота підйому 7,1; 8,0; 9,0 та 10 м.

На початкових етапах розвитку козлових кранів зазвичай використовувався один двигун, розташований на мосту. Від двигуна обертовий рух передавався через систему валів і конічних зубчастих коліс до ходових коліс двох опор, як зображено на рисунку 1.1. Така конструкція механізму переміщення крана частково зменшує перекіс при неоднаковому навантаженні опор. Проте через складність ремонтних робіт цей привод більш не застосовується. Інша відома конструкція механізму переміщення передбачає використання електричного валу, при якому фазні ротори двигунів обох опор з'єднані між собою. Це дозволяє зменшити перекіс крана, однак висока вартість не дозволила цій конструкції отримати широке впровадження.

Механізм переміщення козлових кранів, як правило, реалізується з

окремими приводами для коліс протилежних опор. На кожній опорі зазвичай встановлюється асинхронний двигун з фазним ротором, що з'єднаний із ходовими колесами через редуктор. Ходові візки можуть бути одноколісними або багатоколісними, причому приводними є не більше 50% коліс. Важкі крани оснащують балансирними візками. Сучасні ходові колеса монтується на підшипниках кочення. Також існують козлові крани на пневмоколісному ході.

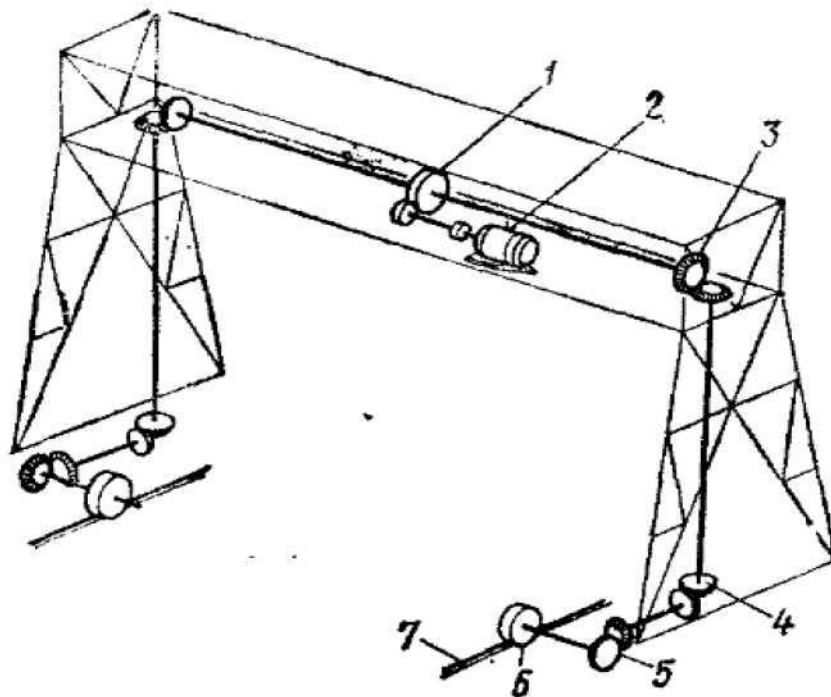


Рисунок 1.1 – Механізм переміщення козлового крану при встановленні одного двигуна на мосту

1 – редуктор; 2 – двигун; 3, 4, 5 – конічні редуктори;
6 – ходове колесо; 7 – рейки

Козлові крани, як правило, експлуатуються на відкритих майданчиках і можуть зазнавати значних вітрових навантажень. При вітровому тиску в межах $(15-25) \cdot 403$ Па козлові крани цілком надійно утримуються гальмами механізму переміщення. Якщо цей тиск перевищується, для запобігання аварії крани обладнуються протиугінними захватами. Увімкнення захватів

відбувається автоматично внаслідок роботи приладу, який вимірює тиск або швидкість вітру. Захвати можуть бути ручними або з механічним приводом. Перші достатньо ефективно утримують кран при вітровому навантаженні, але їх активація займає більше часу, ніж у автоматичних. У разі встановлення приводних захватів також потрібно передбачити ручні, щоб мати можливість їх використання в разі несправності основних. Автоматичні захвати повинні спрацьовувати лише при нерухомому крані (не виконання цієї умови може призвести до швидкого зносу механізму). Перед активацією захватів має бути увімкнено гальмо. Тривалість часу, необхідного для приведення гальма в дію до повної зупинки крана (6-8 секунд), відповідає часу активації захватів.

Згідно схемі на рисунку 1.2.а, на вихідному валу редуктора розміщено колесо, яке зчіплюється із зубчатим вінцем ходового колеса (або з зубчатим колесом, закріпленим на консольному кінці валу колеса).

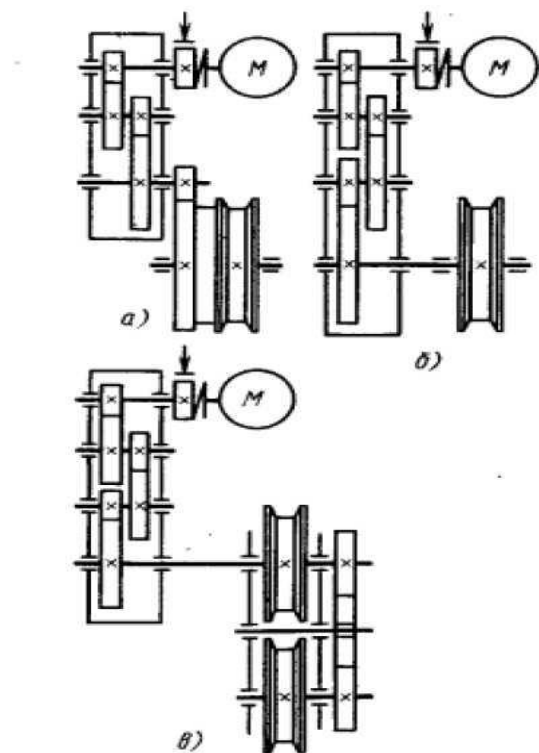


Рисунок 1.2 – Типові кінематичні схеми механізмів переміщення козлового крану

Встановлено, що консольне реверсивне навантаження на валу під час інтенсивної експлуатації швидко призводить до ослаблення кріплень редуктора і навіть до його лапового зламу. Спроби укріпити ці кріплення, збільшуючи міцність болтів та встановлюючи упори, не дали задовільних результатів. Тому іноді вихідний вал редуктора виконується з третьою додатковою опорою. Це дозволяє зменшити навантаження на корпус редуктора, але встановлення положення трьохопорного валу є трудомістким процесом. У деяких механізмах вал ведучого колеса монтується на двох опорах і з'єднують з редуктором за допомогою зубчастої муфти, що призводить до значного збільшення ширини ходового візка [3].

У механізмі переміщення з навісним редуктором (див. рис. 1.2.б) немає консольного навантаження й відкритих передач. Іноді вали редуктора і колеса з'єднують за допомогою жорсткої тарілчастої муфти. У балансирних візках зазвичай використовують механізм переміщення, зображений на рисунку 1.2.в. Балансирні візки можуть бути виконані зі зубчастими вінцями, які встановлені на проміжні ходові колеса і з'єднані між собою колесами [4].

У козлових кранах застосовують різноманітні вузли для установки ходових коліс. Наприклад, можуть використовуватися стандартні вузли мостових кранів з кутовими буксами. Однак рами візків з такими буксами є трудомісткими у виготовленні та важкими в плані матеріаломісткості; також на бокових частинах рам часто важко закріпити протиугінні захвати через їх невеликі розміри. Щоб уникнути цих недоліків, букси візків розташовують всередині опор, внаслідок чого необхідно піднімати стяжку над візками. Ця проблема не стосується візків зі спрощеними буксовими вузлами — циліндричними буксами, зварними буксами з косим роз'ємом тощо [3].

Принцип дії захоплювача з приводом, зображеним на рисунку 1.3, полягає в наступному. Після отримання сигналу від датчика швидкості або тиску вітру на вимкнення основних механізмів крана, та активації гальма і протиугінних захватів, двигун 7, через редуктор 6, приводить в обертальний

рух гвинт 5. Клиновий повзун 3 (з різьбленням і заблокованим від обертання) опускається, і при контакті стяжки кліщів 9 з головкою рейки, діє через похилі пази на ролики 2, які розташовані на верхніх кінцях важелів 1. Це призводить до розходження верхніх кінців важелів і затискання рейки. Наявність пружини гарантує обмеження зусилля затиску рейки, запобігаючи пошкодженням захвату. У крайніх положеннях повзуна відбувається автоматичне вимкнення двигуна [5].

За вихідне положення крана приймається його розташування на одному з крайніх рейок під час підняття вантажу. Кран разом із візком переміщується на необхідну відстань і зупиняється. Вантаж за допомогою підйомного механізму, розташованого на візку, опускається та від'єднується.

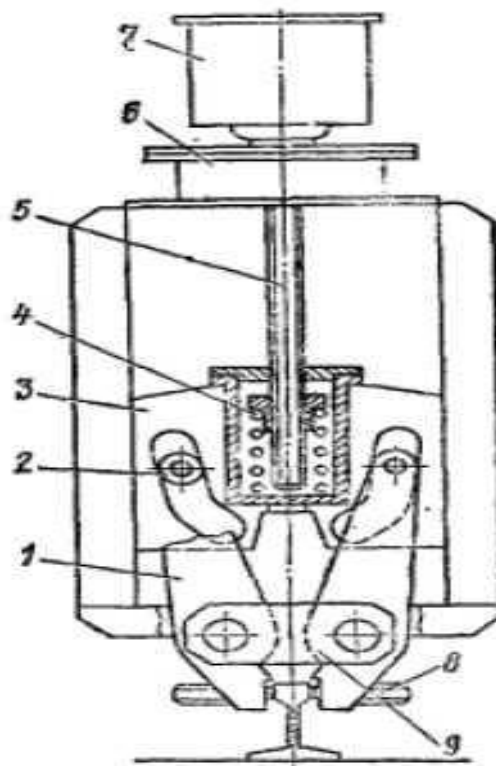


Рисунок 1.3 – Приводний захват

1 – важіль; 2 – ролик; 3 – клиновий повзун; 4 – пружина; 5 – гвинт;
6 – редуктор; 7 – двигун; 8 – ролик; 9 – стяжка кліщів

Далі підіймається пустий крюк і кран з візком, але вже без вантажу

переміщується у вихідне положення. Спускається крюк, чіпляється вантаж и здійснюється його підйом. На цьому цикл роботи механізму переміщення завершується. При наступній роботі цей цикл повторюється [1].

Забезпечення функціонування механізму передбачає виконання наступного циклу:

- переміщення крана з вантажем з вихідного положення;
- пауза під час опускання вантажу;
- переміщення крана без вантажу до вихідного положення;
- пауза під час підйому вантажу.

Швидкість переміщення крана без вантажу повинна перевищувати швидкість переміщення крана з вантажем.

Крановий електродвигун має бути з якомога нижчим моментом інерції, при цьому зберігаючи ту ж потужність та швидкість. Для покращення охолодження використовуються двигуни з підвищеним зазором, внаслідок чого значення номінального ковзання досягає 7-12%. Крім того, потрібно забезпечити підвищений пусковий момент та перевантажувальну здатність. Для підтримання нормального теплового режиму може бути застосоване примусове охолодження. Високі вимоги до перехідних процесів і динамічних характеристик системи електроприводу вимагають, щоб під час регулювання не відбувалися різкі стрибки струму і швидкості. Регулювання має проводитися плавно, щоб величини перерегулювання швидкості та струму не перевищували 5%, а статична похибка по швидкості під час руху не повинна перевищувати 10%. [3].

Основні вимоги до системи керування наступні:

- мінімальні габарити і маса;
- зручність монтажу, налагодження та діагностики, а також ремонту;
- відповідність вимогам техніки безпеки.

Згідно з розглянутими матеріалами, можна зробити висновок, що на сучасному етапі розвитку виробництва до автоматизованих електроприводів

висуваються суворі вимоги щодо точності та діапазону регулювання. Це, в свою чергу, вимагає вдосконалення наявних систем і розробки нових механізмів управління електроприводами з використанням сучасних автоматизаційних технологій. Виходячи із стандартів і вимог до проектування козлових кранів [4] та технологічних умов було використано наступні вихідні данні для проектування, що подано в таблиці 1.1 [5]:

Таблиця 1.1

Вихідні дані для проектування

<i>Назва параметру</i>	<i>Значення параметру</i>
Тип крану	Консольно-козловий
Номінальна вантажопідйомність Q , т	12,5
Номінальна швидкість переміщення крану $V_{кр}$, м/с	0,63
Максимальну висота підйому вантажу H , м	10
Проліт L , м	32
Виліт консолі L_k , м	10
Довжина робочої ділянки L_p , м	25
Висота пролітної балки крану h , м	3
Маса крану $m_{кр}$, т	42
Група режиму роботи	(4М)
Місце встановлення	Відкритий майданчик
Номінальний ПВ, %	25

Загальний вигляд консольно-козлового крану приведено на рисунку 1.4.

