

**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 НЕФЬОЛОВА  
(підпис) (ім'я, прізвище)

«05» серпня 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 регулювання кутової швидкості асинхронного двигуна по схемі тиристорний регулятор напруги – двигун»

**Виконав(ла)**

здобувач(ка) групи БД-П23МГ  
(шифр групи)

Денис РОДІН  
(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) (підпис)

Харків – 2024

## МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна

Факультет/ННІ 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 рокуЗАВДАННЯ  
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ (ПРОЄКТ)Родін Денис Костянтинович

(прізвище, ім'я, по батькові здобувача)

1. Тема роботи Синтез електромеханічної системи регулювання кутової швидкості асинхронного двигуна по схемі тиристорний регулятор напруги – двигун

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 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 регулювання кутової швидкості асинхронного двигуна по схемі тиристорний регулятор напруги – двигун
5	Розробка електромеханічної системи регулювання кутової швидкості асинхронного двигуна по схемі тиристорний регулятор напруги – двигун
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 кафедрі, перевірка на плагіат та зовнішні рецензування роботи
9	Захист дипломної роботи у ЕК

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

Здобувач(ка)


  
(підпис)
Денис РОДІН

(ім'я, прізвище)

Керівник роботи


  
(підпис)
Галина ЗАЛУЖНА

(ім'я, прізвище)

## АНОТАЦІЯ

Розглянуто механізацію та автоматизацію електромеханічної системи регулювання кутової швидкості за схемою тиристорного регулятора напруги для асинхронного двигуна. Проведено розрахунок та вибір двигуна, а також проаналізовано будову та основні системи електроприводів, що використовуються в сучасності.

У процесі роботи виконано аналітичний огляд об'єкта, розрахунок і вибір двигуна, розроблено математичну модель, в рамках якої шляхом математичних обчислень визначені всі її параметри. В якості керуючого пристрою обрано тиристорний регулятор напруги. Було розроблено функціональну схему установки, дотримуючись основних вимог технічного завдання.

Під час дослідження створено модель системи автоматичного керування, реалізовану в програмі MATLAB, що дозволила змодельовати статичні та динамічні процеси системи. Зокрема, побудовано механічні характеристики асинхронного двигуна при тиристорному керуванні. Також розроблено динамічні характеристики для чотирьох випадків: під завантаженням за тиристорним керуванням, при прямому пуску та роботі з малим моментом навантаження за тиристорним керуванням і при прямому пуску. Проведено аналіз перехідних процесів та зроблено відповідні висновки.

ЕЛЕКТРОПРИВОД, РЕГУЛЯТОР, АСИНХРОННИЙ ДВИГУН,  
МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ, ДИНАМІЧНІ ПРОЦЕСИ

## ABSTRACT

The mechanization and automation of the electromechanical angular velocity control system according to the thyristor voltage regulator scheme for an asynchronous motor are considered. The calculation and selection of the motor are carried out, and the structure and main systems of electric drives used in modern times are analyzed.

In the process of work, an analytical survey of the object is carried out, the calculation and selection of the motor is carried out, a mathematical model is developed, within the framework of which all its parameters are determined by mathematical calculations. A thyristor voltage regulator is chosen as the control device. A functional scheme of the installation was developed, adhering to the main requirements of the technical task.

During the study, a model of the automatic control system was created, implemented in the MATLAB program, which allowed to simulate static and dynamic processes of the system. In particular, the mechanical characteristics of the asynchronous motor with thyristor control are constructed. Dynamic characteristics have also been developed for four cases: under load under thyristor control, at direct start and operation with a small load torque under thyristor control and at direct start. An analysis of transient processes has been carried out and the corresponding conclusions have been drawn.

ELECTRIC DRIVE, REGULATOR, INDUCTION MOTOR,  
MATHEMATICAL MODEL, DYNAMIC PROCESSES

## ВСТУП

Системи з регулюванням напруги отримали широке використання. Їх принцип роботи ґрунтується на використанні трьох пар зустрічних тиристорів для зміни напруги на статорі. При зниженні величини напруги живлення зменшується момент двигуна, що призводить до зниження робочої швидкості при сталому навантаженні (зростає ковзання). Крім того, на низьких швидкостях кут запалювання тиристорів є більшим, що спричиняє виникнення вищих гармонічних складових напруги; внаслідок цього двигун нагрівається, а ККД системи знижується. Отже, необхідно підсилувати охолодження двигуна. Подібні системи також мають підвищені витрати енергії.

Метод, який здобув поширення, дозволяє здійснювати електричне гальмування з використанням обмотки двигуна для низьких швидкостей. При цьому передбачається, що використовується двигун з подвійною "білячою кліткою". Зміна кута запалювання призводить до зміни напруги на статорі, що формує нову криву "швидкість-момент". Цей спосіб регулювання дає можливість отримати необхідну залежність у діапазоні зміни природних характеристик "швидкість-момент" як під час розгону, так і під час гальмування ескалатора, забезпечуючи при цьому достатній комфорт.

У процесі роботи обмотка більшої швидкості (1500 об/хв) підключається до мережі через регулятор трифазного струму, тоді як обмотка меншої швидкості (375 або 250 об/хв) живиться від випрямного мосту. Обертовий момент двигуна при розгоні створюється саме обмоткою більшої швидкості. Керуючи кутом запалювання напруги живлення ТЗН, можна безперервно змінювати напругу. Гальмівний момент приводу забезпечується обмоткою малої швидкості, яка живиться від постійного струму. Завдяки регулюванню напруги під час розгону та гальмування при зміні навантаження на ескалатор, можна зменшити (або виключити) додаткові інерційні маси.

# 1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД. ОПИС ТЕХНОЛОГІЧНОГО ПРОЦЕСУ (УСТАНОВКИ)

Перший термін "цифровий сигнальний контролер" (ЦСК) був введений компанією Microchip Technology у 2002 році. Сьогодні цей термін широко визнається більшістю світових виробників цифрових сигнальних контролерів.

Структурно мікроконтролери і цифрові сигнальні контролери практично не мають суттєвих відмінностей. Вони характеризуються швидкодійними перериваннями, високою розрядністю акумулятора, а також можливістю створення цифрових фільтрів для кожного каналу АЦП. Деякі цифрові сигнальні контролери підтримують числа з плаваючою точкою, що суттєво полегшує цифрову обробку сигналів. Широке застосування електроприводів у промисловості, транспорті та побуті безперервно зростає. На сьогодні понад 60% усієї електричної енергії, виробленої у світі, споживається електродвигунами, що свідчить про важливість застосування методів зменшення енерговитрат, одним з яких є регулювання роботи електроприводу. За всі етапи розвитку електроприводу велика увага приділялася пошукам можливостей заміни електромашинних перетворювачів статичними вентильними перетворювачами. Це завдання стало можливим тільки після винаходу тиристорів та вдосконалення систем імпульсно-фазового управління на основі мікроелектроніки. Наразі більшість силових перетворювачів для електроприводів проектується на основі повністю керованих ключів IGBT або MOSFET транзисторів, частота комутації яких значно перевищує частоти тиристорів.

Мікроконтролери можуть зустрічатися в багатьох сучасних пристроях, таких як телефони та пральні машини; вони відповідають за роботу двигунів і систем гальмування сучасних автомобілів, а також допомагають створювати системи контролю та збору інформації.

Сучасні асинхронні порти працюють на швидкостях до декількох Мбіт/с. Вони призначені для комунікації із зовнішніми пристроями, такими як ПЛК, промислові комп'ютери, датчики та різні виконавчі механізми. Також до асинхронного порту підключаються USB-трансівери.

При використанні асинхронного порту важливими є два терміни:

- Протокол передачі даних;
- Інтерфейс.

Інтерфейс визначає спосіб передачі даних на апаратному рівні, який може реалізовуватися через RS-232, RS-485, RS-422. У курсовому проекті застосовуємо асинхронний порт RS-485.

Серед переваг порту RS-485 можна виділити:

- Двосторонній обмін даними по одній витій парі;
- Значна довжина лінії (до 1200 м);
- Можливість роботи з багатьма трансіверами.

Основною перевагою цих технологій є їхня універсальність у побудові зв'язків між різними пристроями в системі.

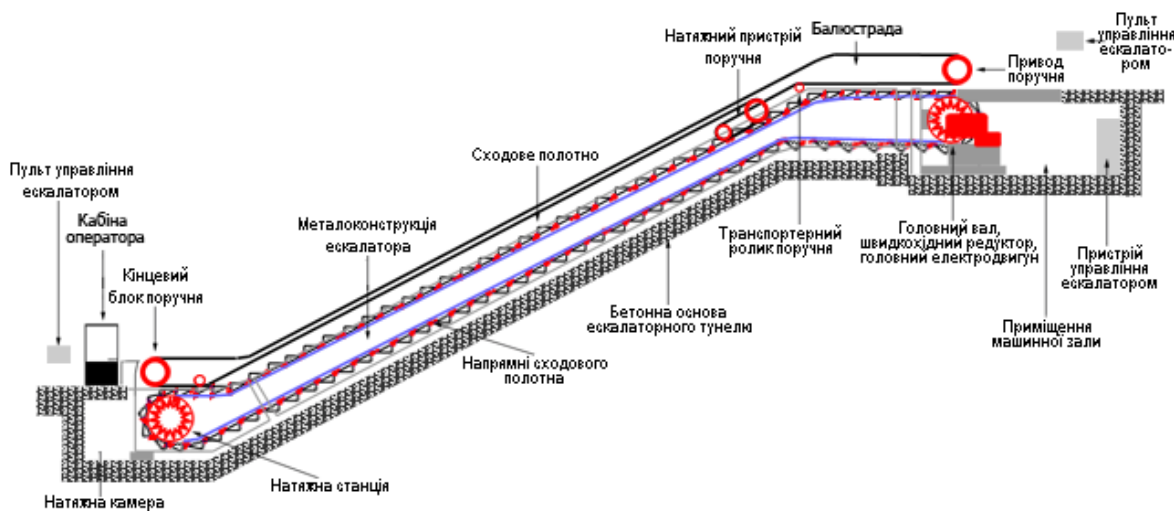


Рисунок 1.1 - Загальний вигляд ескалатора

Конструктивно кожен ескалатор є складним електромеханічним комплексом, у якому більше половини елементів — рухомі. Основою ескалатора служить потужний металевий каркас з напрямними рейками, по яких переміщуються замкнуті у кільця сходинки. Кожна сходинка має трапецеїдну форму в поперечному перерізі і обладнана двома великими та двома малими роликами; вони з'єднуються з тяговими ланцюгами, які, хоча й нагадують велосипедні, є у десятки разів більшими. Ці ланцюги, у свою чергу, приводяться в рух тяговими зірочками, що розташовані в верхньому машинному приміщенні (діаметр майже 1,5 метра), які обертаються двигуном через редуктор — по одному на стрічку. Там також розміщені основні пульти управління рухом і електричним живленням ескалаторів [7].

Великий розмір привідної частини ескалаторів ЛТ-1 (середина ХХ століття) зумовлює потребу в їх розміщенні на відстані один від одного, тоді як компактні двигуни новіших моделей (починаючи з 70-х років) встановлюються поруч. У нижній частині розташоване навантаження, яке забезпечує натяг поручнів і тягових ланцюгів. Поручні ескалатора виготовлені з жорсткої гуми і з'єднані в кільце. На відміну від сходинок, роликові передачі для поручнів розміщені лише в окремих точках, а поручні ковзають по латунних напрямних уздовж нахилу. Натяг поручнів забезпечується системою натяжних дисків, розташованих у внутрішній частині балюстради [8].

1. Кожен ескалатор складається з однойменних складових частин. Модифікації ескалаторів відрізняються швидкістю руху, кутом нахилу полотна, вантажопідйомністю, а також габаритами і конструктивними особливостями окремих вузлів.

2. Кожен ескалатор комплектується одиничним набором запасних частин.

3. Основними складовими частинами ескалатора є: сходове полотно із направляючими, натяжна станція, головний вал, швидкісний редуктор, головний електродвигун, привод поручня, натяжний пристрій поручня і

кінцевий блок поручня. Взаєморозташування складових частин ліфта показано на рисунку 1.

4. Переміщення сходового полотна по направляючих здійснюється головним валом, розміщеним у машинному приміщенні, з використанням тягових ланцюгів. Там також знаходяться привод поручня та пульт управління ескалатором.

Для підвищення економічності в верхній та нижній частинах шахти встановлюються ультразвукові або інфрачервоні датчики. Якщо в приміщенні перебуває небагато людей, то відсутня необхідність у постійній роботі ескалатора. Таким чином, коли ескалатор не використовується, він або працює на повільній швидкості, або зупиняється зовсім[4].

5. Полотно приводиться в рух редуктором з електродвигуном. При натисканні кнопки команди (пуск, розгін, сповільнення або зупинка) це забезпечується системою управління контролера.

#### *Опис технологічного процесу ескалатора*

При натисканні кнопки в електроапаратуру управління ескалатором подається електричний імпульс. Напряга надходить на обмотку електродвигуна редуктора, що спричиняє обертання ротора електродвигуна. Оскільки ланцюги полотна жорстко з'єднані з редуктором, після початку обертання редуктора починає рухатися і полотно.

Якщо в конструкції ескалатора передбачена функція енергозбереження, після виходу останньої людини з ескалатора полотно через певний час уповільнюється або повністю зупиняється. Для забезпечення більш м'якої зупинки та плавного пуску кабіни ескалатора, можуть бути встановлені блоки частотного регулювання.

При проектуванні ескалатора особливу увагу приділяється питанням обмеження швидкості уповільнення під час зупинки та прискорення при старті, оскільки ці параметри впливають на комфорт пасажирів і безпеку експлуатації. Швидкість пуску ескалатора не повинна перевищувати  $0.6 \text{ м/с}^2$  в

перші миті та  $0.75 \text{ м/с}^2$  протягом решти часу розгону. Сповільнення при гальмуванні робочими гальмами не повинно перевищувати  $0.6 \text{ м/с}^2$ , тоді як при русі вгору —  $1 \text{ м/с}^2$ . При аварійному гальмуванні сповільнення не має перевищувати  $2 \text{ м/с}^2$ .

### *Розвиток систем ескалаторних електроприводів*

Поява в кінці 90-х років інверторів на основі IGBT-транзисторів дала можливість провідним європейським компаніям, що займаються виготовленням ескалаторів, розпочати широкомасштабну модернізацію приводів ескалаторів. Це стало можливим завдяки щорічному зниженню цін на інвертори приблизно на 5%. У таких умовах ліфтові компанії змогли зацікавити власників житла та експлуатаційні фірми в використанні частотних інверторів під час модернізації. Однак варто зазначити, що вартість керуючих систем ескалаторів зростає через використання інверторів, гальмівних резисторів, фільтрів тощо.

### *Одношвидкісний привід*

Найпростіший тип приводу, що використовують в старих ліфтах зі швидкістю до  $0,6 \text{ м/с}$ , включає двигуни з високим ковзанням, які забезпечують високий початковий момент і, по можливості, низький пусковий струм. Запуск цих двигунів здійснюється шляхом прямого з'єднання з мережею. Зменшення прискорень і ривків під час розгону досягається за рахунок використання додаткових махових мас, що мають момент інерції, який перевищує момент інерції самого двигуна. Однак це призводить до збільшення втрат і зниження ККД двигуна.

### *Двошвидкісний привід ескалаторної підйомної установки*

Системи, які застосовують двошвидкісні полюсно-перемикаючі асинхронні двигуни, спеціально створені для приводів ескалаторів, отримали назву двошвидкісних. Хоча ці системи не є приводами з регульованою

швидкістю, їх можна вважати регульованими, оскільки вони функціонують на двох різних швидкостях. Вони були широко використані в Європі в 1970-х і 1980-х роках. Двигуни запускаються безпосередньо, тому виникає потреба в маховиках, щоб зменшити ривків і забезпечити плавність роботи. Основним компонентом двошвидкісних систем є двигун з двома обмотками, розміщеними в статорі, які взаємодіють з одним ротором. Зазвичай співвідношення швидкостей у таких системах становить 3:1, 4:1 або 6:1. Це означає, що мінімальна швидкість дорівнює 33%, 25% або 16,6% від максимальної швидкості [4].

Двигуни мають такі співвідношення кількості полюсів: 6:18 (1000/333 об/хв), 6:24 (1000/250 об/хв), 4:16 (1500/375 об/хв) або 4:24 (1500/250 об/хв). Механічні характеристики вітчизняних двигунів представлені на рис.1.3.

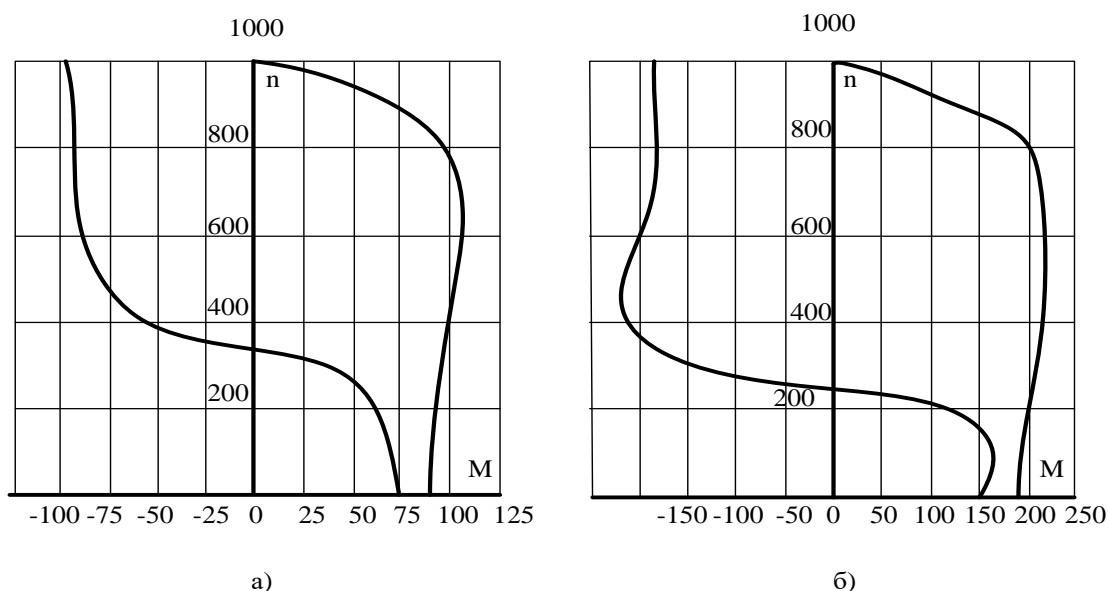


Рисунок 1.2 - Характеристики двигунів серії 5

а – двигун 5FY160S6/18; б – двигун 5FY160S6/24

(М – в Нм; n – об/хв)

Недоліки подібних систем:

розгін і уповільнення не плавне;

високий пусковий струм;

низька точність через залежність від навантаження;

зайві витрати енергії через прямий пуск і застосування додаткових маховиків.

### Система з регулюванням напруги

Системи з регулюванням напруги знайшли широке застосування з середини 1980х років. Принцип роботи заснований на використанні трьох пар зустрічних тиристорів для зміни напруги на статорі, як показано на рис.1.3.

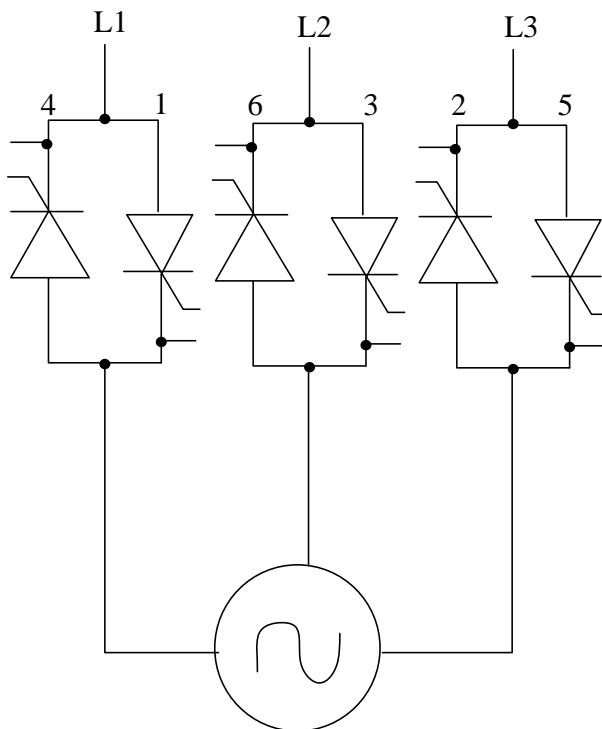


Рисунок 1.3 - Схема підключення двигуна

При зменшенні напруги живлення спостерігається зниження моменту двигуна, внаслідок чого, при постійному навантаженні, зменшується робоча швидкість (зростає ковзання).

Крім того, на низьких швидкостях кут запалювання тиристорів збільшується, що призводить до виникнення вищих гармонічних складових напруги. Це, в свою чергу, викликає перегрів двигуна та зниження його ККД. Тому необхідно забезпечити додаткове охолодження двигуна. Таким чином, системи з подібними характеристиками мають підвищені енергетичні витрати.

## *Системи регулювання з постійним струмом*

Метод, що дозволяє здійснювати електричне гальмування за допомогою низькошвидкісної обмотки двигуна, знайшов широке застосування в Європі, як показано на рис. 1.4. Цей підхід передбачає використання двигуна з подвійною "білячою кліткою". Зміна кута запалювання призводить до варіювання напруги на статорі, що формує нову криву "швидкість-момент". Даний спосіб регулювання дозволяє отримати необхідну залежність в зоні розгону та уповільнення ескалатора, забезпечуючи достатній рівень комфорту [11].

У процесі роботи обмотка більшої швидкості (1500 об/хв) з'єднується з мережею через регулятор трифазного струму, тоді як обмотка низької швидкості (375 або 250 об/хв) живиться від випрямного моста. Обертовий момент під час розгону створюється обмоткою великої швидкості. За допомогою керування кутом запалювання напруги живлення тиристорного регулятора напруги можна безперервно варіювати напругу. Гальмівний момент забезпечується обмоткою малої швидкості, яка живиться від постійного струму (рис. 1.4). Регулювання напруги протягом розгону та гальмування дозволяє зменшити (або усунути) додаткові інерційні маси під час зміни навантаження на ескалатор [9].

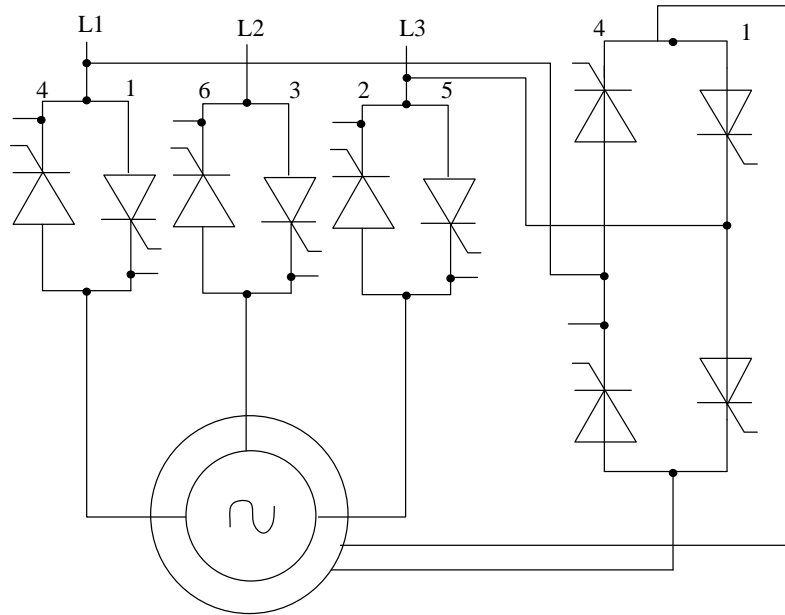


Рисунок 1.4 - Схема підключення двохшвидкісного двигуна

*Системи з регулюванням напруги і частоти*

Си з регулюванням напруги і частоти включають асинхронний двигун, з'єднаний з інвертором, який забезпечує безперервне регулювання напруги і частоти. Спрощена функціональна схема таких систем показана на рис. 1.5.

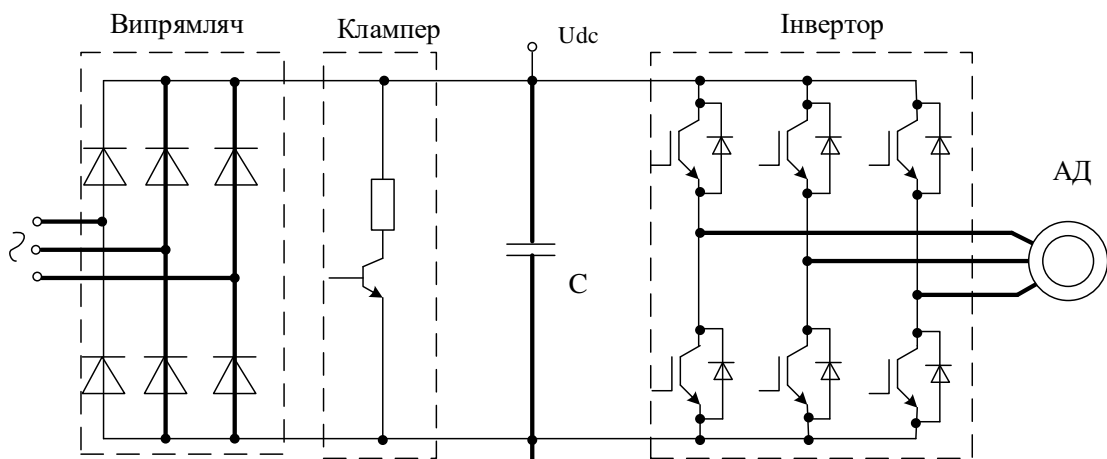


Рисунок 1.5 - Перетворювач по системі «некерований випрямляч - ланка постійного струму – інвертор»

За такого типу приводу двигун здатен забезпечувати заданий момент на будь-якій швидкості, яка узгоджена з частотою інвертора. Ці системи мають високу швидкість і забезпечують плавний розгін. Інвертор виділяє з загального струму лише активну складову, яка формує обертовий момент.