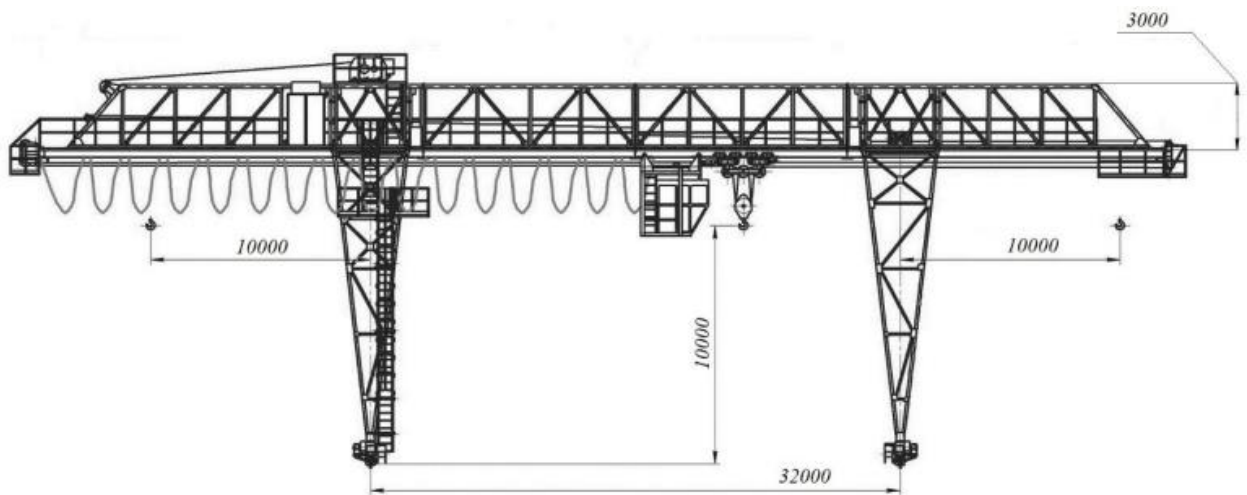


Рисунок 1.4 – Загальний вигляд консольно-козлового крану

Висновки по розділу

У цьому розділі було розглянуто технологічний процес роботи козлового крану та особливості його експлуатації, на основі яких були зібрані вихідні дані для проектування електроприводу механізму переміщення козлового крану. В аналізованих матеріалах можна зробити висновок, що сучасному етапу розвитку виробництва відповідно до автоматизованих електроприводів висуваються суворі вимоги щодо точності та діапазону регулювання. Це, в свою чергу, потребує вдосконалення існуючих систем і розробки нових методів управління електроприводами з використанням сучасних автоматизаційних технологій.

2 РОЗРАХУНОК МЕХАНІЗМУ ПЕРЕМІЩЕННЯ КОНСОЛЬНО-КОЗЛОВОГО КРАНУ

Механізми переміщення забезпечують рух вантажопідйомного крану по горизонтальних або похилих рейках. Найпоширенішими в кранах є механізми переміщення з роздільним приводом для ходових коліс. Ці механізми мають меншу загальну масу та характеризуються простотою конструкції. Під час руху по рейках, кран постійно відхиляється від прямолінійного руху, що призводить до виникнення так званих перекосів. При перекосі одна зі сторін крана випереджає або відстає від іншої.

При використанні механізму переміщення з роздільним приводом і циліндричними ходовими колесами відбувається періодичний перерозподіл навантаження між електродвигунами обох приводів через металеву конструкцію крана, розміри та жорсткість якої можуть впливати на характер його руху. Завдяки здатності до вирівнювання, перекоси при русі крана зменшуються, що сприяє подовженню терміну служби ходових коліс і рейок.

Компонування приводу залежить від місця його встановлення та типу передаточного механізму (редуктора). У схемах приводу використовуються як вертикальні, так і горизонтальні редуктори.

Рекомендована схема механізму переміщення консольно-козлового крана з роздільним приводом зображена на рисунку 2.1. Загальна кількість ходових коліс (z) для крана визначається в залежності від вантажопідйомності.

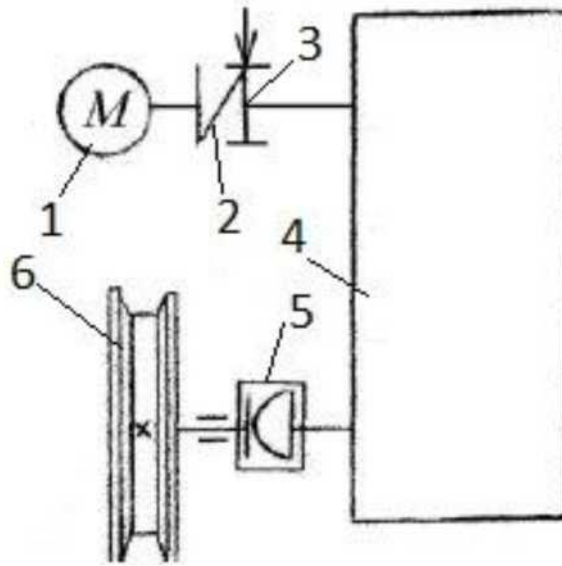


Рисунок 2.1 – Кінематична схема механізму переміщення консольно-козлового крану

1 – електродвигун, 2 – пружна муфта, 3 – гальмо, 4 – вертикальний циліндричний редуктор, 5 – зубчата муфта, 6 – ходове колесо

Скористаємось методикою розрахунку [4]. Сили тяжіння:

- крану

$$F_{G_{кр}} = m_{кр} g = 42 \cdot 9,8 = 411,6 \text{ кН}; \quad (2.1)$$

- вантажу та вантажозахватного пристрою

-

$$F_{G_T} = Qg = 12,5 \cdot 9,8 = 122,5 \text{ кН}; \quad (2.2)$$

- вантажного візка

-

$$F_{G_{ГТ}} = 0,4Qg = 0,4 \cdot 12,5 \cdot 9,8 = 49 \text{ кН}. \quad (2.3)$$

Найбільше статичне навантаження на колеса двох ходових візків, що спираються на рейку В, як зображено на рисунку 2.2, визначається з рівняння:

$$\sum M_{F(A)} = 0 \quad (2.4)$$

$$F_{G_{кр}} \cdot \frac{L}{2} + (F_{G_T} + F_{G_T}) \cdot (L + l) - F_{RB} L = 0. \quad (2.5)$$

$$F_{RB} = \frac{F_{G_{кр}} \cdot \frac{L}{2} + (F_{G_T} + F_{G_T})(L + (L_k - 2))}{L} =$$

$$= \frac{411,6 \cdot \frac{32}{2} + (122,5 + 49) \cdot (32 + 8)}{32} = 420,2 \text{ кН}, \quad (2.6)$$

З урахуванням кількості ходових коліс, що спираються на одну рейку, максимальне навантаження на одне колесо

$$F_{R_{\max}} = \frac{F_{RB}}{z/2} = \frac{420,2}{4/2} = 210,1 \text{ кН}, \quad (2.7)$$

де $z = 4$ – загальна кількість коліс крану.

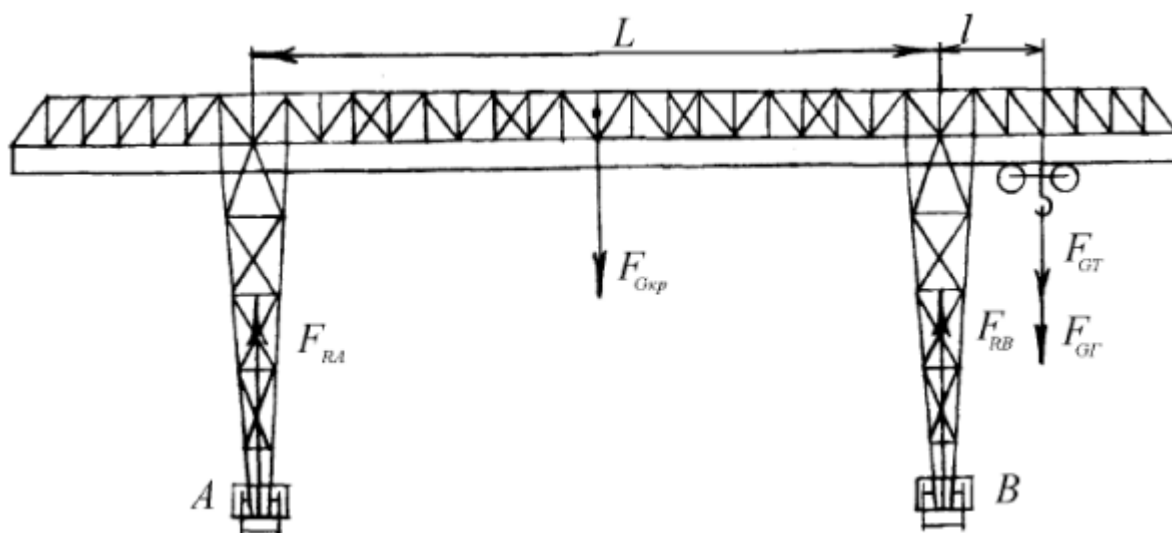


Рисунок 2.2 – Розрахункова схема навантажень

Загальний опір переміщення крану від статичних навантажень

$$F_{пер} = F_{тр} + F_{укл} + F_{в}; \quad (2.8)$$

де $F_{тр}$ – опір від сил тертя,

$F_{укл}$ – опір від уклону рейки,

$F_{в}$ – опір від вітрового навантаження.

Опір тертя при русі крану по прямому рейковому шляху:

$$\begin{aligned} F_{тр} &= \kappa_p (m_{кр} + Q) g \frac{fd_u + 2\mu}{D_k} = \\ &= 2,2 \cdot (42 + 12,5) \cdot 9,8 \cdot \frac{0,015 \cdot 0,11 + 2 \cdot 0,0006}{0,5} = 6,7 \text{ кН} \end{aligned} \quad (2.9)$$

де $\kappa_p = 2,0..2,5$ – коефіцієнт, що враховує додаткові опори від тертя реборд і торців маточин ходових коліс;

$g = 9,8 \text{ м/с}^2$ – прискорення вільного падіння;

f – коефіцієнт тертя (приведений до цапфи валу) в підшипниках опор валу ходового колеса, приймається в шарикових та роликових підшипниках кочення $f = 0,015$;

μ – коефіцієнт тертя (плече реактивної сили) кочення ходових коліс по рейках, m ;

d_u – діаметр цапфи валу (осі) ходового колеса, m ;

D_k – діаметр ходового колеса, m .

Параметри μ , d_u , D_k обрано виходячи з технологічних вимог [4].

Складова навантаження від уклону підкранового рейкового шляху визначається у межах максимально допустимого уклону:

$$F_{укл} = (m_{кр} + Q) g \cdot \sin \alpha = (42 + 12,5) \cdot 9,8 \cdot 0,003 = 1,6 \text{ кН} \quad (2.10)$$

де $\sin \alpha$ – уклон рейкового шляху (0,003 – для козлових кранів).

Вітрове навантаження на 60–80% впливає на потужність приводів механізму переміщення крана. Вимоги до забезпечення плавного пуску і гальмування механізму часто призводять до ускладнення як самих приводів, так і їх схем управління, особливо при порівняно рідко діючому вітровому навантаженні. Вітрове навантаження на кран визначається в робочому стані, коли кран експлуатується з номінальним вантажем.

Розподілене вітрове навантаження $\rho(r)$ на одиницю розрахункової площі елемента конструкції в даній зоні висоти [2].

$$p = q \cdot k \cdot c \cdot n = 125 \cdot 1 \cdot 1,375 \cdot 1 = 171,875 \text{ Па}, \quad (2.11)$$

де $q = 125 \text{ Па}$ – динамічний тиск вітру, що приймається незалежно від району встановлення крану;

k – коефіцієнт, що враховує зміну динамічного тиску по висоті, що приймається $k = 1$ (для висоти 10 м);

c – коефіцієнт аеродинамічної сили, що приймається для пролітних балок $c = 1,375$ [4];

$n = 1$ – коефіцієнт перевантаження для робочого стану крану.

$$L' = L + 2L_k = 32 + 2 \cdot 10 = 52 \text{ м} \quad (2.12)$$

– довжина пролітної балки для консольно-козлового крану, м.

$$A = hL' = 3 \cdot 52 = 156 \text{ м}^2 \quad (2.13)$$

де h – висота пролітної балки, м;

Статична складова вітрового навантаження на елементи конструкції крану [2]

$$F_s^k = pAK_{cna} = 171,875 \cdot 156 \cdot 0,35 = 9,4 \text{ кН} \quad (2.14)$$

де A – розрахункова площа конструкції;

$K_{cпл}$ – коефіцієнт суцільності, що приймається для ґратчастих ферм $K_{cпл} = 0,35$ [2];

Статична складова вітрового навантаження на вантаж

$$F_в^Г = q k c п A_Г = 125 \cdot 1 \cdot 1,2 \cdot 1 \cdot 12 = 1,8 \text{ кН} \quad (2.15)$$

Повний опір від вітрового навантаження на кран в робочому стані

$$F_в = F_в^к + F_в^Г = 9,4 + 1,8 = 11,2 \text{ кН} \quad (2.16)$$

Загальний опір переміщенню крану від статичних навантажень

$$F_{пер} = F_{тр} + F_{укл} + F_в = 6,7 + 1,6 + 11,2 = 19,5 \text{ кН}. \quad (2.17)$$

Енергосиловий розрахунок параметрів технологічного об'єкта. Час розгону гальмування

$$t_{pz} = \frac{V_{кр}}{a} = \frac{0,63}{0,8 \cdot 0,16} = 4,92 \text{ с} \quad (2.18)$$

де $a = 0,8 \cdot a_{max}$ – робоче прискорення.

Відстань розгону-гальмування:

$$L_{pz} = \frac{a_{max} \cdot 0,8 \cdot t_{pz}^2}{2} = \frac{0,8 \cdot 0,63 \cdot 4,92^2}{2} = 1,54 \text{ м} \quad (2.19)$$

Відстань руху з постійною швидкістю:

$$L_{уст} = L_p - 2 \cdot L_{pz} = 25 - 2 \cdot 1,54 = 21,92 \text{ м} \quad (2.20)$$

Час роботи з постійною швидкістю:

$$t_{уст} = \frac{L_{уст}}{V_{кр}} = \frac{21.92}{0.63} = 34.79 \text{ с} \quad (2.21)$$

Час роботи на одній ділянці:

$$t_p = t_{уст} + 2t_{рз} = 34.79 + 2 \cdot 4.92 = 44.63 \text{ с} \quad (2.22)$$

Час роботи повного циклу:

$$t_u = 2 \cdot t_p = 2 \cdot 44.63 = 89.26 \text{ с} \quad (2.23)$$

Час паузи повного циклу:

$$t_n = \frac{t_u}{TB} - t_u = \frac{89.26}{0.25} - 89.26 = 267.78 \text{ с} \quad (2.24)$$

Час повного циклу:

$$T_{мц} = t_u + t_n = 89.26 + 267.78 = 357.04 \text{ с} \quad (2.25)$$

Задамося швидкістю обертання $n = 1000 \text{ об/хв}$.