Варто зазначити, що живлення асинхронного двигуна від статичного інвертора здійснюється несинусоїдною напругою, що призводить до збільшення втрат приблизно на 10-15% через наявність вищих гармонічних складових. Це обмежує можливість двигуна забезпечувати номінальну потужність, внаслідок чого він працює з меншою навантаженістю. Присутність гармонік напруги та струму викликає коливання моменту, підвищує втрати, погіршує охолодження при роботі на низьких швидкостях і спричиняє необхідність знижувати потужність [14].

#### *Основні вимоги до системи електропривода*

Ескалатори повинні відповідати таким вимогам: забезпечення заданої продуктивності, повна безпека пасажирів, висока надійність роботи, підвищений комфорт під час транспортування людей та енергозбереження в процесі експлуатації [14].

Основні вимоги до електропривода ЛПУ включають:

- реверсивність;
- плавний пуск і зупинку;
- мінімальну тривалість перехідних процесів при заданих прискореннях та гальмуваннях (стандартне значення —  $2 \text{ м/с}^2$ );
- забезпечення розрахункової швидкості руху;
- точність підтримання кутової швидкості в межах 10%;
- безпеку і надійність;
- низький рівень шуму.

Для забезпечення безпеки використовують механічні та електричні блокування, а також різні види захисту. Основні блокування включають: обрив поручня, збільшення швидкості ескалатора на 25% вище номінальної,

різкі зміни напрямку руху, вимкнення живлення котушок робочих гальм і нерозмикання гальм під час пуску.

Необхідні види захисту: максимальний струмовий захист, захист від перегріву, обриву фаз та перевищення швидкості. При спрацюванні будь-якого захисту або блокування система керування не видає команду на початок роботи, а при спрацюванні захисту під час роботи система подає сигнал на екстрене зупинення. Система керування повинна контролювати процес підйому і спуску ескалатора, забезпечуючи вибрану швидкість руху, а також обмежувати прискорення і ривок під час розгону та гальмування, плавно зупиняючи ескалатор у разі спрацювання захисту [15].

## 2 ВИЗНАЧЕННЯ ПОТРІБНОЇ ПОТУЖНОСТІ ДВИГУНА

Радіус приведення

$$\rho_{\Sigma} = \frac{D_{нач}}{2i_{\Sigma}} = \frac{1.2}{2 \cdot 58.1} = 0.01 м$$

Швидкість руху двигуна

$$\omega_{об} = \frac{v}{\rho_{\Sigma}} = \frac{0.75}{0.01} = 75 с^{-1}$$

Навантаження на погонний метр ескалатора

$$F_{п.м.} = G \cdot \sin \alpha = \frac{1650}{2} = 825 Н$$

Довжина стрічки ескалатора

$$l = \frac{H}{\sin \alpha} = \frac{55}{0.5} = 110 м$$

Сумарне навантаження ескалатора

$$F_{\Sigma} = F_{п.м.} \cdot l = 825 \cdot 110 = 90750 Н$$

Статичний момент навантаження

$$M_c = F_{\Sigma} \rho_{\Sigma} = 90750 \cdot 0.01 = 907.5 Н \cdot м$$

Максимальний момент навантаження

$$M_{max} = M_c = 907.5 Н \cdot м$$

Розрахункова потужність двигуна

$$P_{\text{дв}} = k_3 M_C \omega_{\text{дв}} = 1.3 \cdot 907.5 \cdot 75 = 88.5 \text{ кВт}$$

Розрахункова частота обертання

$$n = \frac{30 \omega_{\text{дв}}}{\pi} = \frac{30 \cdot 75}{3.14} = 716.6 \text{ об / хв}$$

Сила тертя

$$F_{\text{ТР}} = k \cdot v = 6800 \cdot 0.75 = 5100 \text{ Н}$$

Сила опору

$$F_{\text{оп}} = F_{\Sigma} - F_{\text{ТР}} = 97050 - 5100 = 91950 \text{ Н}$$

### 3 ВИБІР ЕЛЕКТРОДВИГУНА ТА СИЛОВОГО ОБЛАДНАННЯ

Виходячи з розрахованої потужності виберемо двигун марки 4А315S8У3

4 — порядковий номер серії;

А — рід двигуна — асинхронний;

315 - висота осі обертання;

S – встановлений розмір по довжині станини ;

8 - число полюсів;

У3 – кліматичне виконання по ГОСТ.

Параметри двигуна зведені в таблицю 3.1 [5]:

Таблиця 3.1

Параметри двигуна 4А315S8У3

Номінальна потужність	$P_n = 90000 \text{ Вт}$
Номінальна напруга статора	$U_n = 380 \text{ В}$
Синхронна частота обертання	$n = 750 \text{ об / хв}$
Кількість пар полюсів	$p_n = 4$
Момент інерції	$J = 4.9 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$
Номінальна частота статора	$f = 50 \text{ Гц}$
Перевантажувальна здатність	$\lambda = 2.3$
Коефіцієнт потужності	$\cos \varphi = 0.85$
ККД	$\eta = 93\%$
Номінальне ковзання	$s_n = 0.015$
Критичне ковзання	$s_k = 0.07$
Опір статора	$R_1' = 0.023 \text{ Ом}; x_1' = 0.11 \text{ Ом}$
Опір ротора	$R_2'' = 0.019 \text{ Ом}; x_2'' = 0.13 \text{ Ом}$
Індуктивний опір намагнічування	$x_\mu' = 2.6 \text{ Ом}$

*Розрахунок параметрів номінального режиму двигуна*

Кутова швидкість вектора напруги статора

$$\omega_0 = 2\pi f = 2 \cdot 3.14 \cdot 50 = 314 \text{ рад} / \text{с}$$

Швидкість х.х.

$$\omega_{x.x.} = \frac{\omega_0}{p_n} = \frac{314}{4} = 78.5 \text{ рад} / \text{с}$$

Номінальна швидкість двигуна

$$\omega_H = \omega_{x.x.} (1 - s_H) = 78.5 \cdot (1 - 0.015) = 77.323 \text{ рад} / \text{с}$$

Номінальний момент двигуна

$$M_H = \frac{P_H}{\omega_H} = \frac{90000}{77.323} = 1163.949 \text{ Н} \cdot \text{м}$$

Критичний момент двигуна (по перевантажувальній здатності двигуна з каталогу)

$$M_K = \lambda \cdot M_H = 2.3 \cdot 1163.949 = 2677.083 \text{ Н} \cdot \text{м}$$

Номінальна фазна напруга

$$U_{1\Phi H} = U_{1ЛН} / \sqrt{3} = 380 / \sqrt{3} = 220 \text{ В}$$

Номінальне діюче значення фазного струму статора

$$I_{1\Phi H} = \frac{P_{2H}}{3 \cdot U_{1\Phi H} \cdot \eta \cdot \cos(\varphi)} = \frac{90000}{3 \cdot 220 \cdot 0.93 \cdot 0.85} = 172.503 \text{ А}$$

Номінальне поточкозчеплення

$$\psi_H = \sqrt{2} \cdot U_{1\phi H} / \omega_0 = 311 / 314 = 0.987 \text{ Вб}$$

Розрахунок параметрів асинхронного електродвигуна

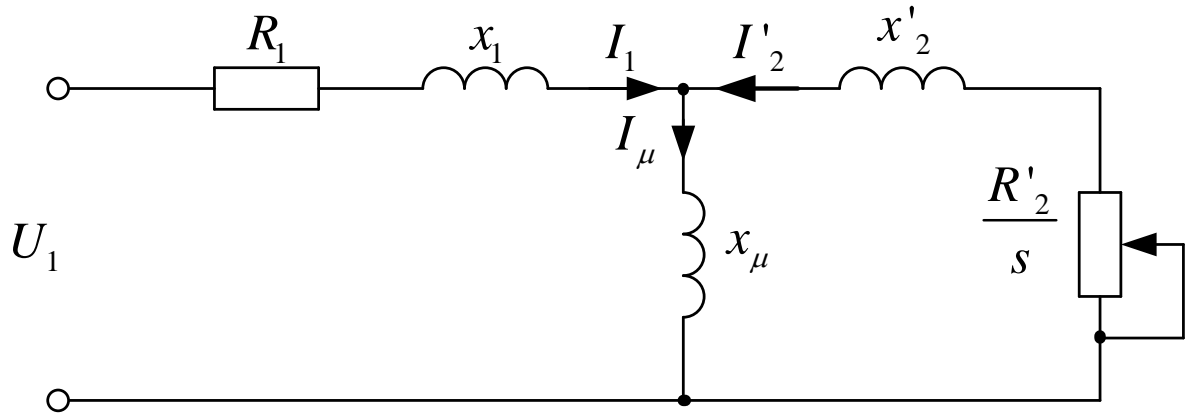


Рисунок 3.1 - Т - подібна схема заміщення АД.

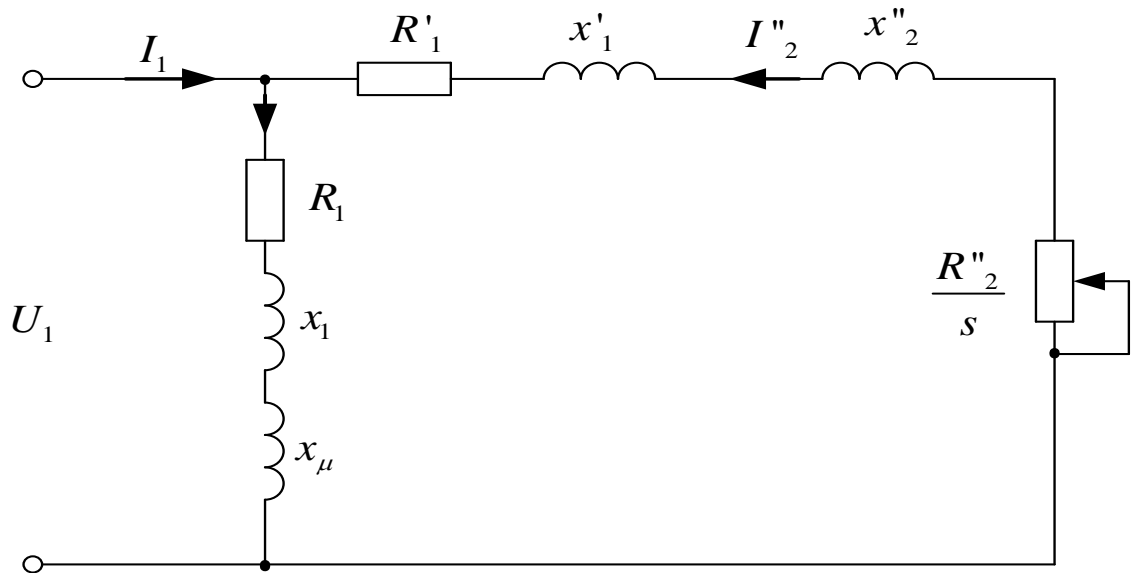


Рисунок 3.2 - Г - подібна схема заміщення АД.

Асинхронний двигун має наступні дані:

Коефіцієнт перерахунку між Т – подібною та Г – подібною схемами заміщення

$$c_1 = \frac{x_\mu + \sqrt{x_\mu^2 + 4x_1' x_\mu}}{2x_\mu} = \frac{2.6 + \sqrt{2.6^2 + 4 \cdot 0.11 \cdot 2.6}}{2 \cdot 2.6} = 1.040$$

Параметри Т-подібної схеми заміщення в відносних одиницях

$$X_1 = \frac{x_1'}{c_1} = \frac{0.11}{1.040} = 0.106 \text{ у.о.};$$

$$r_1 = \frac{R_1'}{c_1} = \frac{0.023}{1.040} = 0.022 \text{ у.о.};$$

$$X_2 = \frac{x_2''}{c_1^2} = \frac{0.13}{1.040^2} = 0.12 \text{ у.о.};$$

$$r_2 = \frac{R_2''}{c_1^2} = \frac{0.019}{1.040^2} = 0.018 \text{ у.о.}$$

Параметри Т-подібної схеми заміщення в абсолютних одиницях запишуться

$$x_1 = X_1 \frac{U_{1\Phi H}}{I_{1\Phi H}} = 0.106 \frac{220}{172.503} = 0.135 \text{ Ом}$$

$$R_1 = r_1 \frac{U_{1\Phi H}}{I_{1\Phi H}} = 0.022 \frac{220}{172.503} = 0.028 \text{ Ом}$$

$$x_2 = X_2 \frac{U_{1\Phi H}}{I_{1\Phi H}} = 0.12 \frac{220}{172.503} = 0.153 \text{ Ом}$$

$$R_2 = r_2 \frac{U_{1\Phi H}}{I_{1\Phi H}} = 0.018 \frac{220}{172.503} = 0.023 \text{ Ом}$$

$$x_\mu = x_\mu \frac{U_{1\Phi H}}{I_{1\Phi H}} = 2.6 \frac{220}{172.503} = 3.315 \text{ Ом}$$

Індуктивності розсіювання статора и ротора

$$L_{1\sigma} = \frac{x_1}{2\pi f} = \frac{0.135}{314} = 0.00042 \text{ Гн};$$

$$L_{2\sigma} = \frac{x_2}{2\pi f} = \frac{0.153}{314} = 0.00049 \text{ Гн}$$

Індуктивність намагнічування контуру

$$L_\mu = \frac{x_\mu}{2\pi f} = \frac{3.315}{314} = 0.011 \text{ Гн}$$

Індуктивності статора и ротора

$$L_1 = L_\mu + L_{1\sigma} = 0.011 + 0.00042 = 0.01142 \text{ Гн}$$

$$L_2 = L_\mu + L_{2\sigma} = 0.011 + 0.00049 = 0.01149 \text{ Гн}$$

Приведений момент інерції

$$J_{\text{пр}} = \frac{D_0^2 \cdot F_{\text{оп}}}{g \cdot 4 \cdot i_\Sigma^2} = \frac{132408}{132323.912} = 1.0006 \text{ м}$$

Сумарний момент інерції

$$J_\Sigma = J_d - J_{\text{пр}} = 4,9 + 1.0006 = 5.9006 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$$

Розраховані параметри наведено в таблиці 3.2:

## Параметри двигуна

$P_{2H}, \text{кВт}$	90	$R_1, \text{Ом}$	0.028
$\omega_{xx}, \text{рад/с}$	78.5	$R_2, \text{Ом}$	0.023
$\omega_n, \text{рад/с}$	77.323	$L_1, \text{Гн}$	0.01142
$M_n, \text{Нм}$	1163.949	$L_2, \text{Гн}$	0.01149
$M_k, \text{Нм}$	2677.083	$L_m, \text{Гн}$	0.011
$\lambda$	2.3	$J_d, \text{кг} \cdot \text{м}^2$	4.9
$I_{1\Phi H}, \text{А}$	172.503	$\cos(\phi)$	0.85
$\psi_n, \text{Вб}$	0.98	$\eta$	0.93

## Вибір силового електрообладнання

Типова функціональна схема сучасного електроприводу ескалаторної установки, побудованого на основі тиристорного регулятора напруги показана на рис.3.3 [3].

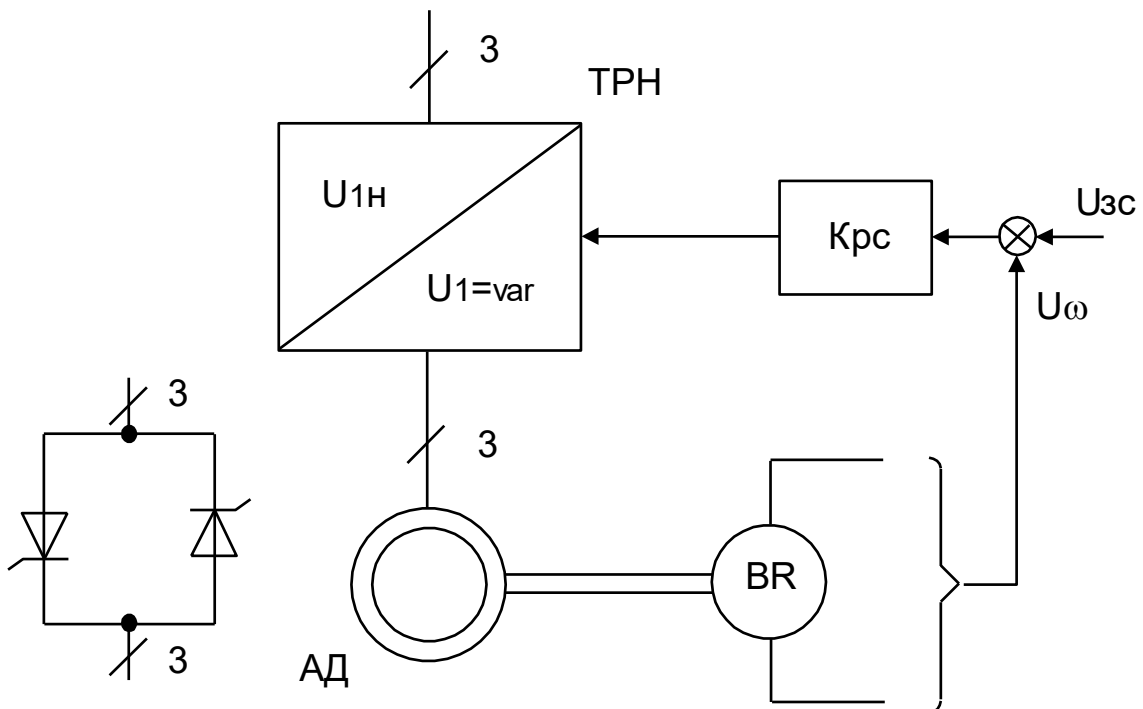


Рисунок 3.3 – Система ТРН-АД

Виходячи з розраховано номінального струму статора, вибираємо тиристорний регулятор напруги типу ТРН-380-315-3 УХЛ4 [6]

ТРН — тиристорний регулятор напруги;

380 — напруга в мережі, В;

315 — номінальний струм, А;

3 — трифазний;

УХЛ4 — кліматичне виконання і категорія розміщення по ГОСТ

Тиристорний регулятор напруги призначений для живлення активного та активно-індуктивного навантаження і живиться від трифазної мережі.

Вимоги до експлуатації та технічні характеристики заведені в таблицю 3.3 [17]:

Таблиця 3.3

Вимоги до експлуатації:

Висота над рівнем моря	не більше 1000м
Температу навколишнього середовища	від +1 до +35 °С
Відносна вологість	до (80±2)% при + 25 °С
Номінальна напруга мережі, В	380+20%
Частота мережі, Гц	50±2
Кількість фаз	3
Номінальний струм, А	315
Діапазон регулювання вихідної напруги, В	0...Uн
Діапазон регулювання струму, А	0...Iн
Аналогові входи	3
Сигнал керування на аналогову вході (по вибору)	0...20 мА (Rвх = 250 Ом) 0...+ 5В (Rвх > 100 кОм) 0...+ 10 В (Rвх > 5 кОм)
Аналогові виходи	3

Неізольовані дискретні входи	3
Напруга керування дискретних входів, В	0...+ 12(+ 24)
Вхідний оіпр дискретного входу, не менше, кОм	4,7
Навантажувальна здатність дискретного виходу	2 А , 220 В
Степінь захисту від зовнішніх впливів	IP22
Робоче положення	вертикальне ±15
Охолодження	повітряне, примусове

*Розрахунок основних елементів силової частини:*

Номінальні діючі значення фазної напруги та струму статора:

$$U_n = \frac{U_{ln}}{\sqrt{3}} = \frac{380}{\sqrt{3}} = 219.393 \text{ В}$$

$$I_{1\phi H} = \frac{P_{2H}}{3 \cdot U_{1\phi H} \cdot \eta \cdot \cos(\varphi)} = \frac{90000}{3 \cdot 220 \cdot 0.93 \cdot 0.85} = 172.503 \text{ А}$$

Амплітудні значення фазної напруги і струму статора

$$U_{na} = \sqrt{2} U_n = \sqrt{2} \cdot 219.393 = 311 \text{ В}$$

$$I_{na} = \sqrt{2} I_n = \sqrt{2} \cdot 172.503 = 243.956 \text{ А}$$

Для забезпечення високої точності керування швидкістю та положенням необхідно обирати датчик швидкості (енкодер) з високою кількістю імпульсів на оберт та малим моментом інерції валу. Вибираємо по каталогу інкрементальний енкодер [7] Lenord + Bauer GEL 207 з такими параметрами:

- напруга живлення, 5, 10...30 В
- споживана потужність, ≤1Вт при  $U_{жив}=5 \text{ В}$ , ≤1.3Вт при  $U_{жив}=10...30 \text{ В}$

- точність до 5000 імпульсів/оберт
- Момент інерції,  $7 \cdot 10^{-5} \text{ кг} \cdot \text{м}^2$

В схемі присутні тиристори.

Вибираємо по каталогу [8] тиристор типу LAMINA T61-175-12-50 з прямим струмом пропускання  $I_{np} = 175 \text{ A}$  та максимальною зворотною напругою 1200 В.

### **Висновок по розділу**

Було обрано асинхронний двигун серії 4А, а саме модель 4А315S8У3 потужністю 90,000 Вт. Для подальшого моделювання проведено перерахунок схеми заміщення з Г-подібної у Т-подібну. З урахуванням номінального струму статора цього двигуна було вибрано тиристорний регулятор напруги типу ТРН-380-315-3 УХЛ4 та тиристори типу LAMINA T61-175-12-50.

## 4 МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОГО ОБ'ЄКТА, РОЗРАХУНОК СТАТИЧНИХ ТА ДИНАМІЧНИХ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОПРИВОДА

### *Математична модель АД*

Електрична машина (ЕМ) є одним із ключових компонентів електроприводу та електромеханічних систем, оскільки вона безпосередньо здійснює процес електромеханічного перетворення енергії [3]. Незалежно від конструкції, усі ЕМ за принципом електромеханічного перетворення енергії класифікуються на машини постійного струму, асинхронні та синхронні.

Більш детальна класифікація включає конструктивні особливості, наприклад, поділ на машини лінійної дії та обертів; способи збудження — електромагнітне, від постійних магнітів або реактивне; наявність явнополюсності; характер магніторушійної сили (МРС) у повітряному зазорі, який може бути синусоїдальним або трапецеїдальним тощо.

Адекватне математичне описання процесів електромеханічного перетворення енергії в електромашинах є ключовим аспектом для розробки алгоритмів управління цими процесами, їх аналітичного аналізу та моделювання. Загалом, перетворення електричної енергії в механічну і навпаки в усіх електромашинах ґрунтується на основних законах електродинаміки, електромагнетизму та механіки. Однак створити єдине математичне описання, яке охоплювало б не лише всі електромашини, а й враховувало специфіку машин конкретного класу, ймовірно, неможливо. Повномасштабне моделювання конкретного типу електромашини з детальним аналізом процесів зазвичай призводить до багатовимірної складної моделі, що ускладнює її використання для управлінських цілей [7].

У зв'язку з цим математичний опис процесів електромеханічного перетворення енергії здійснюється на основі так званих ідеалізованих електричних машин (ЕМ), що ґрунтується на таких принципах:

- адекватне відображення фундаментальних процесів, що відбуваються у конкретному класі електричних машин;

- відкидання ефектів другого порядку, таких як неідеальність магнітних матеріалів і геометричних структур, несинусоїдальність магнітного поля, несиметрія магнітних та електричних параметрів трифазних обмоток та інші.

Процеси в ідеалізованих ЕМ зазвичай описуються так званою узагальненою електричною машиною, до якої можуть бути зведені основні типи електричних машин. Щодо ефектів другого порядку, їх можна врахувати на етапі математичного моделювання конкретної ЕМ. Важливо зазначити, що вплив цих ефектів значною мірою залежить від проектування машини. Сучасні електричні машини, які спеціально розроблені для певних методів управління, наприклад асинхронні двигуни для частотного та векторного керування, мають характеристики, що з високою точністю відповідають характеристикам ідеалізованих машин [8].

В електромашинах електромагнітні процеси визначаються магнітними полями в повітряному зазорі, які створюються струмами, що проходять вздовж осі машини, оскільки струми в лобових частинах мають менший вплив і формують магнітні потоки розсіювання. У більшості випадків достатньо вважати, що силові лінії магнітного поля в зазорі перпендикулярні циліндричним поверхням статора і ротора, які формують повітряний зазор. Розподіл магнітного поля в повітряному зазорі ЕМ, а також характер його зміни в часі визначають тип і характеристики машини. Розподіл струмів, у свою чергу, залежить від типу обмотки, а характер їх зміни в часі – від виду підведеної до обмоток напруги.

У багатополюсних ЕМ усі електромагнітні процеси повторюються через кожну пару полюсів, тому для вивчення теорії ідеалізованих ЕМ достатньо розглядати двополюсну електричну машину [11].

Реальна електрична машина (ЕМ) складається з  $n$  статорних і  $m$  роторних обмоток, що забезпечує  $n + m$  вхідних напруг, які з'єднують електромеханічний перетворювач з керуючим пристроєм. Вихідною

координатою електричної частини є електромагнітний момент (  $M$  ), який одночасно є вхідною координатою механічної частини електропривода. На механічну частину також діє момент збурення.