Частота обертання:

$$\omega_n = \frac{2 \cdot \pi \cdot n_n}{60} = \frac{2 \cdot 3.14 \cdot 1000}{60} = 104.6 \text{ рад/с} \quad (2.26)$$

Тахограма руху механізму зображена на рисунку 2.3.

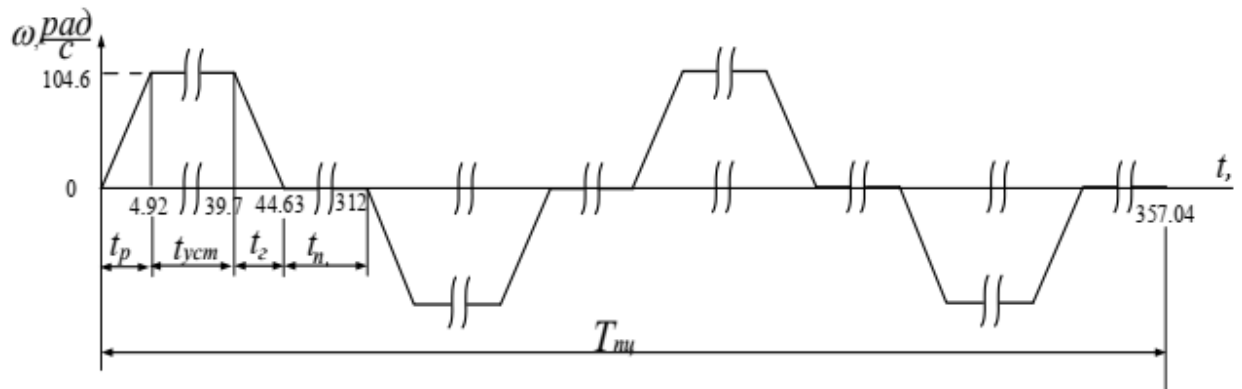


Рисунок 2.3 – Тахограма руху механізму

Кутова швидкість обертання коліс:

$$\omega_k = \frac{2 \cdot V_{кр}}{D_k} = \frac{2 \cdot 0.63}{0.5} = 2.52 \text{ рад / с} \quad (2.27)$$

Передатне число

$$i = \frac{\omega_d}{\omega_k} = \frac{104.6}{2.52} = 42 \quad (2.28)$$

Із врахуванням передатного числа було обрано для групи режиму (4М) і частоти обертання валу двигуна редуктор вертикальний крановий типу ВКУ – 610М [4].

Фактична швидкість переміщення крану

$$V_{кр}^{\phi} = \frac{V_{кр} \cdot i'}{i} = \frac{0.63 \cdot 42}{40} = 0.66 \text{ м / с} \quad (2.29)$$

Зміна величини швидкості

$$\Delta V = \left| \frac{V_{кр} - V_{кр}^{\phi}}{V_{кр}} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{0,63 - 0,66}{0,63} \right| \cdot 100\% = 4,8\% \quad (2.30)$$

Фактична швидкість переміщення крану вище заданої на 4,8%, що є допустимим.

Момент на валу двигуна

$$M_c = \frac{F_{неp} \cdot D_k}{2 \cdot a \cdot i \cdot \eta_m} = \frac{19500 \cdot 0,5}{2 \cdot 2 \cdot 40 \cdot 0,85} = 71,7 \text{ Н} \cdot \text{м} \quad (2.31)$$

де η_m – ККД механізму переміщення,

$a = 2$ – кількість механізмів переміщення.

Вибір електродвигуна для механізму переміщення здійснюється на основі статичної потужності, необхідної для усталеного руху в робочому стані. Статична потужність електродвигуна одного приводу приблизно визначається:

$$P_c = \frac{F_{неp} \cdot V_{кр}}{a \cdot \eta_m} = \frac{19500 \cdot 0,63}{2 \cdot 0,85} = 7,2 \text{ кВт} \quad (2.32)$$

Максимально допустиме прискорення крану під час пуску за умови зчеплення

$$[a]_{\max} = \left[\frac{z_{нр}}{z} \left(\frac{\varphi}{\kappa_{\varphi}} + \frac{fd_u}{D_k} \right) - (2\mu + fd_u) \frac{\kappa_p}{D_k} - \frac{F_g}{m_{кр}g} \right] g =$$

$$= \left[\frac{2}{4} \left(\frac{0,12}{1,1} + \frac{0,015 \cdot 0,11}{0,5} \right) - (2 \cdot 0,0006 + 0,015 \cdot 0,11) \frac{2,2}{0,5} - \frac{11,2}{42 \cdot 9,8} \right] \cdot 9,8 = 0,16 \text{ м} / \text{с}^2.$$

Розрахункова величина $[a]_{\max}$ порівнюється з нормативними даними. За

нормами [1] для крану з ручним стропуванням найбільше допустиме прискорення та сповільнення $[a]$ механізму переміщення з вантажопідйомністю $Q = 12,5 \text{ т}$ не має перевищувати $0,15 \text{ м / с}^2$.

Найменший допустимий час пуску за умовою зчеплення коліс

$$[t]_{\min} = \frac{V_{\text{кр}}^{\phi}}{[a]_{\max}} = \frac{0,6}{0,15} = 4 \text{ с.} \quad (2.34)$$

Сумарний момент інерції ротора двигуна та пружної втулково-пальцевої муфти з гальмівним шківом

$$J_{\Sigma} = J_p + J_m = 0,058 + 0,32 = 0,378 \text{ кг} \cdot \text{м}^2 \quad (2.35)$$

Необхідна еквівалентна потужність електродвигуна для робочої частини циклу механізму переміщення

$$P_s = \gamma P_c = 1,15 \cdot 7,2 = 8,28 \text{ кВт} \quad (2.36)$$

де γ – допоміжний коефіцієнт (для відкритого повітря).

Необхідна потужність двигуна за умовами нагріву з урахуванням пауз протягом циклу

$$P_{\text{ПВ}} = \kappa \cdot P_s = 0,5 \cdot 8,28 = 4,14 \text{ кВт} \quad (2.37)$$

де κ – коефіцієнт, що враховує номінальну відносну тривалість вмикання (ПВ або ТВ), обрано значення для режиму (4М).

Номінальна потужність двигуна 4А132М6У3 складає 7.5 кВт, відповідно $P_{\text{де}} > P_{\text{ПВ}}$. Умова перевірки виконується.

Висновки по розділу.

У цьому розділі було розраховано необхідну потужність для двигуна. Згідно з каталогом, було обрано асинхронний двигун з короткозамкненим ротором типу 4А132М6У3 потужністю 7.5 кВт. Проведено розрахунки зусиль, що чинять опір руху крана, визначено статичний момент і обчислено реальні швидкість і прискорення двигуна.

3 ВИБІР ЕЛЕКТРОДВИГУНА, ЕЛЕКТРООБЛАДНАННЯ ТА ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ СИЛОВОЇ ЧАСТИНИ

Вибираємо з довідника [5] асинхронний двигун з короткозамкненим ротором з параметрами наведеними в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1

Паспортні дані двигуна 4А132М6У3

Номінальна потужність	$P_{2H} = 7.5 \text{ кВт}$
Номінальна лінійна напруга статора	$U_{1лн} = 380 \text{ В}$
Число пар полюсів	$p_n = 3$
Момент інерції	$J_{\delta} = 0.058 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$
Коефіцієнт корисної дії	$\eta = 0.855$
Коефіцієнт потужності	$\cos(\varphi) = 0.81$
Перевантажувальна здатність	$\lambda = 2.5$
Номінальне ковзання	$s_H = 0.032$
Номінальна частота напруги статора	$f = 50 \text{ Гц}$
<i>Параметри Г-подібної схеми заміщення (відносні одиниці)</i>	
Індуктивний опір розсіювання статора	$\bar{x}'_1 = 0.07 \text{ Ом}$
Активний опір статора	$\bar{R}'_1 = 0.06 \text{ Ом}$
Приведений індуктивний опір розсіювання ротора	$\bar{x}^*_2 = 0.11 \text{ Ом}$
Приведений активний опір ротора	$\bar{R}^*_2 = 0.04 \text{ Ом}$
Індуктивний опір намагнічуючого контуру	$\bar{x}_{\mu} = 2.1 \text{ Ом}$

Відповідно до розрахованого значення електричної потужності вибираємо перетворювач частоти типу АВВ ACS550-01-023А-4, номінальною потужністю 11 кВт з параметрами наведеними в таблиці 3.2 [6].

Таблиця 3.2

Паспортні дані перетворювача АВВ ACS550-01-023А-4 [6]

Частота	48 ... 63 Гц
Напруга	380-480 В
Потужність	11 кВт
Струм	23 А
Клас ізоляції	IP21
Тип установки	Установка на стіні
Кількість фаз	3 фази
Час прискорення/сповільнення	0.1 – 1800 с

АВВ ACS550 – увібрав в себе майже всі останні розробки компанії АВВ, що забезпечує високий технічний рівень , відмінні показники надійності і зручність використання перетворювача. У приводі ACS 550 використовується принцип векторного управління, що дозволяє отримати високий крутний момент двигуна на низьких частотах обертання і дозволяє підвищити якість технологічного процесу [6].

В стандартній комплектації привід ACS550 оснащується :

- вбудованим фільтром електромагнітної сумісності (ЕМС);
- в залежності від потужності – дроселем зі змінною індуктивністю на шині постійного струму або дроселем на вході приводу (дозволяє максимально знизити рівень перешкод, що генеруються

перетворювачем і підвищує нечутливість до нестабільності мережі живлення);

- сполучної клемної коробкою, що дозволяє виконати кріплення кабелів до корпусу приводу з одночасним заземленням екранів;
- широким набором вбудованих захистів, що дозволяють в більшості випадків запобігти пошкодженню самого приводу, керованого їм двигуна і механізму;
- макросом для управління зовнішнім технологічним параметром за допомогою одного з 2 вбудованих ПД-регуляторів;
- 2 Макросами користувача і 8 стандартними макросами;
- Вбудованим протоколом Modbus RTU (інтерфейс RS-485).

Зовнішній вигляд перетворювача зображено на рисунку 3.1.



Рисунок 3.1 – Зовнішній вигляд перетворювача частоти ABB-ACS550

Також обрано інкрементальний енкодер (датчик швидкості) HOG 165, від виробника Hubner з максимальною частотою обертання 6000 об/хв.

Для з'єднання перетворювача частоти з мережею та двигуном в даному випадку обрано кабель марки ПВЗ перерізу $S = 2.5\text{мм}^2$. Для забезпечення

безпеки усіх складових електроприводу використано автоматичний вимикач ВА77-1-63 з параметрами в таблиці 3.3.

Таблиця 3.3

Паспортні дані вимикача ВА77-1-63

Номінальна напруга, В	380
Номінальний струм, А	25
Відмикаюча здатність, кА	15
Кількість фаз	3
Діапазон робочої температури, °С	-25 ÷ +55

Також застосовуються кінцеві вимикачі КУ-701 У1 для козлових кранів, що встановлюються на протилежних кінцях рейок, для унеможливлення виходу крану з рейок.

Схему електричну принципову, що зображена на рисунку 3.2, можна описати наступним чином:

- живлення на частотний перетворювач *FC* подається шляхом вмикання автоматичного вимикача *QF1*;
- трифазна змінна напруга величиною у $\sim 380\text{В}$ у випрямлячі перетворюється на постійну пульсуючу 540В , де в ланці постійного струму згалджується конденсаторами *C*;
- постійна напруга шляхом комутації IGBT *Q1-Q6* набуває необхідної форми та величини, яка в свою чергу живить двигун.

Контролер на базі цифрового сигнального процесору, аналізуючи дані з датчиків струму *ДС*, датчика напруги та енкодера, а також керуючись сигналами з пульта керування оператора *ПКО*, відповідно керує інвертором. Контакти кінцевих вимикачів *SQ*, при спрацюванні, розмикають канал дозволу роботи і привод зупиняється. На ПКО винесено:

- кнопки «ВПЕРЕД», «НАЗАД», «СТОП» та «ДОЗВІЛ», що відповідно дають команди на рух вперед, назад, на зупинку та загальний дозвіл роботи.
- Лампи HLR, HLB, HLG для індикації режимів роботи.