Швидкість обертання (  $\omega$  ) і кутове положення ротора (  $\theta$  ) визначаються за допомогою рівнянь руху механічної частини. Таким чином, механічні змінні (  $\theta$  ), (  $\omega$  ) і (  $M$  ) зв'язують електричну частину з механічною, формуючи єдину взаємодіючу електромеханічну систему. Це взаємозв'язок дозволяє забезпечити ефективне управління та регулювання роботи електропривода, що є критично важливим для досягнення необхідних характеристик продуктивності та надійності системи.

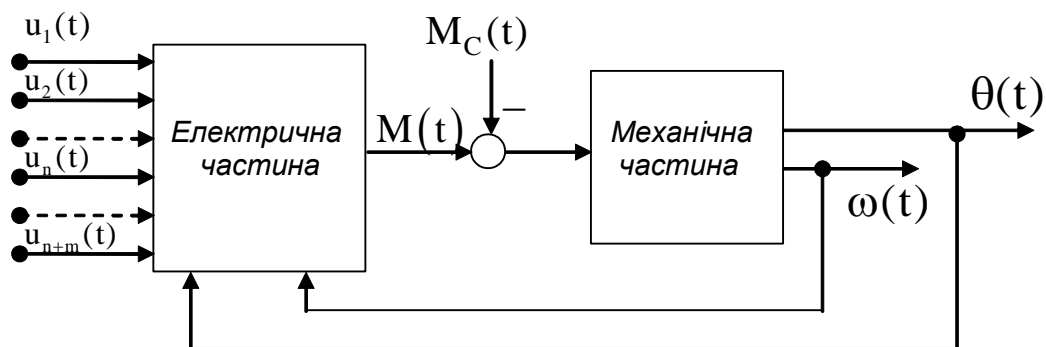


Рисунок 4.1 - Декомпозиція електромеханічного перетворювача

При виконанні зазначених умов процес електромеханічного перетворення енергії можна описати у загальному вигляді за допомогою векторів, що представляють напруги, струми та потокозчеплення електричної машини. Ці вектори взаємопов'язані через основні рівняння електричних машин, які описують електромагнітні процеси. Наприклад, вектор напруги може бути виражений через вектор струму та вектор потокозчеплення за допомогою рівняння. Таким чином, ці вектори в комплексі дозволяють формалізувати математичне моделювання електромеханічного перетворення енергії, що є важливим для аналізу та проектування електричних машин.

$$\begin{aligned}
\mathbf{u} &= (\mathbf{u}_{1s}, \mathbf{u}_{2s}, \dots, \mathbf{u}_{ns}; \mathbf{u}_{1r}, \mathbf{u}_{2r}, \dots, \mathbf{u}_{mr})^T \\
\mathbf{i} &= (\mathbf{i}_{1s}, \mathbf{i}_{2s}, \dots, \mathbf{i}_{ns}; \mathbf{i}_{1r}, \mathbf{i}_{2r}, \dots, \mathbf{i}_{mr})^T \\
\boldsymbol{\Psi} &= (\Psi_{1s}, \Psi_{2s}, \dots, \Psi_{ns}; \Psi_{1r}, \Psi_{2r}, \dots, \Psi_{mr})^T,
\end{aligned} \tag{4.1}$$

де частина індексу  $s$  - відноситься до статора, а  $r$  - до ротора.

Взаємозв'язок між струмами і потокозчепленнями задається лінійним алгебраїчним рівнянням

$$\boldsymbol{\Psi} = \mathbf{L}(\theta)\mathbf{i}, \tag{4.2}$$

Узагальнене рівняння електричної рівноваги записується в формі рівняння Кірхгофа

$$\mathbf{u} = \mathbf{R}\mathbf{i} + \boldsymbol{\psi} \tag{4.3}$$

де  $\mathbf{R} = \text{diag}(\mathbf{R}_{1s}, \mathbf{R}_{2s}, \dots, \mathbf{R}_{ns}; \mathbf{R}_{1r}, \mathbf{R}_{2r}, \dots, \mathbf{R}_{mr})$  – діагональна матриця активних опорів обмоток статора і ротора.

В теорії ідеалізованих машин приймається умова що активні опори обмоток статора (ротора) рівні.

Після підстановки (4.2) в (4.3), знаходимо векторне диференціальне рівняння, що встановлює зв'язок між вектором струмів та вектором напруг живлення

$$\mathbf{i} = \mathbf{L}^{-1}(\theta) \left( -\mathbf{R}\mathbf{i} - \omega \frac{\partial \mathbf{L}(\theta)}{\partial \theta} \mathbf{i} + \mathbf{u} \right) \tag{4.4}$$

В рівнянні (3.4) зворотна матриця індуктивностей завжди існує в силу умови  $\mathbf{L}(\theta) = \mathbf{L}^{-1}(\theta) > 0$ . Оскільки розглядаються електричні машини з

лінійною магнітною характеристикою, то функції ко-енергії і електромагнітної енергії співпадають і дорівнюють

$$W_e = \frac{1}{2} \mathbf{i}^T \mathbf{L}(\theta) \mathbf{i} \quad (4.5)$$

При виконанні умови А.4 момент, який розвивається електричною машиною, знаходиться у вигляді

$$M = \frac{\partial W_e(\theta)}{\partial \theta} \quad (4.6)$$

З урахуванням останнього виразу, момент двигуна запишеться

$$M = \frac{1}{2} \mathbf{i}^T \frac{\partial \mathbf{L}(\theta)}{\partial \theta} \mathbf{i}. \quad (4.7)$$

Доповнюючи рівняння (4.4), які описують динамічні процеси в електричній частині машини, і рівняння моменту (4.7) рівняннями руху механічної частини з постійним моментом інерції  $J$ , отримаємо узагальнену модель електричної машини у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} [M - v\omega - M_c(t)], \quad M = \frac{1}{2} \mathbf{i}^T \frac{\partial \mathbf{L}(\theta)}{\partial \theta} \mathbf{i} \\ \dot{\mathbf{i}} &= \mathbf{L}^{-1}(\theta) \left( -\mathbf{R}\mathbf{i} - \omega \frac{\partial \mathbf{L}(\theta)}{\partial \theta} \mathbf{i} + \mathbf{u} \right) \end{aligned} \quad (4.8)$$

де  $v > 0$  коефіцієнт в'язкого тертя.

На рис. 4.2. представлена структурна схема довільної електричної машини, яка відповідає рівнянням (4.8)

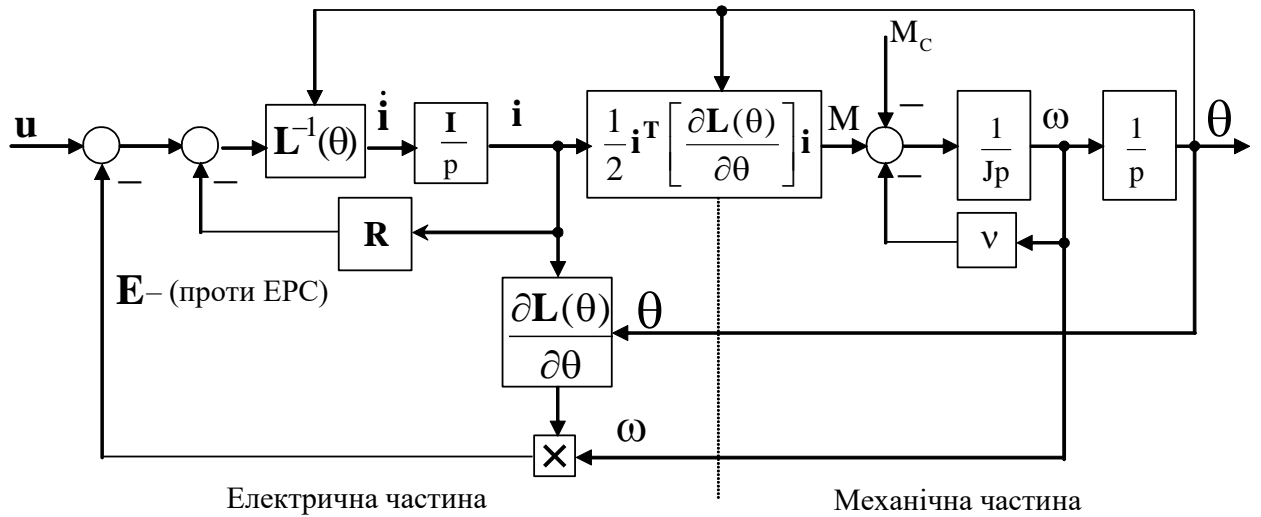


Рисунок 4.2 - Узагальнена структурна схема електричної машини

У теорії ідеалізованих електричних машин математичний опис процесів електромеханічного перетворення енергії може бути суттєво спрощений шляхом переходу до еквівалентної двохфазної моделі. Ця заміна дозволяє створити узагальнений математичний опис процесів електромеханічного перетворення енергії для оберտальних електричних машин (ЕМ) за допомогою ідеалізованого двохфазного електромеханічного перетворювача, який називається узагальненою електричною машиною [10].

Узагальнена електрична машина є спрощеною моделлю реальної електричної машини. Вона базується на кількох припущеннях, зокрема [14]:

1. Магнітні потоки та магнітні реакції, створювані обмотками статора і ротора, вважаються синусоїдально розподіленими вздовж довжини кола машини.

2. Для обмоток з несинусоїдальною магнітною реакцією струму (МРС) враховується лише перша просторову гармоніка поля, тоді як магнітні потоки від вищих гармонік відносяться до потоків розсіювання.

Відповідно до рівнянь (4.2) і (4.3), а також за умов симетричного живлення, динамічні процеси в електричній частині елементарної узагальненої електричної машини описуються:

1. Ці рівняння характеризують електричні кола обмоток машини і описують взаємозв'язок між струмами, напругами та магнітними потоками.

2. Це рівняння визначає електромагнітний момент двигуна як функцію струмів обмоток та механічних координат, таких як швидкість обертання та кутове положення ротора.

Цей підхід дозволяє спростити аналіз та моделювання електромеханічних систем, підвищуючи ефективність проектування та управління електричними машинами. Схема узагальненої електричної машини, як показано на відповідному рисунку, ілюструє ці взаємозв'язки, що сприяє кращому розумінню процесів, що відбуваються в системі [11].

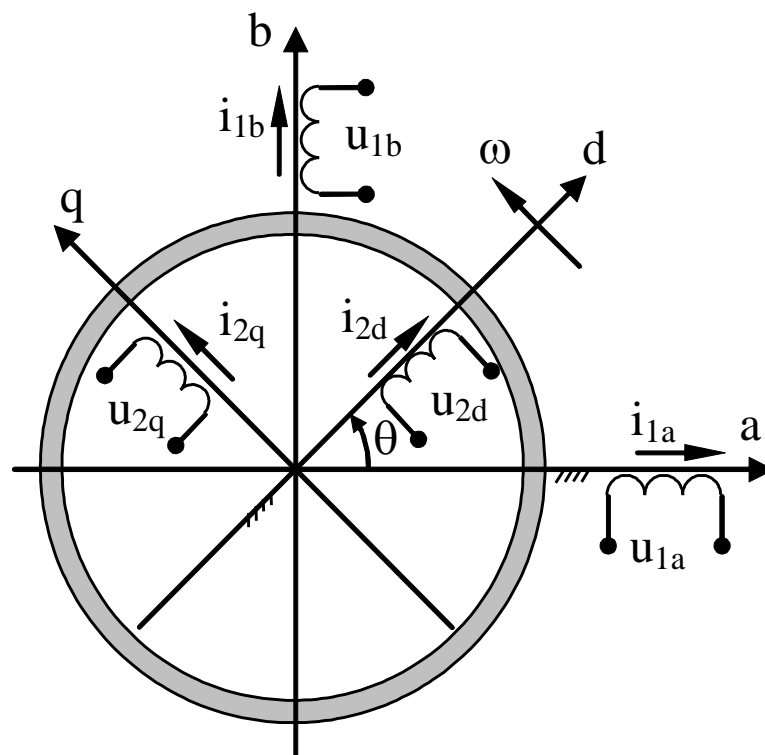


Рисунок 4.3 - Схема елементарної узагальненої двохфазної машини.

На Рис. 4.3 позначено: (a – b) – стаціонарна система координат статора, (d – q) – система координат ротора, що жорстко зв'язана з ним. Індекси 1 та 2 в позначеннях напруг та струмів вказують на відношення до статора та ротора,

$(a, b), (d, q)$  – визначають розташування обмоток по осям систем координат  $(a - b)$  та  $(d - q)$ .