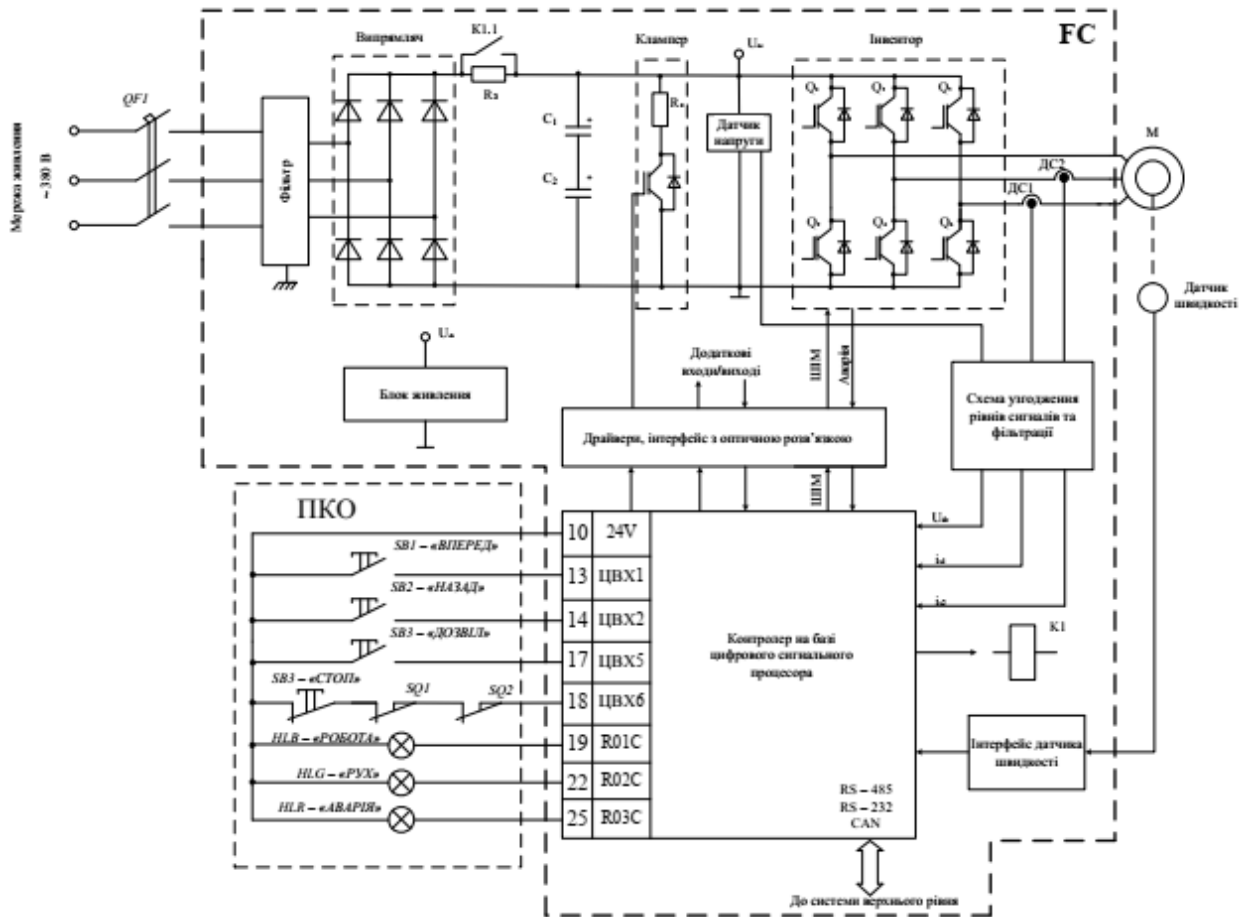


Рисунок 3.2 – Схема електрична принципова

Висновки по розділу. В даному розділі було обрано асинхронний двигун з короткозамкненим ротором 4A132M6У3 та наведено його параметри. До розрахованого значення потужності вибрали перетворювач частоти АВВ ACS550-01-023-А4 з номінальною потужністю 11кВт. Приведено параметри автоматичного вимикача ВА77-1-63 та переріз кабелю ПВЗ. Обрано кінцевий вимикач КУ-701 У1. Розроблено схему електричну принципову.

4 МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОГО ОБ'ЄКТА. РОЗРАХУНОК СТАТИЧНИХ ТА ДИНАМІЧНИХ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

Запишемо рівняння електричної рівноваги:

$$\begin{aligned} u_1 &= R_1 i_1 + \frac{d\psi_1}{dt} + \omega_k J \psi_1 \\ u_2 &= R_2 i_2 + \frac{d\psi_2}{dt} + (\omega_k - \omega) J \psi_2 \end{aligned} \quad (4.1)$$

$$\begin{aligned} \psi_1 &= L_1 \cdot i_1 + L_{12} \cdot i_2 \\ \psi_2 &= L_{12} \cdot i_1 + L_2 \cdot i_2 \end{aligned} \quad (4.2)$$

$$M = L_{12} i_1^T J i_2 \quad (4.3)$$

де вектори $u_1, u_2, i_1, i_2, \psi_1, \psi_2$ представлені в системі координат (u-v).

Рівняння (4.1) – (4.3), що описують динамічну модель електричної частини асинхронного двигуна (АД) у системі координат (u-v), яка обертається з кутовою швидкістю ω_k , не залежать від кутового положення. Це зумовлено тим, що у фіктивній машині в системі координат (u-v) обмотки статора і ротора залишаються взаємно нерухомими, що ілюструється на рисунку 4.1.

Найбільш часто застосовуються наступні системи координат (u-v):

- $\omega_k = 0$ система координат (u-v) трансформується до стаціонарної системи координат статора (a-b);
- $\omega_k = \omega$ – система координат (u-v) стає системою координат ротора (d-q);
- $\omega_k = \omega_0$, де ω_0 – частота обертання поля електричної машини, при такому виборі маємо синхронну систему координат.

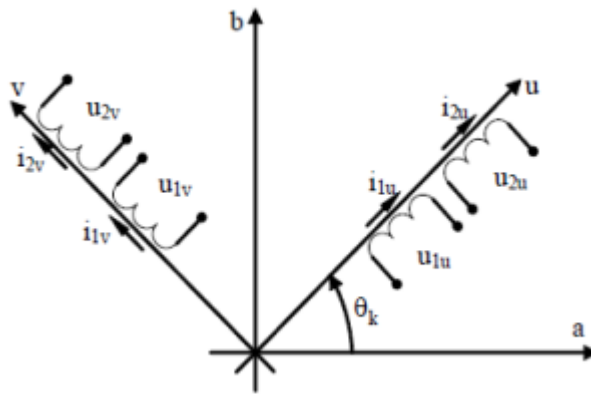


Рисунок 4.1 – Схематизація узагальненої електричної машини в системі координат (u-v)

Відповідно до задач дослідження, система координат статора (a-b) при $\omega_k = 0$ використовується при моделюванні АД з короткозамкненим ротором; система координат ротора (d-q) $\omega_k = 0$ – при дослідженні синхронних машин; синхронна система координат $\omega_k = \omega_0$ – є базовою при дослідженні та синтезі алгоритмів керування.

Виходячи з (4.1) при обраному варіанті системи координат (u-v) можуть бути сформовані моделі АД, записані через різні комбінації пар векторів, що входять в рівняння (4.1) – (4.3).

Для взаємозв'язку реальних електричних трифазних змінних $x_{(abc)}$ електричної машини та двофазних змінних $x_{(\alpha\beta)}$ узагальненої машини використовуються наступні вирази

$$x_{(\alpha\beta)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} x_{(abc)} \stackrel{\Delta}{=} [3 \rightarrow 2] x_{(abc)} \quad (4.4)$$

де $[3 \rightarrow 2]$ – матриця перетворення векторів трифазних змінних $x_{(abc)}$ до двофазних $x_{(\alpha\beta)}$; $x_{(\alpha\beta)}$ – вектор у будь-якій двофазній системі координат (a-b), (d-q), (u-v).

Зворотнє перетворення визначається у вигляді

$$x_{(abc)} = [2 \rightarrow 3]x_{(\alpha\beta)}, \text{де } [2 \rightarrow 3] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

При використанні перетворення (4.4) амплітудні значення трифазних та двофазних змінних зберігаються в усталеному режимі. Потужності в трифазній $P_{(abc)}$ та двофазній $P_{(\alpha\beta)}$ системах пов'язані коефіцієнтом $3/2$, тобто

$$P_{(abc)} = \frac{3}{2}P_{(\alpha\beta)} \quad (4.6)$$

В теорії електромеханічного перетворення енергії прийнято використовувати, так звану, Т-подібну схему заміщення, яка показана на рисунку 4.2.

На схемі заміщення позначено: L_m – індуктивність намагнічування (контуру намагнічування), яка дорівнює $L_m = \frac{m}{2}L_{12}$, де m – фазність обмотки; $L_{1\sigma}$, $L_{2\sigma}$ – індуктивності розсіювання статора і ротора, які визначаються з виразів

$$\begin{aligned} L_1 &= L_{1\sigma} + L_m \\ L_2 &= L_{2\sigma} + L_m \end{aligned} \quad (4.7)$$

У трифазних АД $m = 3$, тому при використанні перетворення (4.4), рівняння для потокозчеплень (4.2) та моменту запишуться у вигляді

$$\begin{aligned} \psi_1 &= L_1 i_1 + L_m i_2 \\ \psi_2 &= L_m i_1 + L_2 i_2, \end{aligned} \quad (4.8)$$

$$M = \frac{3}{2} L_m i_1^T J i_2 \quad (4.9)$$

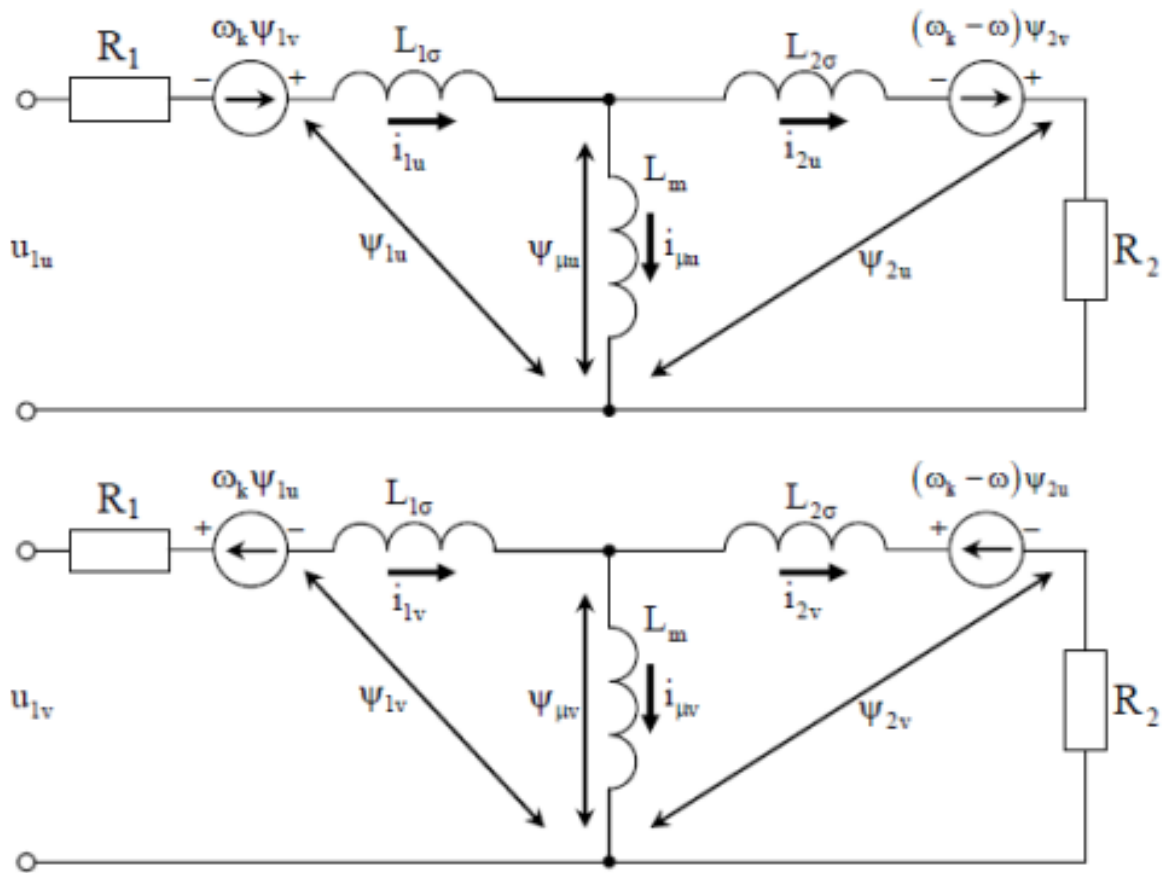


Рисунок 4.2 – Схема заміщення асинхронного двигуна в системі координат (u-v)

За допомогою рівнянь електричної рівноваги (4.1) та виразів для потокозчеплень і моменту (4.9) формується базова модель асинхронного двигуна (АД), яка використовується при вивченні електромеханічних систем з асинхронними двигунами.

Виключимо з (4.1) при $u_2 = 0$, $\omega_k = 0$ вектори i_2 та u_1 використанням (4.8). Вираз для i_2 з другого рівняння (4.8) буде

$$i_2 = L^{-1} (\psi_2 - L_m i_1) \quad (4.10)$$

Підстановка (4.10) в друге рівняння (4.1) дає

$$\dot{\psi}_2 = -\alpha\psi_2 + \omega J\psi_2 + \alpha L_m \dot{i}_1, \quad (4.11)$$

де $\alpha = R_2 / L_2 = T_R^{-1}$, T_R – стала часу роторного кола.

Після підстановки виразу для ψ_1 з (4.8) в перше рівняння (4.2), а також перетворень з урахуванням (4.10), отримаємо рівняння динаміки струму статора

$$\dot{i} = -\frac{R_1}{\sigma} i_1 - \beta \dot{\psi} + \frac{1}{\sigma} u_1, \quad (4.12)$$

де $\sigma = L_1 \left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \right)$, $\beta = \frac{L_m^2}{\sigma L_2}$.

$$M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} i_1^T J \psi_2 \quad (4.13)$$

При розгляді узагальненої електричної машини приймається, що кількість пар полюсів дорівнює одиниці. Якщо машина має кількість пар полюсів p_n , відмінну від одиниці, тоді рівняння моменту (4.13), а також складова $\omega J\psi_2$ в (4.11) масштабуються множителем p_n . [5]

Поєднуючи (4.11), (4.12), (4.13) з рівняннями руху механічної частини з моментом інерції J , математична модель АД запишеться у наступному вигляді [5]

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\theta} = \omega \\ \dot{\omega} = \frac{1}{J} [M - M_C], M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p_n (\psi_{2a} i_{1b} - \psi_{2b} i_{1a}) \\ \dot{i}_{1a} = -\gamma i_{1a} + \alpha \beta \psi_{2a} + \beta p_n \omega \psi_{2b} + \frac{1}{\sigma} u_{1a} \\ \dot{i}_{1b} = -\gamma i_{1b} + \alpha \beta \psi_{2b} - \beta p_n \omega \psi_{2a} + \frac{1}{\sigma} u_{1b} \\ \dot{\psi}_{2a} = -\alpha \psi_{2a} - p_n \omega \psi_{2b} + \alpha L_m i_{1a} \\ \dot{\psi}_{2b} = -\alpha \psi_{2b} + p_n \omega \psi_{2a} + \alpha L_m i_{1b} \end{array} \right. \quad (4.14)$$

Визначимо змінні в синхронній системі координат наступним чином

$$x^{(d-q)} = e^{-j\theta_0} x^{(a-b)}, \quad (4.15)$$

де x – двомірні вектори напруги, струму, потокозчеплення.