Для електричної машини, еквівалентна схема якої показана на Рис. 4.3, сформуємо вектори змінних статора

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_1 &= (\mathbf{u}_{1a}, \mathbf{u}_{1b})^T \\ \mathbf{i}_1 &= (\mathbf{i}_{1a}, \mathbf{i}_{1b})^T \\ \boldsymbol{\Psi}_1 &= (\Psi_{1a}, \Psi_{1b})^T, \end{aligned} \quad (4.9)$$

а також вектори змінних ротора

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_2 &= (\mathbf{u}_{2d}, \mathbf{u}_{2q})^T \\ \mathbf{i}_2 &= (\mathbf{i}_{2d}, \mathbf{i}_{2q})^T \\ \boldsymbol{\Psi}_2 &= (\Psi_{2d}, \Psi_{2q})^T. \end{aligned} \quad (4.10)$$

Визначимо:  $\mathbf{u} = (\mathbf{u}_1^T, \mathbf{u}_2^T)^T$  – вектор прикладених напруг;  $\mathbf{i} = (\mathbf{i}_1^T, \mathbf{i}_2^T)^T$  – вектор струмів;  $\boldsymbol{\Psi} = (\boldsymbol{\Psi}_1^T, \boldsymbol{\Psi}_2^T)^T$  – вектор потокозчеплень;  $\mathbf{L}(\theta) \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$  – матриця індуктивностей,  $\mathbf{R} = \text{diag}(R_1, R_1, R_2, R_2)$  – матриця активних опорів машини,  $R_1, R_2$  – активні опори статора і ротора.

Виходячи із конфігурації узагальненої електричної машини, Рис. 4.3, матриця індуктивностей запишеться у наступному вигляді

$$\mathbf{L}(\theta) = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & L_{12} \cos \theta & -L_{12} \sin \theta \\ 0 & L_1 & L_{12} \sin \theta & L_{12} \cos \theta \\ L_{12} \cos \theta & L_{12} \sin \theta & L_2 & 0 \\ -L_{12} \sin \theta & L_{12} \cos \theta & 0 & L_2 \end{bmatrix}, \quad (4.11)$$

де  $L_1, L_2$  – власні індуктивності обмоток статора і ротора,  $L_{12}$  – максимальне значення взаємної індуктивності між обмотками статора і ротора, коли їх магнітні осі співпадають. За умови неявнополюсності власні індуктивності статора (ротора) прийняті однаковими.

Матрицю (4.11) записують також у блочному вигляді

$$\mathbf{L}(\theta) = \begin{bmatrix} L_1 \mathbf{I} & L_{12} e^{j\theta} \\ L_{12} e^{-j\theta} & L_2 \mathbf{I} \end{bmatrix}, \quad (4.12)$$

де  $\mathbf{I} \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$  – одинична матриця,

$$e^{j\theta} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}; \quad e^{-j\theta} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}; \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Необхідно відмітити, що оператори  $e^{j\theta}$  і  $e^{-j\theta}$  забезпечують координатні перетворення векторів з системи координат що обертається в стаціонарну і навпаки [14].

Рівняння електричної рівноваги для кіл статора і ротора мають вигляд

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_1 &= R_1 \mathbf{i}_1 + \frac{d\psi_1}{dt} \\ \mathbf{u}_2 &= R_2 \mathbf{i}_2 + \frac{d\psi_2}{dt} \end{aligned} \quad (4.13)$$

Рівняння потокозчеплень АД з (4.2), (4.12) записуються

$$\begin{aligned} \psi_1 &= L_1 \mathbf{i}_1 + L_{12} e^{j\theta} \mathbf{i}_2 \\ \psi_2 &= L_2 \mathbf{i}_2 + L_{12} e^{-j\theta} \mathbf{i}_1 \end{aligned} \quad (4.14)$$

Підставивши (4.14) в (4.13), отримаємо рівняння електричної рівноваги АД в такому вигляді

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_1 &= R_1 \mathbf{i}_1 + L_1 \frac{d\mathbf{i}_1}{dt} + L_{12} e^{j\theta} \frac{d\mathbf{i}_2}{dt} + L_{12} \omega e^{j\theta} \mathbf{J} \mathbf{i}_2 \\ \mathbf{u}_2 &= R_2 \mathbf{i}_2 + L_2 \frac{d\mathbf{i}_2}{dt} + L_{12} e^{-j\theta} \frac{d\mathbf{i}_1}{dt} - L_{12} \omega e^{-j\theta} \mathbf{J} \mathbf{i}_1 \end{aligned} \quad (4.15)$$

Система (4.15) – є системою нелінійних диференційних рівнянь 4-го порядку. В векторно-матричній формі вона переписеться у вигляді

$$\begin{bmatrix} L_1 & L_{12}e^{j\theta} \\ L_{12}e^{-j\theta} & L_2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{u}_1 - \mathbf{R}_1 \mathbf{i}_1 - \omega L_{12} e^{j\theta} \mathbf{J} \mathbf{i}_2 \\ \mathbf{u}_2 - \mathbf{R}_2 \mathbf{i}_2 + \omega L_{12} e^{-j\theta} \mathbf{J} \mathbf{i}_1 \end{pmatrix}. \quad (4.16)$$

Після перетворень система (4.16) набуває наступної форми:

$$\begin{pmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \end{pmatrix} = \mathbf{L}^{-1}(\theta) \begin{pmatrix} -\mathbf{R}_1 \mathbf{i}_1 - \omega L_{12} \mathbf{J} e^{j\theta} \mathbf{i}_2 + \mathbf{u}_1 \\ -\mathbf{R}_2 \mathbf{i}_2 + \omega L_{12} \mathbf{J} e^{-j\theta} \mathbf{i}_1 + \mathbf{u}_2 \end{pmatrix}. \quad (4.17)$$

В рівняннях (4.17) враховано, що матриці  $e^{j\theta}$  та  $\mathbf{J}$  є комутативними, тобто  $(e^{j\theta} \mathbf{J}) = (\mathbf{J} e^{j\theta})$ ,  $(e^{-j\theta} \mathbf{J}) = (\mathbf{J} e^{-j\theta})$ .

Для отримання статичних електромеханічних характеристик в електричних машинах, дійсно, необхідно перейти до усталеного режиму. Це означає, що всі змінні, які описують систему, більше не змінюються з часом, і похідні в диференційних рівняннях можна замінити на відповідні значення сталих величин. Таким чином, диференційні рівняння перетворюються в алгебраїчні. При переході до усталеного режиму всі похідні, які з'являються в диференційних рівняннях, стають рівними нулю. Це дозволяє спростити систему рівнянь, оскільки можна ігнорувати динамічні ефекти, які є актуальними лише в перехідному режимі. Враховуючи, що похідна від матриці індуктивностей (позначимо її як  $(L)$  при усталеному режимі, ми можемо вважати матрицю індуктивностей сталою. Це означає, що зміни в індуктивностях не відбуваються, і ми можемо використовувати значення матриці індуктивностей в усталеному режимі для подальших розрахунків.

Таким чином, якщо в початкових диференційних рівняннях присутні члени, що залежать від похідних від струмів і напруг, то при переході до

усталеного режиму ці члени зникнуть, і рівняння перетворяться в алгебраїчні [4].

Отже, у результаті перетворення рівнянь ми отримуємо можливість аналізувати електромеханічні характеристики машини в усталеному режимі, що є важливим для проектування та оптимізації електричних машин.

Враховуючи, що похідна від матриці індуктивностей (4.12) має вигляд

$$\frac{\partial \mathbf{L}(\theta)}{\partial \theta} = \begin{bmatrix} 0 & L_{12} e^{J\theta} \mathbf{J} \\ -L_{12} e^{-J\theta} \mathbf{J} & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.18)$$

рівняння моменту узагальненої ЕМ (4.7) запишеться

$$\mathbf{M} = L_{12} \mathbf{i}_1^T \mathbf{J} e^{J\theta} \mathbf{i}_2 \quad (4.19)$$

Доповнюючи (4.17) та (4.19) рівняннями руху ротора з постійним моментом інерції  $J$ , повні рівняння динаміки АД набувають вигляду

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} (L_{12} \mathbf{i}_1^T \mathbf{J} e^{J\theta} \mathbf{i}_2 - M c) \\ \begin{pmatrix} \frac{d\mathbf{i}_1}{dt} \\ \frac{d\mathbf{i}_2}{dt} \end{pmatrix} &= \mathbf{L}^{-1}(\theta) \begin{pmatrix} -\mathbf{R}_1 \mathbf{i}_1 - \omega L_{12} e^{J\theta} \mathbf{J} \mathbf{i}_2 + \mathbf{u}_1 \\ -\mathbf{R}_2 \mathbf{i}_2 + \omega L_{12} e^{-J\theta} \mathbf{J} \mathbf{i}_1 + \mathbf{u}_2 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4.20)$$

У випадку АД з короткозамкненим ротором приймається  $\mathbf{u}_2 = 0$ .

Рівняння (4.20) є нелінійними диференціальними рівняннями з періодичними коефіцієнтами, права частина яких залежить від кутового положення (див. вирази для  $e^{J\theta}$ ,  $e^{-J\theta}$ ).

Для подолання цієї проблеми виконаємо перетворення моделі (4.13) та (4.14) у нову систему координат  $(u - v)$ , яка характеризується кутовим положенням  $\theta_k(t)$  відносно стаціонарної системи  $(a - b)$  і обертається з

кутовою швидкістю  $\omega_k = \dot{\theta}_k$ . Розташування систем координат  $(a - b)$ ,  $(d - q)$ , та  $(u - v)$  показано на рис. 4.4.

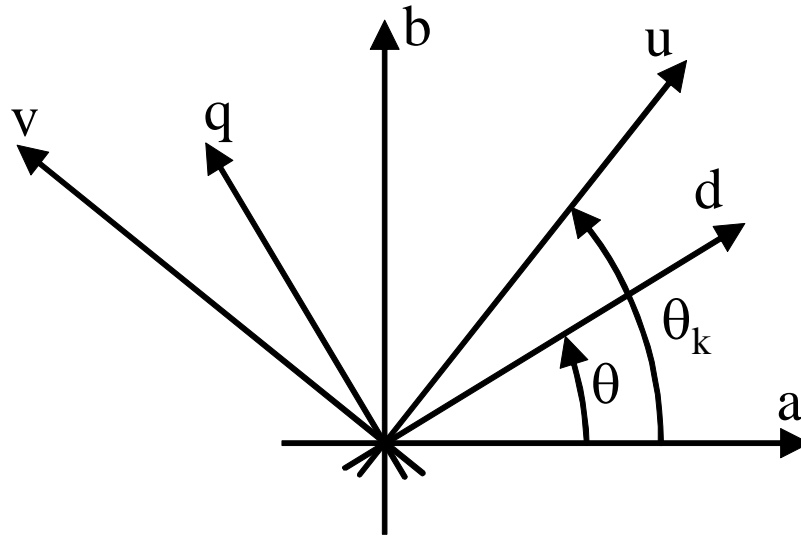


Рисунок 4.4 - Просторове розташування систем координат [7]

В нових координатах вектори змінних статора і ротора запишуться

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_1^{(u-v)} &= e^{-\mathbf{J}\theta_k} \mathbf{x}_1^{(a-b)} \\ \mathbf{x}_2^{(u-v)} &= e^{-\mathbf{J}(\theta_k - \theta)} \mathbf{x}_2^{(d-q)}, \end{aligned} \quad (4.21)$$

де  $\mathbf{x}_1^{(u-v)} = (x_{1u}, x_{1v})^T$ ,  $\mathbf{x}_2^{(u-v)} = (x_{2u}, x_{2v})^T$ .

Після перетворень з використанням (4.21) рівняння електричної рівноваги (4.13), а також рівняння для потокозчеплень і моменту набувають вигляду

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_1 &= R_1 \mathbf{i}_1 + \frac{d\boldsymbol{\psi}_1}{dt} + \omega_k \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_1 \\ \mathbf{u}_2 &= R_2 \mathbf{i}_2 + \frac{d\boldsymbol{\psi}_2}{dt} + (\omega_k - \omega) \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_2 \end{aligned} \quad (4.22)$$

$$\boldsymbol{\psi}_1 = L_1 \cdot \mathbf{i}_1 + L_{12} \cdot \mathbf{i}_2 \quad (4.23)$$

$$\boldsymbol{\psi}_2 = L_{12} \cdot \mathbf{i}_1 + L_2 \cdot \mathbf{i}_2$$

$$\mathbf{M} = L_{12} \mathbf{i}_1^T \mathbf{J} \mathbf{i}_2 \quad (4.24)$$

де вектори  $\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \mathbf{i}_1, \mathbf{i}_2, \boldsymbol{\psi}_1, \boldsymbol{\psi}_2$  представлені в системі координат  $(u - v)$ .

Для АД з короткозамкненим ротором в (4.22) необхідно прийняти  $\mathbf{u}_2 = 0$ .

Рівняння (4.22) – (4.24), які описують динамічну модель електричної частини асинхронного двигуна (АД) в системі координат, що обертається з кутовою швидкістю  $(\omega)$ , дійсно не залежать від кутового положення. Це пов'язано з особливостями моделювання в обертовій системі координат.