В силу перетворення (4.15) модель (4.14) набуває вигляду

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\theta} = \omega \\ \dot{\omega} = \frac{1}{J} [M - M_C], M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p_n (\psi_{2d} i_{1q} - \psi_{2q} i_{1d}) \\ \dot{i}_{1d} = -\gamma i_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \alpha \beta \psi_{2d} + \beta p_n \omega \psi_{2q} + \frac{1}{\sigma} u_{1d} \\ \dot{i}_{1q} = -\gamma i_{1q} - \omega_0 i_{1d} + \alpha \beta \psi_{2q} - \beta p_n \omega \psi_{2d} + \frac{1}{\sigma} u_{1q} \\ \dot{\psi}_{2d} = -\alpha \psi_{2d} - \omega_2 \psi_{2q} + \alpha L_m i_{1d} \\ \dot{\psi}_{2q} = -\alpha \psi_{2q} + \omega_2 \psi_{2d} + \alpha L_m i_{1q} \end{array} \right. \quad (4.16)$$

де частота ковзання дорівнює $\omega_2 = \omega_0 - p_n \omega$.

Кутова швидкість вектору напруги статора

$$\omega_{0n} = 2\pi f = 2 \cdot 3.14 \cdot 50 = 314.159 \text{ рад} / \text{с} \quad (4.17)$$

Швидкість ідеального холостого ходу

$$\omega_{x.x.} = \frac{\omega_{0n}}{p_n} = \frac{314}{3} = 104.72 \text{ рад} / \text{с} \quad (4.18)$$

Номінальна швидкість двигуна

$$\omega_H = \omega_{x.x.} (1 - s_n) = 104.72 \cdot (1 - 0.032) = 101.369 \text{ рад} / \text{с} \quad (4.19)$$

Номінальний момент двигуна

$$M_H = \frac{P_{2n}}{\omega_n} = \frac{7500}{101.3} = 73.98 \text{ Н} \cdot \text{м} \quad (4.20)$$

Критичний момент двигуна

$$M_K = \lambda \cdot M_n = 2.5 \cdot 73.98 = 184.96 \text{ Н} \cdot \text{м} \quad (4.21)$$

Номінальні значення фазної напруги та струму статора

$$U_n = \frac{U_{1n}}{\sqrt{3}} = \frac{380}{\sqrt{3}} = 219.393 \text{ В} \quad (4.22)$$

$$I_n = \frac{P_{2n}}{3 \cdot U_n \cdot \eta \cdot \cos(\varphi)} = \frac{7500}{3 \cdot 219.393 \cdot 0.855 \cdot 0.81} = 16.454 \text{ А} \quad (4.23)$$

Амплітудне значення фазної напруги і статора

$$U_{na} = \sqrt{2} \cdot U_n = \sqrt{2} \cdot 219.393 = 310.269 \text{ B} \quad (4.24)$$

$$I_{na} = \sqrt{2} \cdot I_{1n} = \sqrt{2} \cdot 16.454 = 23.269 \text{ A} \quad (4.25)$$

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

$$\psi_{1XX} = \frac{U_{na}}{\omega_{0n}} = \frac{310.269}{314.159} = 0.988 \text{ Bб} \quad (4.26)$$

Математична модель АД, отримана для Т-подібної схеми заміщення, що показана на рисунку 4.3, в той час як приведені вище параметри відповідають Г-подібній схемі заміщення [5], рисунок 4.4 Для перерахунку параметрів з Г-подібної схеми в Т-подібну використовується методика, яка наведена в [7].

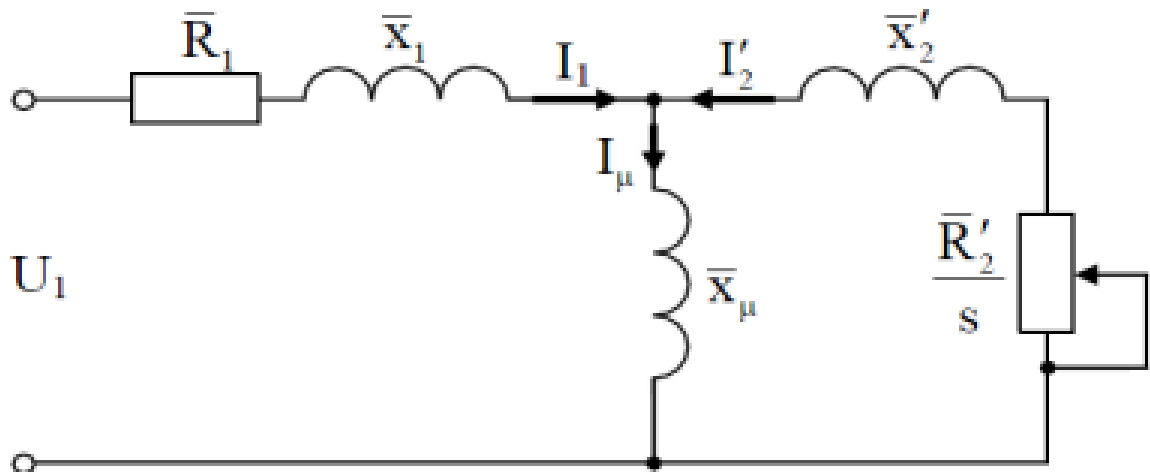


Рисунок 4.3 – Т-подібна схема заміщення АД

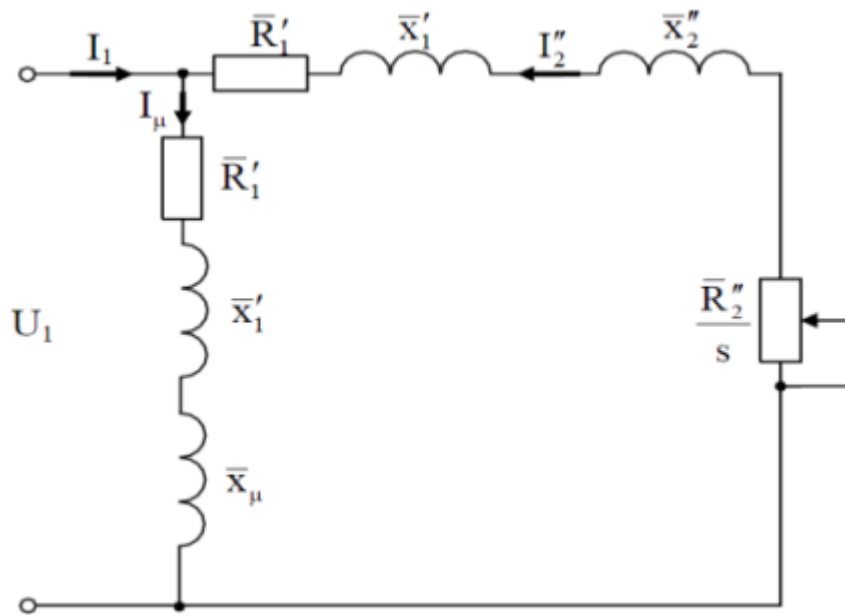


Рисунок 4.4 – Г-подібна схема заміщення АД

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

$$c_1 = \frac{\bar{x}_\mu + \sqrt{\bar{x}_\mu^2 + 4\bar{x}_1\bar{x}_\mu}}{2\bar{x}_\mu} = \frac{2.1 + \sqrt{2.1^2 + 4 \cdot 0.07 \cdot 2.1}}{2 \cdot 2.1} = 1.032 \quad (4.27)$$

Параметри Т-подібної схеми заміщення у відносних одиницях:

$$\begin{aligned} \bar{x}_1 &= \frac{\bar{x}_1'}{c_1} = \frac{0.07}{1.032} = 0.068, \\ \bar{R}_1 &= \frac{\bar{R}_1'}{c_1} = \frac{0.06}{1.032} = 0.058, \\ \bar{x}_2 &= \frac{\bar{x}_2'}{c_1^2} = \frac{0.11}{1.032^2} = 0.103, \\ \bar{R}_2 &= \frac{\bar{R}_2'}{c_1^2} = \frac{0.04}{1.032^2} = 0.038. \end{aligned} \quad (4.28)$$

Параметри Т-подібної схеми заміщення в абсолютних одиницях

$$\begin{aligned}x_1 &= \bar{x}_1 \frac{\bar{U}_n}{I_n} = 0.068 \frac{219.393}{16.454} = 0.904 \text{ Ом}, \\R_1 &= \bar{R}_1 \frac{\bar{U}_n}{I_n} = 0.058 \frac{219.393}{16.454} = 0.775 \text{ Ом}, \\x_2' &= \bar{x}_2' \frac{\bar{U}_n}{I_n} = 0.103 \frac{219.393}{16.454} = 1.376 \text{ Ом}, \\R_2' &= \bar{R}_2' \frac{\bar{U}_n}{I_n} = 0.038 \frac{219.393}{16.454} = 0.501 \text{ Ом}, \\x_\mu &= \bar{x}_\mu \frac{\bar{U}_n}{I_n} = 2.1 \frac{219.393}{16.454} = 28.001 \text{ Ом}.\end{aligned}\tag{4.29}$$

Індуктивності розсіювання статора і ротора

$$\begin{aligned}L_{1\sigma} &= \frac{x_1}{\omega_0} = \frac{0.904}{314.159} = 2.878 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}, \\L_{2\sigma} &= \frac{x_2'}{\omega_0} = \frac{1.376}{314.159} = 4.381 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.\end{aligned}\tag{4.30}$$

Індуктивність намагнічуючого контуру

$$L_m = \frac{x_\mu}{\omega_0} = \frac{28.001}{314.159} = 0.089 \text{ Гн}.\tag{4.31}$$

Індуктивності статора і ротора

$$\begin{aligned}L_1 &= L_m + L_{1\sigma} = 0.089 + 0.002878 = 0.092 \text{ Гн}, \\L_2 &= L_m + L_{2\sigma} = 0.089 + 0.004381 = 0.094 \text{ Гн}.\end{aligned}\tag{4.32}$$

На основі проведених розрахунків обчислюються значення параметрів α_1 , α , β , γ , σ , μ_1 за наведеними в попередньому розділі формулами.

Результати розрахунку параметрів двигуна 4A132M6Y3 та паспортні дані занесені до таблиці 4.1 [5]

Таблиця 4.1

Результати розрахунків параметрів двигуна 4A132M6Y3 [7]

$P_{2H}, \text{кВт}$	7.5	$R_1, \text{Ом}$	0.775
$\omega_{xx}, \text{рад / с}$	104.72	$R_2, \text{Ом}$	0.501
$\omega_n, \text{рад / с}$	101.369	$L_1, \text{Гн}$	0.092
$M_n, \text{Нм}$	73.98	$L_2, \text{Гн}$	0.094
$M_k, \text{Нм}$	184.96	$L_m, \text{Гн}$	0.089
λ	2.5	$\alpha, \text{Ом / Гн}$	0.401
$I_{na}, \text{А}$	23.269	$\beta, 1/\text{Гн}$	135.121
$\psi_{1xx}, \text{Вб}$	0.988	$\gamma, \text{Ом / Гн}$	114.702
η	0.855	$\sigma, \text{Гн}$	0.007
$\cos(\varphi)$	0.81		
$J_d, \text{кг} \cdot \text{м}^2$	0.058		

Висновки по розділу.

У цьому розділі представлена динамічна модель асинхронного двигуна (АД). Було розраховано параметри Т-подібної схеми заміщення, а також параметри двигуна, які занесені до таблиці 4.1. Результати цих розрахунків є необхідними для моделювання електромеханічної системи.

5 СИНТЕЗ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ

Після синтезу структури багатоканальної системи управління постає завдання визначення параметрів регуляторів. Сьогодні широко використовуються методи синтезу оптимальних систем управління в часовій області. Розглянемо багатоканальну систему, яка складається з каналів управління, причому кожен канал описується у просторі станів за допомогою рівняння [8].

Тепер розглянемо вихідну нелінійну систему безперервного керування:

$$\frac{d\vec{x}}{dt} = \Phi(\vec{x}(t), \vec{u}(t)), \quad (5.1)$$

$$\vec{y}(t) = \varphi(\vec{x}(t), \vec{u}(t)), \quad (5.2)$$

в якій векторні функції $\Phi(\vec{x}(t), \vec{u}(t))$, $\varphi(\vec{x}(t), \vec{u}(t))$ можуть бути представлені в наступному вигляді

$$\Phi(\vec{x}(t), \vec{u}(t)) = A\vec{x}(t) + B\vec{u}(t) + \sum_{i=2}^n f_i(\vec{x}(t), \vec{u}(t)), \quad (5.3)$$

$$\varphi(\vec{x}(t), \vec{u}(t)) = C\vec{x}(t) + D\vec{u}(t) + \sum_{i=2}^n h_i(\vec{x}(t), \vec{u}(t)), \quad (5.4)$$

де символ i вказує порядок форми від векторів стану $\vec{x}(t)$ і керування $\vec{u}(t)$.

Розглянемо задачу синтезу оптимального керування $\vec{u}(t)$, мінімізуючого функціонал

$$J = \int_0^{\infty} \psi(\vec{x}(t), \vec{u}(t)) dt. \quad (5.5)$$

Передбачається, що функція $\psi(\vec{x}(t), \vec{u}(t))$ є аналітичною і розкладається в степеневий ряд

$$\psi(\vec{x}(t), \vec{u}(t)) = \sum_{i=2}^{n+1} \psi_i(\vec{x}(t)\vec{u}(t)). \quad (5.6)$$

Будемо шукати оптимальне керування $\vec{u}(t)$ в формі зворотних зв'язків по повному вектору стану

$$\vec{u}(t) = \sum_{i=1}^n \vec{u}_i(\vec{x}(t)). \quad (5.7)$$

Введемо функцію Ляпунова

$$V(\vec{x}(t)) = \sum_{i=2}^{n+1} V_i(\vec{x}(t)). \quad (5.8)$$

Тоді на підставі достатньої умови оптимальності мінімум критерію (2.104) забезпечує оптимальне керування (2.106), яке задовольняє системі рівнянь, еквівалентних рівнянням Гамільтона – Якобі – Беллмана [9]:

$$\Phi^T(\vec{x}(t), \vec{u}(t)) \frac{\partial V(\vec{x}(t))}{\partial \vec{x}(t)} + \psi(\vec{x}(t), \vec{u}(t)) = 0, \quad (5.9)$$

$$\frac{\partial \Phi^T(\vec{x}(t), \vec{u}(t))}{d\vec{u}(t)} \frac{\partial V(\vec{x}(t))}{d\vec{x}(t)} + \frac{\partial \psi(\vec{x}(t), \vec{u}(t))}{\partial \vec{u}(t)} = 0. \quad (5.10)$$

Обмежимося спочатку в рядах ленами нижчого порядку щодо векторів стану $\vec{x}(t)$ і керування $\vec{u}(t)$. Тоді вихідна система буде лінійною, а функціонал буде інтегральним квадратичним функціоналом

$$J = \int \{ \bar{x}(t)R_1(t) + \bar{u}(t)R_2\bar{u}(t) \} dt, \quad (5.11)$$

в якому R_1, R_2 – невід’ємно визначені вагові матриці відповідних розмірностей.

Функція Ляпунова $V(\bar{x}(t)) = \bar{x}^T V \bar{x}(t)$ буде квадратичною формою, коефіцієнти якої задовольняють системі квадратних рівнянь, а оптимальне рівняння $\bar{u}(\bar{x}(t))$ буде лінійною функцією вектора стану

$$\bar{u}(t) = -F(t)\bar{x}(t), \quad (5.12)$$

де

$$F(t) = R_2^{-1} B P \quad (5.13)$$

а P є сталим рішенням рівняння Ріккати

$$-\frac{dP(t)}{dt} = R_1 - P(t)BR_2^{-1}P(t) + A^T P(t) + P(t)A. \quad (5.14)$$

Підставимо це лінійне керування (2.12) і квадратичну функцію Ляпунова в вирази і додамо поки з невідомими коефіцієнтами члени другого порядку в оптимальне керування і члени третього порядку $V_3(\bar{x}(t))$ в функцію Ляпунова [9].

Додамо в вихідну лінійну систему члени другого порядку $f_2(\bar{x}(t), \bar{u}(t))$ і $h_2(\bar{x}(t), \bar{u}(t))$ і додамо до інтегрального квадратичного функціоналу члени третього порядку $\psi_3(\bar{x}(t), \bar{u}(t))$. Підставляючи отримані функції в рівняння знайдемо вихідні рівняння для невідомих коефіцієнтів другого порядку $\bar{u}_2(\bar{x}(t))$ оптимального рівняння і третього порядку $V_3(\bar{x}(t))$ функції Ляпунова. Аналогічно знаходяться наступні наближення.

При такому підході динаміка вихідної нелінійної системи, що використовує замкнутий нелінійний регулятор по повному вектору стану, визначається функціоналом і, в значній мірі, ваговими матрицями в інтегральному квадратичному функціоналі. Проблема вибору цих функціоналів досі залишається невирішеною і являє собою самостійну задачу. Зазвичай вибір здійснюється ітеративно для досягнення бажаних характеристик синтезованої системи з точки зору конструктора.

Другим підходом до проектування системи є визначення бажаних динамічних характеристик заздалегідь, наприклад, на основі розв'язання зворотної задачі динаміки або з інших причин.

Задамо бажаний рух вихідної нелінійної системи за допомогою лінійної моделі.

$$\frac{d\vec{x}_M(t)}{dt} = A_M \vec{x}_M(t) + B_M \vec{u}_M(t), \quad (5.15)$$

$$y_M(t) = C_M \vec{x}_M(t) + D_M \vec{u}_M(t), \quad (5.16)$$

в якій розмірності векторів стану $\vec{x}_M(t)$, керування $\vec{u}_M(t)$ і виходу $\vec{y}_M(t)$ моделі відповідно дорівнюють: $n_M = \dim\{\vec{x}_M(t)\}$, $m_M = \dim\{\vec{u}_M(t)\}$, $p_M = \dim\{y_M(t)\}$.

Слід зауважити, що розмірність вектора стану моделі $\vec{x}_M(t)$ може бути істотно менше розмірності вектора стану $\vec{x}(t)$ вихідної нелінійної системи.

Керування вихідною системою виконаємо таким чином, щоб вектора виходу системи $\vec{y}(t)$ і моделі $\vec{y}_M(t)$ були досить близькими: $\lim_{t \rightarrow \infty} \{\vec{y}(t) - \vec{y}_M(t)\} = \vec{0}$.

Природно, що розмірності векторів виходу вихідної нелінійної системи $\vec{y}(t)$ і моделі $\vec{y}_M(t)$ повинні бути однаковими. При цьому керування сформуємо у вигляді:

$$\vec{u}(t) = L\vec{x}_M(t) + M\vec{u}_M(t) + K[\vec{x}(t) - T\vec{x}_M(t)], \quad (5.17)$$

де T – матриця канонічного перетворення векторів стану $\vec{x}(t)$ вихідної системи і $\vec{x}_M(t)$ моделі

$$\vec{x}(t) = T\vec{x}_M(t). \quad (5.18)$$

В цьому законі керування матриці T , L , M задовольняють наступній системі рівнянь:

$$AT + BL = TA_M, \quad (5.19)$$

$$GT + DL = CA_M, \quad (5.20)$$

$$BM = TB_M, \quad (5.21)$$

$$DM = D_M. \quad (5.22)$$

Матриця коефіцієнтів посилення K фільтра знаходиться з умови мінімуму функціоналу

$$J = \int_0^{\infty} \left\{ \vec{z}^T(t) R_1 \vec{z}(t) + 2\vec{z}^T(t) S \vec{v}(t) + \vec{v}^T(t) R_2 \vec{v}(t) \right\} dt \quad (5.23)$$

для системи

$$\frac{d\vec{z}(t)}{dt} = A\vec{z}(t) + B\vec{v}(t), \quad (5.24)$$

де

$$\vec{z}(t) = \vec{x}(t) + T\vec{x}_M(t). \quad (2.124)$$

Тут введено керування

$$\vec{v}(t) = \vec{u}(t) + L\vec{x}_M(t) - M\vec{u}_M(t).$$

Тоді нелінійне керування для вихідної системи формується в формі зворотного зв'язку по повному вектору стану $\vec{x}(t)$ і по вектору завдання $\vec{v}(t)$ в формі

$$\vec{u}(t) = K\vec{x}(t) + L\vec{v}(t) + \sum_{i=2}^{\infty} K_i[\vec{x}(t), \vec{v}(t)]. \quad (5.25)$$

Матриці коефіцієнтів посилення лінійного зворотного зв'язку K по вектору стану $\vec{x}(t)$ і лінійного попереджуючого зв'язку L по вектору завдання $\vec{v}(t)$ визначені.

Для знаходження матриць коефіцієнтів посилення нелінійних зворотних і попереджуючих зв'язків $K_i[\vec{x}(t), \vec{v}(t)]$ по векторам стану $\vec{x}(t)$ і завдання $\vec{v}(t)$ використовується раніше розглянутий метод.

Для багатьох динамічних систем характеристики вхідних сигналів є добре вивченими, а їх кореляційні функції або спектральні щільності – відомими. В цьому випадку математична модель вхідних сигналів може бути задана системою

$$\frac{d\vec{x}_b(t)}{dt} = A_b\vec{x}_b(t), \quad (5.26)$$

$$\vec{y}_b(t) = C_b\vec{x}_b(t), \quad (5.27)$$

а метою керування є умова

$$\vec{y}(t) - \vec{y}_b \rightarrow \vec{0}, \quad (5.28)$$

для стежачої системи, або умова

$$\vec{y}(t) + \vec{y}_b \rightarrow \vec{0}, \quad (5.29)$$

Для системи стабілізації можна застосувати попередньо розглянутий підхід, в якому модель вхідних сигналів виконує роль бажаної динамічної моделі для вихідної нелінійної системи.

Варто зазначити, що для аналізованих нелінійних систем, навіть при нестійких початкових умовах об'єкта управління, за допомогою лінійних регуляторів, синтезованих для найскладнішого режиму роботи системи на спадній ділянці характеристики зовнішнього тертя, вдається стабілізувати систему з достатньо хорошими показниками якості перехідного процесу. Проте використання нелінійних регуляторів дозволяє досягти вищої якості процесів керування при значних відхиленнях системи, наближаючись до оптимального за швидкодією управління, тоді як при малих відхиленнях реалізується майже лінійний закон управління.

Розглянемо вихідну нелінійну систему дискретного керування

$$\vec{x}(k+1) = \Phi(\vec{x}(k), \vec{u}(k)), \quad (5.30)$$

$$\vec{y}(k) = \varphi(\vec{x}(k), \vec{u}(k)), \quad (5.31)$$

в якій векторні функції $\Phi(\vec{x}(k), \vec{u}(k))$, $\varphi(\vec{x}(k), \vec{u}(k))$ можуть бути представлені в наступному вигляді

$$\Phi(\vec{x}(k), \vec{u}(k)) = A\vec{x}(k) + B\vec{u}(k) + \sum_{i=2}^n f_i(\vec{x}(k), \vec{u}(k)), \quad (5.32)$$

$$\varphi(\vec{x}(k), \vec{u}(k)) = C\vec{x}(k) + D\vec{u}(k) + \sum_{i=2}^n h_i(\vec{x}(k), \vec{u}(k)), \quad (5.33)$$

де символ i вказує порядок форми від векторів стану $\vec{x}(k)$ і керування $\vec{u}(k)$.

Розглянемо задачу синтезу оптимального керування $\vec{u}(k)$, мінімізуючого функціонал

$$J = \sum_{k=1}^{\infty} \psi(\vec{x}(k), \vec{u}(k)). \quad (5.34)$$

Передбачається, що функція $\psi(\vec{x}(k), \vec{u}(k))$ є аналітичною і розкладається в степеневий ряд

$$\psi(\vec{x}(k), \vec{u}(k)) = \sum_{i=2}^{n+1} \psi_i(\vec{x}(k), \vec{u}(k)). \quad (5.35)$$

Будемо шукати оптимальне керування $\vec{u}(k)$ в формі зворотних зв'язків по повному вектору стану

$$\vec{u}(k) = \sum_{i=1}^n \vec{u}_i(\vec{x}(k)). \quad (5.36)$$

Введемо функцію Ляпунова

$$V(\vec{x}(k)) = \sum_{i=2}^{n+1} V_i(\vec{x}(k)). \quad (5.37)$$

Тоді на підставі достатньої умови оптимальності мінімум критерію забезпечує оптимальне керування, створююче систему рівнянь, еквівалентну рівнянню Гамільтона – Якобі – Беллмана [11]:

$$\Phi^T(\vec{x}(k), \vec{u}(k)) \frac{\partial V(\vec{x}(k))}{\partial \vec{x}(k)} + \psi(\vec{x}(k), \vec{u}(k)) = 0 \quad (5.38)$$

$$\frac{\partial \Phi^T(\vec{x}(k), \vec{u}(k))}{\partial \vec{u}(k)} \frac{\partial V(\vec{x}(k))}{\partial \vec{x}(k)} + \frac{\partial \psi(\vec{x}(k), \vec{u}(k))}{\partial \vec{u}(k)} = 0 \quad (5.39)$$

Обмежимося спочатку в рядах членами нижчого порядку щодо векторів стану $\bar{x}(k)$ і керування $\bar{u}(k)$. Тоді вихідна система буде лінійною, а функціонал буде квадратичним функціоналом

$$J = \sum_{k=1}^{\infty} \{ \bar{x}^T(k) R_1(k) + \bar{u}^T(k) R_2 \bar{u}(k) \}, \quad (5.40)$$

в якому R_1 , R_2 – невідомо визначені вагові матриці відповідних розмірностей.

Функція Ляпунова $V(\bar{x}(k)) = \sum_{k=1}^{\infty} \bar{x}^T(k) V \bar{x}(k)$ буде квадратичною формою, коефіцієнти якої задовольняють системі квадратних рівнянь, а оптимальне рівняння $\bar{u}(\bar{x}(k))$ буде лінійною функцією вектора стану

$$\bar{u}(k) = -F(k) \bar{x}(k), \quad (5.41)$$

де

$$F(k) = \{ R_2 + B^T [R_1 + P(k+1)] B \}^{-1} B^T [R_1 + P(k+1)] A, \quad (5.42)$$

а P є рішенням різницевого рівняння типу Ріккати

$$P(k) = A^T [R_1 + P(k+1)] [A - BF(k)]. \quad (5.43)$$

Підставимо це лінійне керування (5.41) і квадратичну функцію Ляпунова в вирази і додамо поки з невідомими коефіцієнтами члени другого порядку в оптимальне керування і члени третього порядку $V_3(\bar{x}(k))$ в функцію Ляпунова. Додамо в вихідну лінійну систему члени другого порядку $f_2(\bar{x}(k), \bar{u}(k))$ і $h_2(\bar{x}(k), \bar{u}(k))$ і додамо до інтегрального квадратичного функціоналу (5.40) члени третього порядку $\psi_3(\bar{x}(k), \bar{u}(k))$. Підставляючи отримані функції в

рівняння знайдемо вихідні рівняння для невідомих коефіцієнтів другого порядку $\bar{u}_2(\bar{x}(k))$ оптимального рівняння і третього порядку $V_3(\bar{x}(k))$ функції Ляпунова. Аналогічно знаходяться наступні наближення.