У системі координат, що обертається, обмотки статора і ротора вважаються взаємно нерухомими. Це означає, що всі електричні параметри, такі як струми та напруги, можуть бути представлені в статичних координатах, що спрощує аналіз. Оскільки рівняння не залежать від кутового положення, це дозволяє уникнути ускладнень, пов'язаних із зміною фазових значень в часі. У такій системі координат динамічні процеси описуються лише через зміни струмів і напруг, а не через їх просторові координати. Концепція фіктивної машини в системі координат дозволяє спростити математичний опис електричної частини. Взаємно нерухомі обмотки означають, що всі електричні величини можуть бути представлені у вигляді векторів у фіксованій системі координат, що полегшує розрахунки. На рисунку 4.5 можна побачити, як виглядає фіктивна машина в системі координат, що обертається. Це графічне зображення ілюструє, що обмотки статора і ротора залишаються в одній і тій же позиції відносно один одного, що є основою для застосування статичних рівнянь у динамічному аналізі [11].

Таким чином, незалежність рівнянь (4.22) – (4.24) від кутового положення в обертовій системі координат спрощує моделювання і аналіз динамічних процесів в електричних машинах, що є важливим для розробки систем управління і оптимізації роботи асинхронних двигунів.

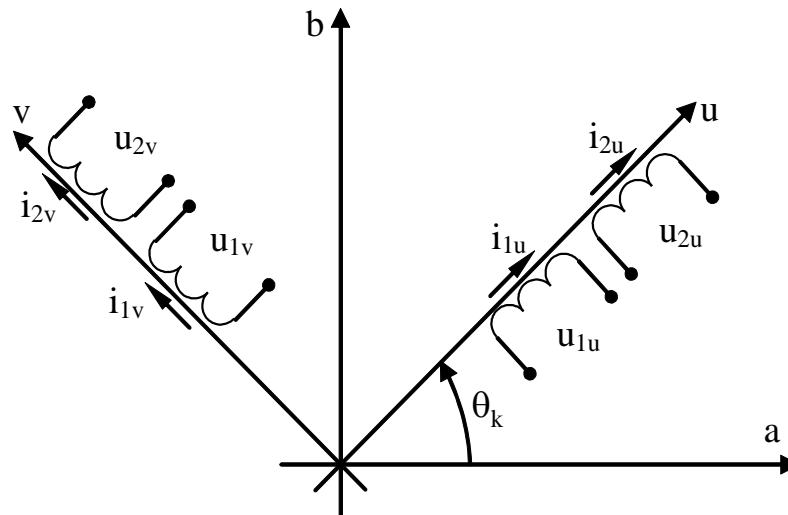


Рисунок 4.5 - Схематизація узагальненої електричної машини в системі координат  $(u - v)$

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

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

Відповідно до задач дослідження, система координат статора  $(a - b)$  при  $\omega_k = 0$  використовується при моделюванні АД з короткозамкненим ротором; система координат ротора  $(d - q)$   $\omega_k = \omega$  – при дослідженні синхронних машин; синхронна система координат  $\omega_k = \omega_0$  – є базовою при дослідженні та синтезі алгоритмів керування [15].

Виходячи з (4.22) при обраному варіанті системи координат  $(u - v)$  можуть бути сформовані моделі АД, записані через різні комбінації пар векторів, що входять в рівняння (4.22) – (4.24).

Для взаємозв'язку реальних електричних трифазних змінних  $\mathbf{x}_{(abc)}$  електричної машини та двофазних змінних  $\mathbf{x}_{(\alpha\beta)}$  узагальненої машини використовуються наступні вирази [16]

$$\mathbf{x}_{(\alpha\beta)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \mathbf{x}_{(abc)} \square [3 \rightarrow 2] \mathbf{x}_{(abc)}, \quad (4.25)$$

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

Зворотне перетворення визначається у вигляді

$$\text{де } [2 \rightarrow 3] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}. \quad (4.26)$$

При використанні перетворення (4.25) 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

$$P_{(abc)} = \frac{3}{2} P_{(\alpha\beta)}. \quad (4.27)$$

В теорії електромеханічного перетворення енергії прийнято використовувати, так звану, Т-подібну схему заміщення фази АД, яка показана на рис. 4.6.

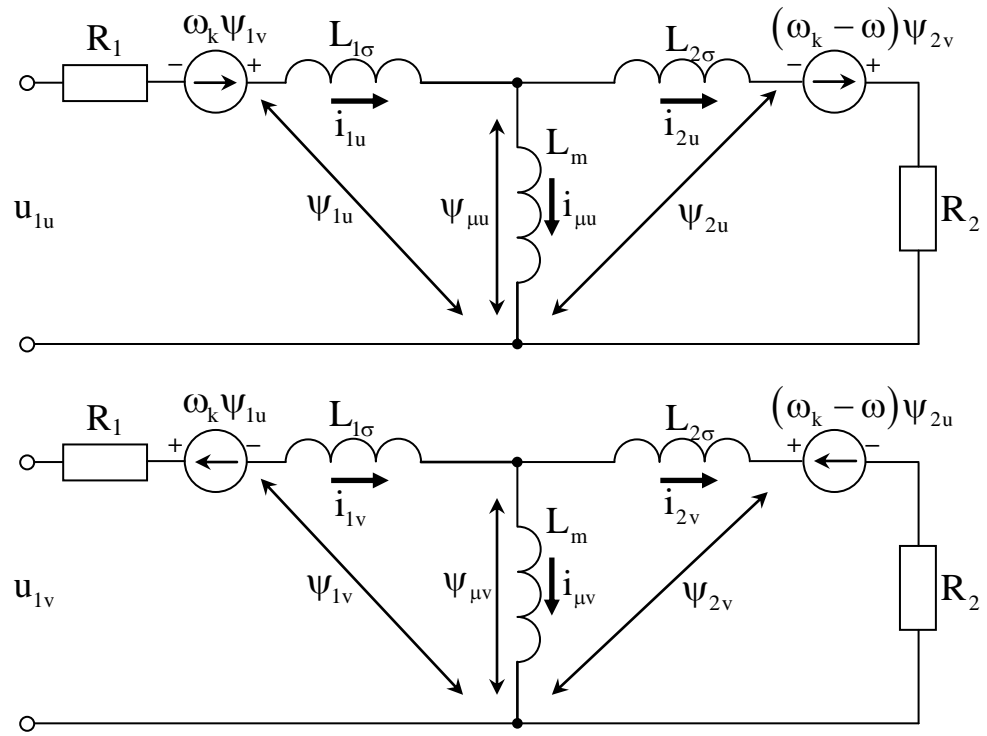


Рисунок 4.6 - Схема заміщення фази асинхронного двигуна в системі координат  $(u - v)$

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

$$\begin{aligned} L_1 &= L_{1\sigma} + L_m \\ L_2 &= L_{2\sigma} + L_m, \end{aligned} \quad (4.28)$$

$i_\mu, \psi_\mu$  – струм намагнічування та головне потокозчеплення.

У трифазних АД  $m=3$ , тому при використанні перетворення (4.25), рівняння для потокозчеплень (4.23) та моменту запишуться у вигляді

$$\begin{aligned} \psi_1 &= L_1 i_1 + L_m i_2 \\ \psi_2 &= L_m i_1 + L_2 i_2, \end{aligned} \quad (4.29)$$

$$M = \frac{3}{2} L_m \mathbf{i}_1^T \mathbf{J} \mathbf{i}_2 \quad (4.30)$$

З використанням рівнянь електричної рівноваги (4.22), а також виразів для потокозчеплень та моменту (4.30), отримуються базові моделі АД, що знайшли застосування при дослідженні електромеханічних системах з асинхронними двигунами.

Динамічна модель короткозамкненого АД в системі координат статора (a – b), записана через вектори струму статора та потокозчеплення ротора. Виключимо з (4.22) при  $\mathbf{u}_2 = 0, \omega_k = 0$  вектори  $\mathbf{i}_2$  та  $\boldsymbol{\psi}_1$  за допомогою (4.29).

Вираз для  $\mathbf{i}_2$  з другого рівняння (4.29) буде

$$\mathbf{i}_2 = L_2^{-1} (\boldsymbol{\psi}_2 - L_m \mathbf{i}_1) \quad (4.31)$$

Підстановка (4.31) в друге рівняння (4.22) дає

$$\dot{\boldsymbol{\psi}}_2 = -\alpha \boldsymbol{\psi}_2 + \omega \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_2 + \alpha L_m \dot{\mathbf{i}}_1, \quad (4.32)$$

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

Після підстановки виразу для  $\boldsymbol{\psi}_1$  з (4.29) в перше рівняння (4.22), а також перетворень з урахуванням (4.31), отримаємо рівняння динаміки струму статора

$$\dot{\mathbf{i}}_1 = -\frac{R_1}{\sigma} \mathbf{i}_1 - \beta \dot{\boldsymbol{\psi}}_2 + \frac{1}{\sigma} \mathbf{u}_1, \quad (4.33)$$

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

З урахуванням (4.31) рівняння моменту АД набуває вигляду

$$M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} \mathbf{i}_1^T \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_2 \quad (4.34)$$

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 (4.34), а також складова  $\omega \mathbf{J} \boldsymbol{\Psi}_2$  в (4.32) масштабуються множителем  $p_n$ .

Поєднуючи (4.32), (4.33), (4.34) з рівняннями руху механічної частини з моментом інерції  $J$ , математична модель АД запишеться у наступному вигляді

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} (M - M_c), \quad M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p_n (\psi_{2a} i_{1b} - \psi_{2b} i_{1a}) \\ \dot{i}_{1a} &= -\gamma i_{1a} + \alpha \beta \psi_{2a} + \beta p_n \omega \psi_{2b} + \frac{1}{\sigma} u_{1a} \\ \dot{i}_{1b} &= -\gamma i_{1b} + \alpha \beta \psi_{2b} - \beta p_n \omega \psi_{2a} + \frac{1}{\sigma} u_{1b} \\ \dot{\psi}_{2a} &= -\alpha \psi_{2a} - p_n \omega \psi_{2b} + \alpha L_m i_{1a} \\ \dot{\psi}_{2b} &= -\alpha \psi_{2b} + p_n \omega \psi_{2a} + \alpha L_m i_{1b} \end{aligned} \quad (4.35)$$

$$\text{де } \gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha L_m \beta.$$

Динамічна модель АД в синхронній системі координат, що обертається з кутовою швидкістю  $\omega_0$ . Визначимо змінні в синхронній системі координат наступним чином

$$\mathbf{x}^{(d-q)} = e^{-j\theta_0} \mathbf{x}^{(a-b)}, \quad (4.36)$$

де  $\mathbf{x}$  – двомірні вектори напруги, струму, потокозчеплення.

Тут і далі позначення  $(d-q)$  прийнято також для обертової системи координат  $(u-v)$ .

В силу перетворення (4.36) модель (4.35) набуває вигляду

$$\begin{aligned}
\dot{\theta} &= \omega \\
\dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c), \quad M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p_n (\psi_{2d} \dot{i}_{1q} - \psi_{2q} \dot{i}_{1d}) \\
\dot{i}_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \alpha \beta \psi_{2d} + \beta p_n \omega \psi_{2q} + \frac{1}{\sigma} u_{1d} \\
\dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} - \omega_0 i_{1d} + \alpha \beta \psi_{2q} - \beta p_n \omega \psi_{2d} + \frac{1}{\sigma} u_{1q} \\
\dot{\psi}_{2d} &= -\alpha \psi_{2d} + \omega_2 \psi_{2q} + \alpha L_m \dot{i}_{1d} \\
\dot{\psi}_{2q} &= -\alpha \psi_{2q} - \omega_2 \psi_{2d} + \alpha L_m \dot{i}_{1q},
\end{aligned} \tag{4.37}$$

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

Динамічна модель короткозамкненого АД в синхронній системі координат, записана через вектори струму ротора та потокозчеплення статора.

Для виключення струму статора з рівнянь (4.22) використаємо вираз

$$\mathbf{i}_1 = L_1^{-1} (\boldsymbol{\psi}_1 - L_m \mathbf{i}_2), \tag{4.38}$$

що отримується з (3.23).

Підстановка (3.38) в (3.22) дає

$$\dot{\boldsymbol{\psi}}_1 = -\alpha_1 \boldsymbol{\psi}_1 - \omega_0 \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_1 + \alpha_1 L_m \dot{\mathbf{i}}_2 + \mathbf{u}_1, \tag{4.39}$$

де  $\alpha_1 = R_1 / L_1$ .

Після перетворень другого рівняння в (4.22) отримаємо

$$\dot{\mathbf{i}}_2 = -\gamma_1 \mathbf{i}_2 - \omega_2 \mathbf{J} \mathbf{i}_2 + \alpha_1 \beta_1 \boldsymbol{\psi}_1 + \beta_1 p_n \omega \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_1 + \frac{1}{\sigma_1} \mathbf{u}_2 - \beta_1 \mathbf{u}_1 \tag{4.40}$$

де  $\sigma_1 = L_2 \left( 1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \right)$ ,  $\beta_1 = \frac{L_m}{L_1 \sigma_1}$ ,  $\gamma_1 = \frac{R_2}{\sigma_1} + \alpha_1 L_m \beta_1$ .