За цього підходу динаміка вихідної нелінійної системи, яка замкнена нелінійним регулятором по всьому вектору стану, визначається функціоналом i , в значній мірі, ваговими матрицями в квадратичному критерії. Проблема вибору цих функціоналів досі залишається невирішеною і є окремим завданням. Зазвичай вибір реалізується ітераційно, щоб досягти бажаних характеристик синтезованої системи з точки зору проектувальника. Іншим варіантом проектування системи є задання бажаних динамічних характеристик заздалегідь, наприклад, на основі розв'язання зворотної задачі динаміки або з інших роздумів. Задамо бажаний рух вихідної нелінійної системи за допомогою лінійної моделі [11].

$$\bar{x}_M(k+1) = A_M \bar{x}_M(k) + B_M \bar{u}_M(k), \quad (5.44)$$

$$y_M(k) = C_M \bar{x}_M(k) + D_M \bar{u}_M(k), \quad (5.45)$$

в якій розмірності векторів стану $\bar{x}_M(k)$, керування $\bar{u}_M(k)$ і виходу $\bar{y}_M(k)$ моделі відповідно рівні:

$$n_M = \dim\{\bar{x}_M(k)\}, m_M = \dim\{\bar{u}_M(k)\}, p_M = \dim\{y_M(k)\}.$$

Слід зауважити, що розмірність вектора стану моделі $\bar{x}_M(k)$ може бути істотно менше розмірності вектора стану $\bar{x}(k)$ вихідної нелінійної системи.

Керування вихідною системою виконаємо таким чином, щоб вектора виходу системи $\bar{y}(k)$ і моделі $\bar{y}_M(k)$ були досить близькими:

$\lim_{k \rightarrow \infty} \{\bar{y}(k) - \bar{y}_M(k)\} = \vec{0}$. Природно, що розмірності векторів виходу вихідної

нелінійної системи $\bar{y}(k)$ і моделі $\bar{y}_m(k)$ повинні бути однаковими. При цьому керування сформуємо у вигляді:

$$\bar{u}(k) = L\bar{x}_m(k) + M\bar{u}_m(k) + K[\bar{x}(k) - T\bar{x}_m(k)], \quad (5.46)$$

де T – матриця канонічного перетворення векторів стану вихідної системи $\bar{x}(k)$ і моделі $\bar{x}_m(k)$ моделі

$$\bar{x}(k) = T\bar{x}_m(k). \quad (5.47)$$

В цьому законі керування матриці T , L , M задовольняють наступній системі рівнянь:

$$AT + BL = TA_m, \quad (5.48)$$

$$GT + DL = CA_m, \quad (5.49)$$

$$BM = TB_m, \quad (5.50)$$

$$DM = D_m. \quad (5.51)$$

Матриця коефіцієнтів підсилення K фільтра (5.46) знаходиться з умови мінімуму функціонала

$$J = \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ \bar{z}^T(k) R_1 \bar{z}(k) + 2\bar{z}^T(k) S \bar{v}(k) + \bar{v}^T(k) R_2 \bar{v}(k) \right\}, \quad (5.52)$$

для системи

$$\frac{d\bar{z}(k)}{dt} = A\bar{z}(k) + B\bar{v}(k), \quad (5.53)$$

де

$$\bar{z}(k) = \bar{x}(k) + T\bar{x}_m(k). \quad (5.54)$$

Тут введено керування

$$\bar{v}(k) = \bar{u}(k) + L\bar{x}_m(k) - M\bar{u}_m(k).$$

Тоді нелінійне керування для вихідної системи формується в формі зворотного зв'язку по повному вектору стану $\bar{x}(k)$ і по вектору завдання $\bar{v}(k)$ в формі

$$\bar{u}(k) = K\bar{x}(k) + L\bar{v}(k) + \sum_{i=2}^{\infty} K_i[\bar{x}(k), \bar{v}(k)] \quad (5.55)$$

Матриці коефіцієнтів підсилення лінійного зворотного зв'язку K по вектору стану $\bar{x}(k)$ і лінійного попереджуючого зв'язку L по вектору завдання $\bar{v}(k)$ визначені. Для знаходження матриць коефіцієнтів підсилення нелінійних зворотних і запобіжних зв'язків $K_i[\bar{x}(k), \bar{v}(k)]$ по векторах стану $\bar{x}(k)$ і завдання $\bar{v}(k)$ використовується раніше розглянутий метод.

Для багатьох динамічних систем характеристики вхідних сигналів є добре вивченими, а їх кореляційні функції або спектральні щільності – відомими. У цьому випадку математична модель вхідних сигналів може бути задана системою

$$\bar{x}_b(k+1) = A_b \bar{x}_b(k), \quad (5.56)$$

$$\bar{y}_b(k) = C_b \bar{x}_b(k), \quad (5.57)$$

а метою керування є умова

$$\bar{y}(k) - \bar{y}_b \rightarrow \vec{0}, \quad (5.58)$$

для стежачої системи, або умова

$$\bar{y}(k) + \bar{y}_b \rightarrow \bar{0} \quad (5.59)$$

для системи стабілізації.

В цьому випадку може бути використаний розглянутий раніше підхід, при якому роль бажаної динамічної моделі (5.44) – (5.45) вихідної нелінійної системи (5.30 – 5.33) грає модель вхідних сигналів (5.56), (5.57).

Векторне керування АД походить від визначення, яке було вперше введене Ф. Блашке, щодо принципу керування асинхронним двигуном, який дозволяє забезпечити керування моментом двигуна, та вектором потокозчеплення ротора. При цьому передбачається, що модуль потокозчеплення може регулюватися незалежно від змін моменту та механічних координат електричної машини. Необхідною умовою досягнення цих вимог є використання для керування повного вектора керуючих дій електричної машини. Параметричні та скалярні методи, наприклад, частотне керування у разі асинхронного двигуна, задовольнити цим вимогам не можуть. Сучасне трактування поняття “векторне керування” є більш загальним і розповсюджується на всі типи електричних машин, якщо виконуються наступні умови [12]:

1. Досягається асимптотичне регулювання моменту (кутової швидкості, кутового положення).
2. Динамічні процеси керування моментом (кутовою швидкістю, кутовим положенням) є асимптотично лінійними з вільно сформованою динамікою.
3. Модуль потокозчеплення (поток) регулюється незалежно від змін механічних координат, не впливаючи при цьому на динамічні процеси керування моментом (кутовою швидкістю та положенням).

Відмітимо, що векторні методи керування електричними машинами є найбільш досконалими, оскільки вони дозволяють [14]:

1. Забезпечити бажані показники якості відпрацювання механічних координат згідно вимог технологічного використання, а також вимог енергозбереження.

2. Регулювати рівень магнітного потоку електричної машини при роботі в діапазоні швидкостей до номінальної з метою мінімізації втрат потужності в електричній машині в процесі електромеханічного перетворення електричної енергії.

3. Регулювати рівень магнітного потоку електричної машини при роботі в діапазоні швидкостей вище номінальної з метою обмеження необхідної напруги силового перетворювача.

Векторні методи керування є більш складними в порівнянні з скалярними та параметричними, але враховуючи, що вартість пристроїв керування на основі сучасних мікропроцесорів та цифрових сигнальних процесорів (DSP - digital signal processor) незначна в порівнянні з вартістю силового обладнання, вони є основними в системах керування машинами змінного струму [6].

Для моделювання систем керування АД прийнято використовувати математичну модель, яка записується в стаціонарній системі координат (a-b) [7]:

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c) - v\omega, \\ M &= \mu(\psi_{2a}i_{1b} - \psi_{2b}i_{1a}), \\ \dot{i}_{1a} &= -\gamma i_{1a} + \alpha\beta\psi_{2a} + \beta p_n \omega \psi_{2b} + \frac{u_{1a}}{\sigma}, \\ \dot{i}_{1b} &= -\gamma i_{1b} + \alpha\beta\psi_{2b} - \beta p_n \omega \psi_{2a} + \frac{u_{1b}}{\sigma}, \\ \dot{\psi}_{2a} &= -\alpha\psi_{2a} - p_n \omega \psi_{2b} + \alpha L_m i_{1a}, \\ \dot{\psi}_{2b} &= -\alpha\psi_{2b} + p_n \omega \psi_{2a} + \alpha L_m i_{1b},\end{aligned}\tag{5.61}$$

де ω – кутова швидкість ротора двигуна,
 J – повний приведений до двигуна момент інерції ротора,
 $(i_{1a}, i_{1b})^T$ – компоненти струму статора в системі координат (a-b),
 $(\psi_{2a}, \psi_{2b})^T$ – компоненти вектора потокозчеплення ротора,
 $(u_{1a}, u_{1b})^T$ – компоненти вектора напруги статора,
 M_c – статичний момент навантаження на валу двигуна,
 ν – коефіцієнт в'язкого тертя.
Додаткові константи, виражені через параметри двигуна:

$$\alpha = \frac{R_2}{L_2}; \quad \sigma = L_1 - \frac{L_m^2}{L_2}; \quad \beta = \frac{L_m}{\sigma L_2}; \quad \gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha L_m \beta; \quad \mu = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{J L_2} \quad (5.62)$$

де R_1, R_2, L_1, L_2 – активні опори та індуктивності статора і ротора відповідно;

L_m – індуктивність намагнічуючого контуру;

p_n – кількість пар полюсів двигуна.

Алгоритми векторного керування асинхронним двигуном проектується і записуються в синхронній системі координат (d-q), яка обертається відносно системи координат (a-b) зі швидкістю ω_0 (рисунок 5.1).

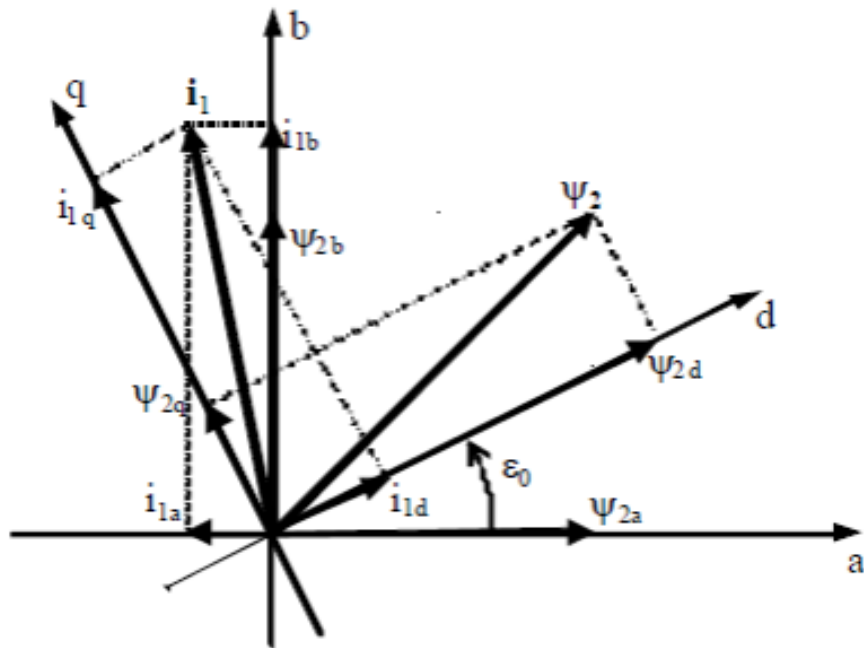


Рисунок 5.1 – Розташування векторів АД

Перехід із системи (d-q) у (a-b) відбувається наступним чином за формулами:

$$\begin{aligned}
 x_{dq} &= e^{-j\varepsilon_0} x_{ab} \\
 x_{ab} &= e^{j\varepsilon_0} x_{dq} \\
 e^{-j\varepsilon_0} &= \begin{bmatrix} \cos(\varepsilon_0) & \sin(\varepsilon_0) \\ -\sin(\varepsilon_0) & \cos(\varepsilon_0) \end{bmatrix} \\
 e^{j\varepsilon_0} &= \begin{bmatrix} \cos(\varepsilon_0) & -\sin(\varepsilon_0) \\ \sin(\varepsilon_0) & \cos(\varepsilon_0) \end{bmatrix}
 \end{aligned}
 \tag{5.63}$$

де ε_0 – кутове положення між системою координат (a-b) та (d-q);

x_{yz} – двовимірний вектор.

При проектуванні алгоритмів векторного керування висуваються вимоги:

1) Глобальне асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій швидкості – потокозчеплення, тобто $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0; \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0$.

2) Асимптотичне орієнтування по вектору потокозчеплення ротора

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_q = 0$$

3) Асимптотичну лінеаризацію підсистеми швидкості до повністю керованої форми.

4) Асимптотичну розв'язку процесів керування електромеханічними та електромагнітними координатами асинхронного двигуна.

Структура алгоритму непрямого робастного векторного керування на рисунку 5.2 містить:

- розімкнутий регулятор модуля вектору потокозчеплення

$$\begin{aligned} i_{1d}^* &= \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^*), \\ i_{1d}^* &= \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \dot{\psi}^* + \ddot{\psi}^*), \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = \omega p_n + \alpha L_m \frac{i_{1q}}{\psi^*} + \frac{\gamma_1 \beta \omega \tilde{\omega}_d}{\psi^*}, \end{aligned} \tag{5.64}$$

де $\psi^*, \dot{\psi}^*, \ddot{\psi}^*$ – задане значення модуля вектору потокозчеплення ротора та його перша і друга похідні відповідно.

$$\begin{aligned}
i_{1q}^* &= \frac{1}{\mu\psi^*}(-k_{\omega}\tilde{\omega} + \hat{M}_c + \dot{\omega}^* + v\omega^*) \\
\dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i}\tilde{\omega} \\
i_{1q}^* &= \frac{1}{\mu\psi^*}\left[-k_{\omega}(-k_{\omega}\tilde{\omega} + \mu\psi^*\tilde{i}_q) + \hat{M}_c + \dot{\omega}^* + v\omega^*\right] - \frac{\dot{\psi}^*}{\psi^*}i_{1q}^*
\end{aligned} \tag{5.66}$$

де $\omega^*, \dot{\omega}^*, \ddot{\omega}^*$ – задана кутова швидкість, перша і друга похідні відповідно,
 $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$ – похибка відпрацювання кутової швидкості,
 $(k_{\omega}, k_{\omega i}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора кутової швидкості.

- регулятор струму по осі (q) (моментної складової струму статора)

$$\begin{aligned}
U_{1q} &= \sigma(\gamma i_{1q}^* + \omega_0 i_{1d} + \beta \omega p_n \psi^* + i_{1q}^* - k_i \tilde{i}_q - X_q), \\
\dot{X}_q &= k_{ii} \tilde{i}_q
\end{aligned} \tag{5.67}$$

де $\tilde{i}_q = i_{1q} - i_{1q}^*$ – похибка відпрацювання струму по осі (q),
 U_{1q} – компонента вектору напруги статора по осі (q).

Симетричний оптимум може бути використаний для розрахунку коефіцієнтів регулятора швидкості і струму.

Відповідно до нелінійної теорії керування, дві взаємозв'язані системи потоку і швидкості – локально асимптотично стійкі, якщо взаємозв'язані системи мають наступні властивості:

- Номінальна динаміка швидкості лінійна й асимптотично стійка;
- Підсистема потоку нелінійна, але асимптотично стійка для обмежених траєкторій швидкості;
- Зв'язки між двома підсистемами мають лінійні і білінійні властивості.

З умови локальної асимптотичної стійкості динаміки похибок об'єднаної системи випливає, що стандартний алгоритм керування швидкістю-потокотом гарантує асимптотичне керування вектором

потокоччеплення з асимптотичною орієнтацією по полю й асимптотичне керування швидкістю при наявності постійного моменту навантаження [14].

Для визначення параметрів налагодження регуляторів струму і швидкості розглянемо ізольовану динаміку контурів регулювання швидкості і струму

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{T}}_L &= k_{\omega} \tilde{\omega} \\ \dot{\tilde{\omega}} &= -k_{\omega} \tilde{\omega} - \tilde{T}_L\end{aligned}\quad (5.68)$$

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}}_q &= -k_{ii} \tilde{i}_q \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -(\gamma + k_{iq}) \tilde{i}_q + \tilde{x}_q\end{aligned}\quad (5.69)$$

Кожний з контурів регулювання швидкості (5.68) і струму (5.69) описується в ізольованому стані лінійною системою другого порядку, для якої стандартним налагодженням є:

$$\begin{aligned}k_i &= \frac{k_p^2}{2} \text{ для } \xi = 0.707 \\ k_i &= \frac{k_p^2}{4} \text{ для } \xi = 1\end{aligned}\quad (5.70)$$

де ξ – коефіцієнт демпфірування,

k_i і k_p коефіцієнти інтегральної і пропорційної складової регуляторів. Поділ у часі процесів у зовнішніх і внутрішніх контурах досягається за рахунок виконання умови

$$\omega_{0c} > 2\omega_{0s}\quad (5.71)$$

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

Якщо налагоджувальні параметри регулятора швидкості і струму розраховані відповідно до цієї процедури, то загальна динаміка похибок має

наступний розподіл у часі:

- Динаміка помилок відпрацьовування струму є найшвидшою;
- Динаміка помилок відпрацьовування швидкості у кілька разів повільніша;
- Динаміка помилок відпрацьовування потоку визначається в основному постійною ротора $1/\alpha$ і є найбільш повільною.

Якщо збільшувати коефіцієнти регуляторів струму, то рішення системи повного порядку буде прямувати до рішення системи (токове керування), що є глобально асимптотично експоненційно стійким.

Висновки по розділу.

У цьому розділі обґрунтовано вибір методу керування з урахуванням сучасних тенденцій та вимог технологічного процесу. Непряма робастна векторна система керування забезпечує точне позиціонування, якісні перехідні процеси та стабільну роботу електропривода при змінах активного опору двигуна. Розглянуто алгоритм керування, а також методику розрахунку коефіцієнтів регуляторів.

6 ДОСЛІДЖЕННЯ СТАТИЧНИХ ТА ДИНАМІЧНИХ РЕЖИМІВ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОЇ СИСТЕМИ. АНАЛІЗ РЕЗУЛЬТАТІВ

Дослідження динамічних характеристик при відомих параметрах АД при виконанні стандартного тесту, який включає в себе:

- стан збудження двигуна. В нульовий момент часу двигун збуджується до заданого значення за 0.25 с;
- розгін, який починається на 0.45 секунді. Відпрацювання відбувається з незначною похибкою. Вихід на номінальну швидкість відбувається приблизно на 5.4 секунді;
- накидання статичного моменту номінальною величиною $71 \text{ Н} \cdot \text{м}$ на 15 секунді і скидання на 30 секунді.
- гальмування двигуна відбувається з тими ж самими показниками якості, як і при розгоні.

Моделювання виконано у середовищі Matlab SIMULINK

Результати моделювання показані на рисунку 6.1, рисунку 6.2.

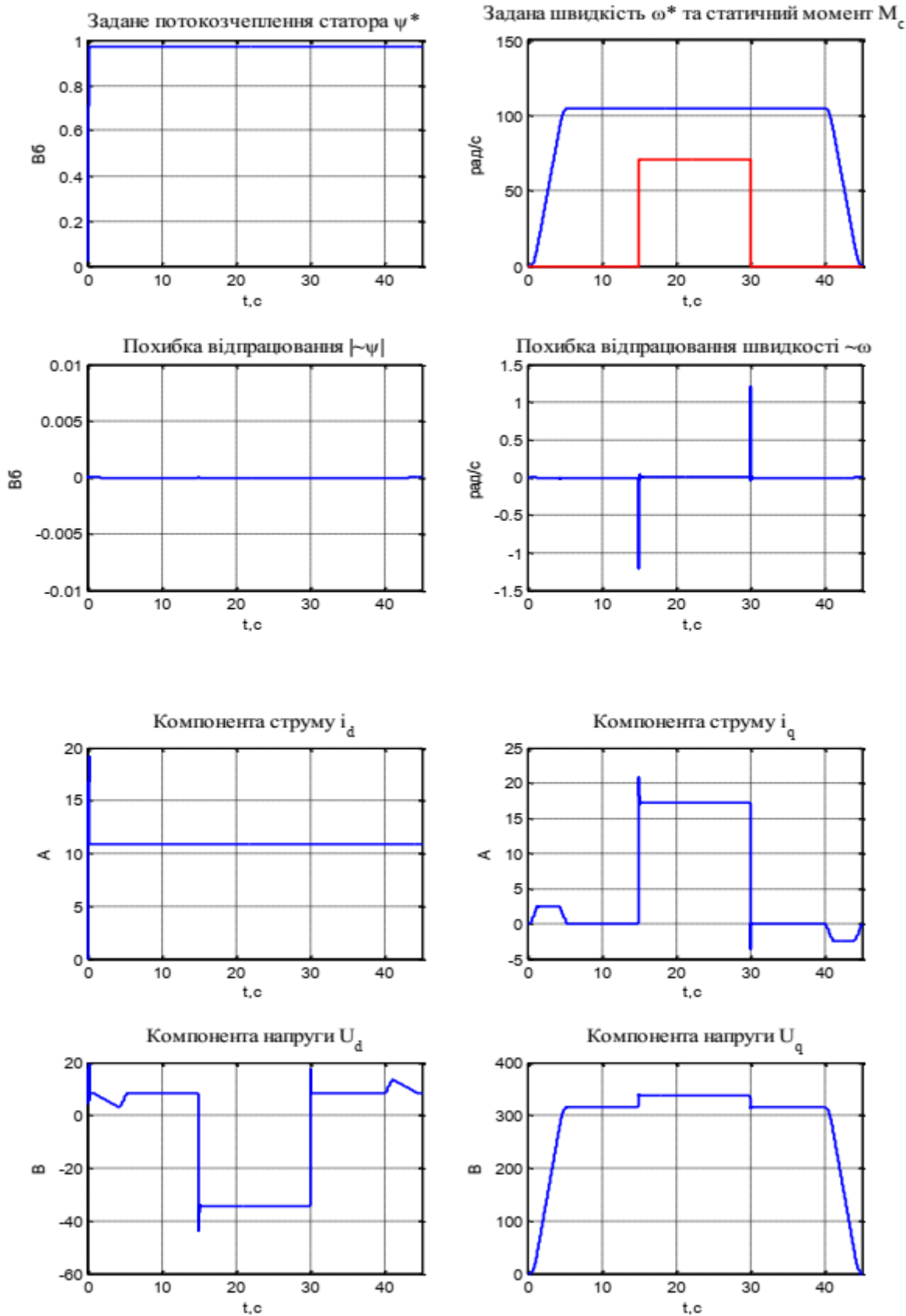


Рисунок 6.1 – Графіки перехідних процесів

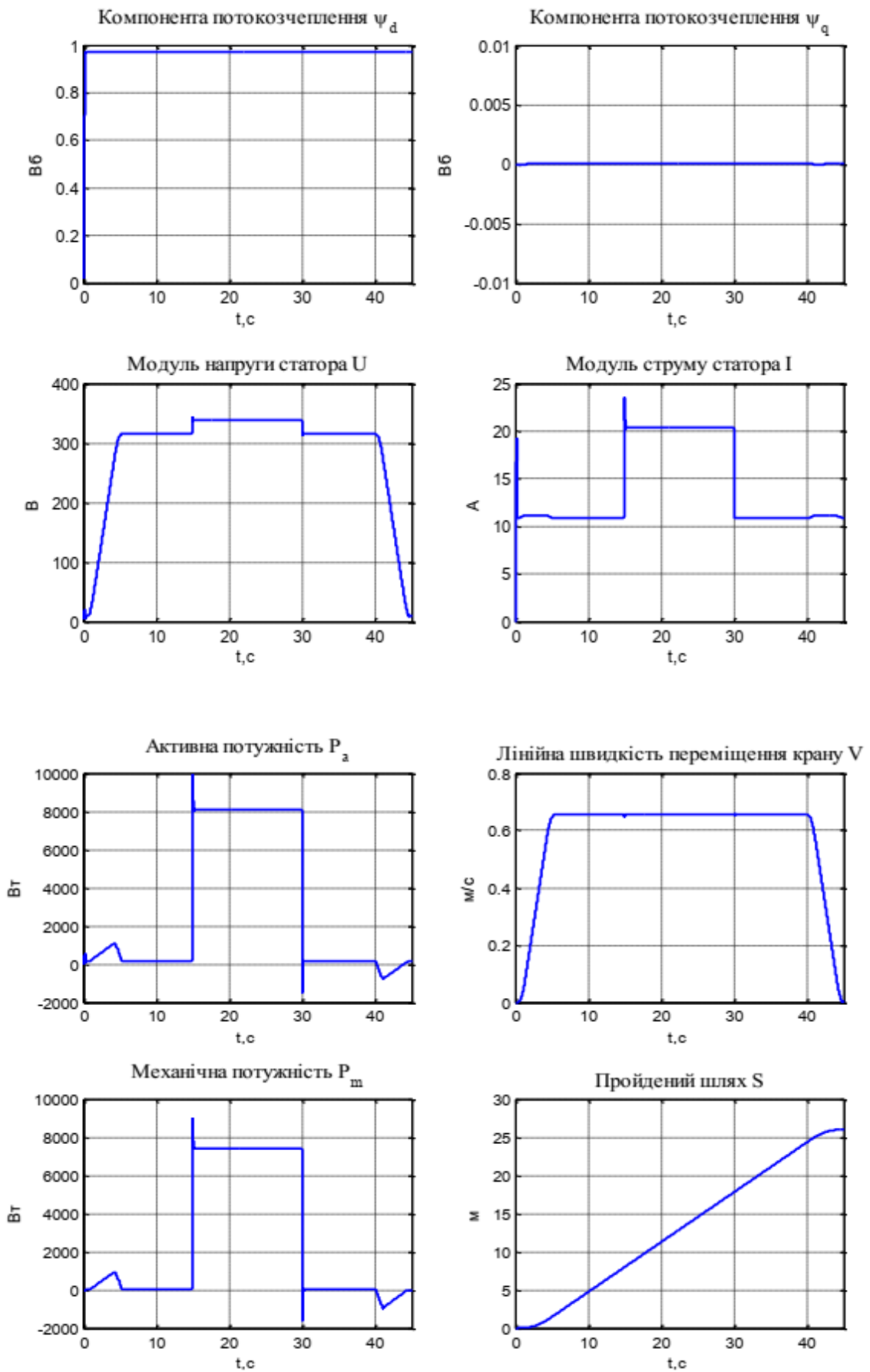


Рисунок 6.2 – Графіки перехідних процесів

Висновки по розділу.

Виходячи з отриманих результатів, можна стверджувати, що похибки за швидкістю та потокозчепленням асимптотично наближаються до нуля. Умови полеорієнтування виконані. Ефект розв'язки між процесами в механічній та електромагнітній підсистемах можна пояснити формою струму (i_q), яка на графіку повторює форму моменту двигуна і має нульове значення для (ψi_q). Система робастного непрямого векторного керування відповідає всім вимогам, що ставляться до управління електроприводом механізму переміщення козлового крана. У цьому випадку результати моделювання корелюють із розрахунковими даними, а показники якості є задовільними.

ВИСНОВКИ

У процесі виконання роботи було проведено проектування та дослідження асинхронного електроприводу шляхом моделювання. Виконано розрахунок механічних параметрів механізму переміщення. Також визначено необхідну потужність для двигуна та обрано загальнопромисловий асинхронний двигун з короткозамкненим ротором типу 4A132M6У3 потужністю 7.5 кВт. Для управління двигуном використано сучасний частотний перетворювач АВВ-АСС550. Були вибрані автоматичний вимикач, кінцеві вимикачі та кабелі.

У подальших розрахунках були визначені параметри двигуна та наведена його математична модель. Розроблено електричну принципову схему і представлено інформацію про її принцип дії. Для управління двигуном обрано непряме робастне векторне керування, що обґрунтовано доцільністю використання саме цього алгоритму. Також коефіцієнти регуляторів були визначені експериментальним шляхом. Методом математичного моделювання було досліджено електромеханічну систему.

В результаті отримано графіки перехідних процесів, що демонструють задовільні показники якості динамічних і статичних режимів електроприводу. Загальний висновок підтверджує, що система відповідає сучасним вимогам і може бути впроваджена в практику.