Рівняння моменту отримується шляхом підстановки (4.38) в (4.30)

$$\begin{aligned}
M &= \frac{3}{2} L_m p_n (\mathbf{i}_1^T \mathbf{J} \mathbf{i}_2) = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_1} p_n (\psi_1 - L_m \mathbf{i}_2)^T \mathbf{J} \mathbf{i}_2 = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_1} p_n \psi_1^T \mathbf{J} \mathbf{i}_2 = \\
&= \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_1} p_n (\psi_{1q} i_{2d} - \psi_{1d} i_{2q})
\end{aligned}
\tag{4.41}$$

В скалярному вигляді динамічна модель АД з урахуванням (4.39), (4.40), (4.41) запишеться у вигляді

$$\begin{aligned}
\dot{\theta} &= \omega \\
\dot{\omega} &= \frac{1}{J} (M - M_c), \quad M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_1} p_n (\psi_{1q} i_{2d} - \psi_{1d} i_{2q}) \\
\dot{\psi}_{1d} &= -\alpha_1 \psi_{1d} + \omega_0 \psi_{1q} + \alpha_1 L_m i_{2d} + u_{1d} \\
\dot{\psi}_{1q} &= -\alpha_1 \psi_{1q} - \omega_0 \psi_{1d} + \alpha_1 L_m i_{2q} + u_{1q} \\
\dot{i}_{2d} &= -\gamma_1 i_{2d} + \omega_2 i_{2d} + \alpha_1 \beta_1 \psi_{1d} - \beta_1 p_n \omega \psi_{1q} + \frac{1}{\sigma_1} u_{2d} - \beta_1 u_{1d} \\
\dot{i}_{2q} &= -\gamma_1 i_{2q} - \omega_2 i_{2q} + \alpha_1 \beta_1 \psi_{1q} + \beta_1 p_n \omega \psi_{1d} + \frac{1}{\sigma_1} u_{2q} - \beta_1 u_{1q}.
\end{aligned}
\tag{4.42}$$

*Синтез системи регулювання кутової швидкості асинхронного двигуна по схемі ТРН-АД*

Для аналізу роботи ТРН – АД , перш за все, розглянемо спрощену Т-подібну схему заміщення (рис.4.2.1).

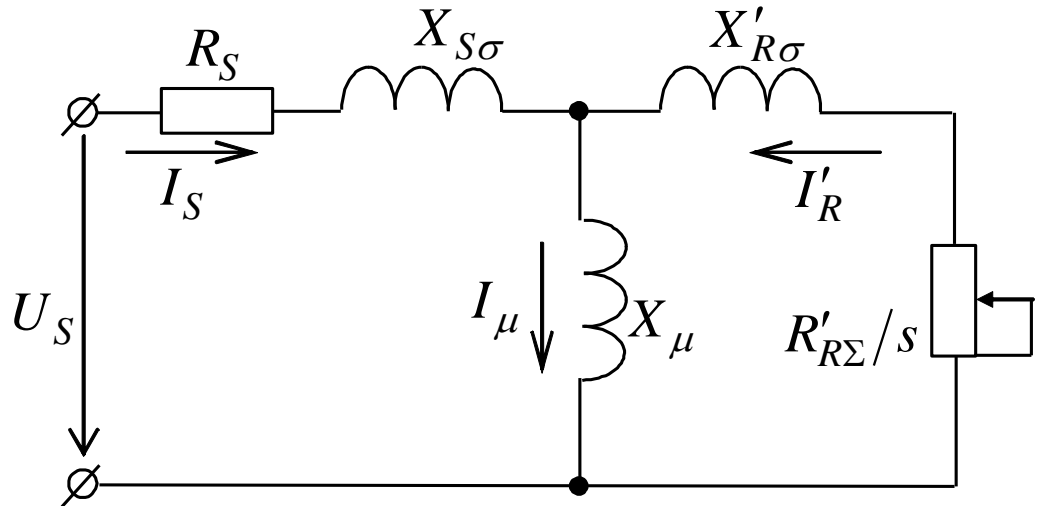


Рисунок 4.7 – Т-подібна схема заміщення АД

Рівняння електричної рівноваги записані для комплексних значень електричних величин, мають вигляд:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_S &= \bar{I}_S(R_S + jX_{S\sigma}) + \bar{E}_S; \\ -\bar{E}'_R &= \bar{I}'_R(R'_{R\Sigma}/s + jX'_{R\sigma}), \end{aligned} \right\} \quad (4.1)$$

де  $\bar{E}_S = \bar{E}'_R = j\bar{I}_{\mu}X_{\mu}$ .

В межах робочої ділянки механічної характеристики коли струм статора суттєво не перевищує номінального значення, множення  $\bar{I}_S\bar{Z}_S$  можна знехтувати через його відносну малість. При цьому з відомим наближення можна записати:

$$U_S \approx E_S = 4.44f_S W_S \Phi \cong f_S \Phi, \quad (4.2)$$

де  $f_S$  – частота живлячої мережі, Гц;  $W_S$  – число витків статорної обмотки;  $\Phi$  – магнітний потік, Вб.

З рівняння (4.2) випливає, що при незмінній частоті  $f_S = const$  зміна напруги приводить до відповідної зміни магнітного потоку двигуна. Зміна напруги визиває відповідно з (4.2) зменшення магнітного потоку, тому напруга прикладена до обмоток статора асинхронного двигуна при  $f_S = const$  може

розглядатися як керуючий вплив, визначаюче потік двигуна, аналогічно напрузі прикладеній до обмотки збудження двигуна постійного струму.

Форма механічних характеристик асинхронного двигуна при  $f_s = const$  і  $U_s = var$  в розімкнутій системі на рис.4.8. Вона знаходиться за такими співвідношеннями:

$$s_K = \pm \frac{R'_{R\Sigma}}{\sqrt{R_S^2 + X_k^2}}; \quad (4.3)$$

$$M_K = \frac{3U_S^2}{2\omega_0 \left( R_S \pm \sqrt{R_S^2 + X_k^2} \right)}. \quad (4.4)$$

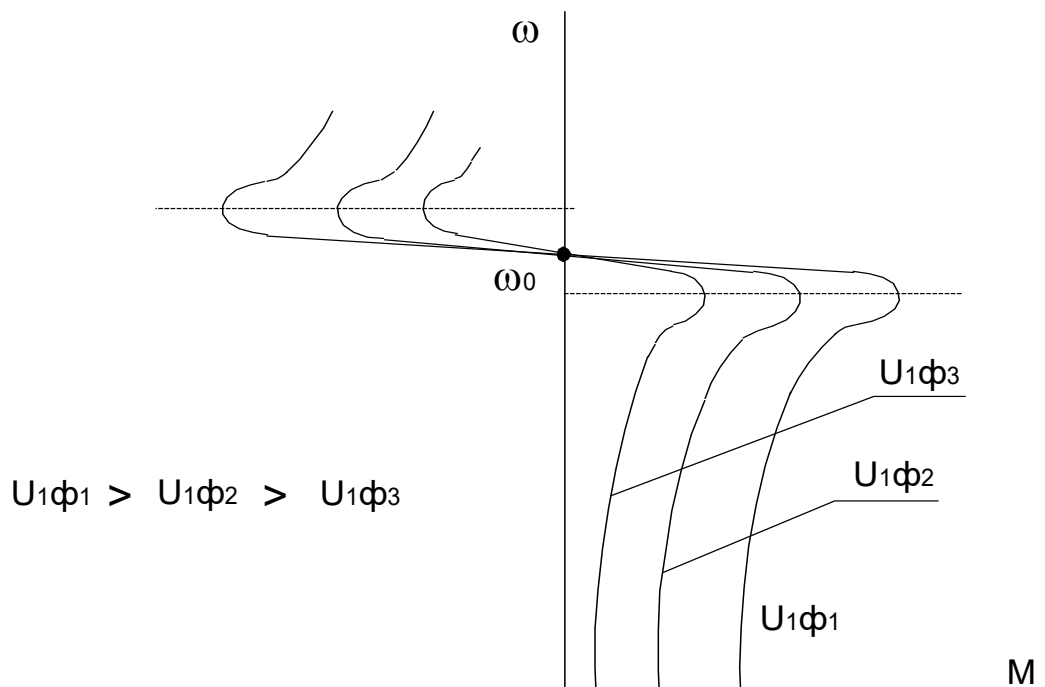


Рисунок 4.8 – Механічні характеристики асинхронного двигуна при  $U_s = var$

Форма механічних характеристик наглядно показує те, що для отримання жорстких механічних характеристик необхідно плавне регулювання напругою для підтримання заданих значень швидкості за допомогою від'ємного зворотного зв'язку за швидкістю (рис.4.9).

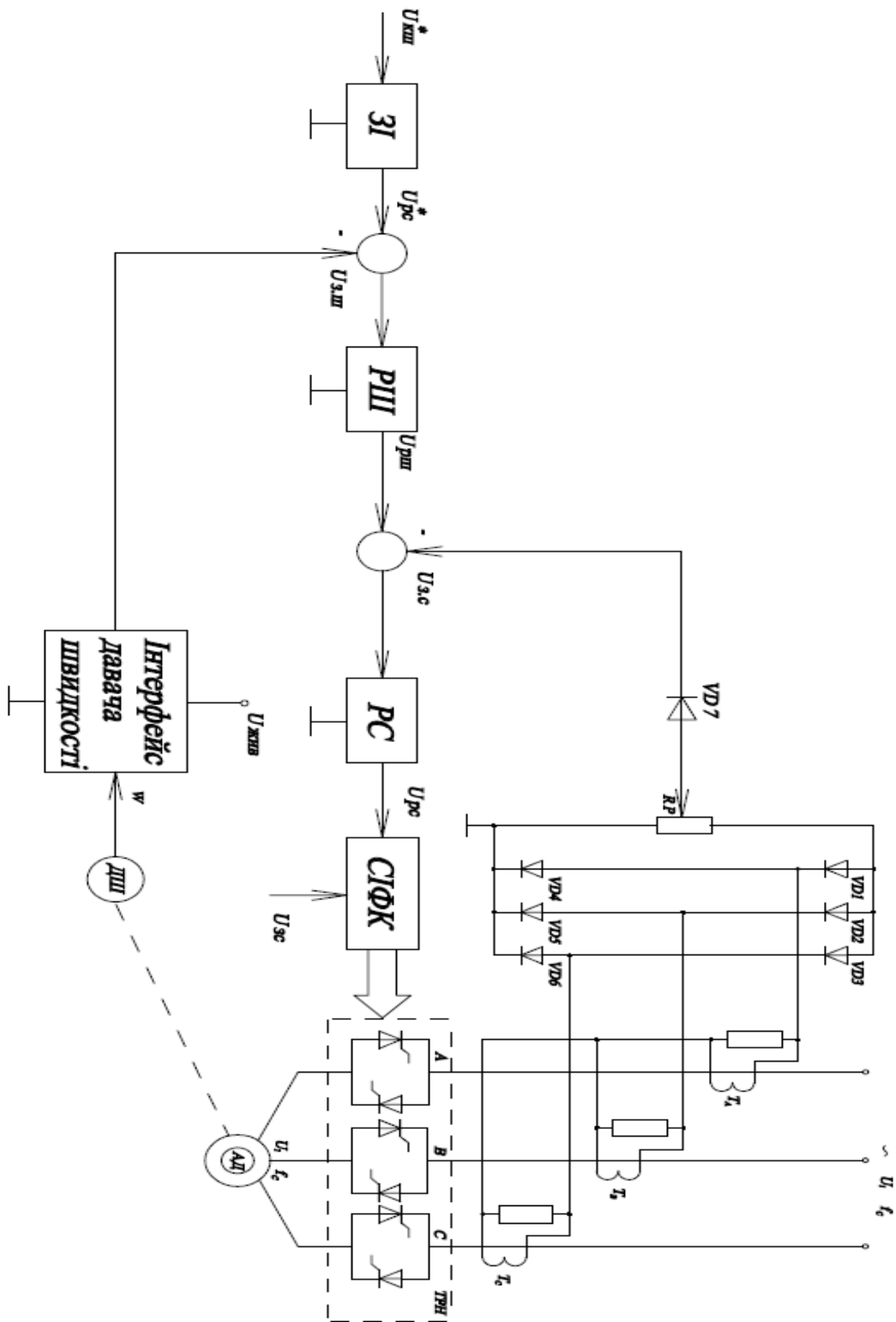


Рисунок 4.9 Функціональна схема асинхронного двигуна по схемі ТРН-АД [9]

Механічна характеристика двигуна при зміні напруги живлення може бути розрахована за формулою:

$$M = f(\omega, U_{S^*}) = \frac{2M_k \omega_0 s_K (\omega_0 - \omega) U_{SH}^2}{(\omega_0 - \omega)^2 + s_K^2 \omega^2} U_{S^*}, \quad (4.5)$$

де  $U_{S^*} = U_S / U_{SH}$  – відносна напруга, що підводиться до статора (яка визначається по першій гармоніці).

Представлення моменту виразом (4.5) справедливо в тому випадку, коли частота зрізу  $\omega_3$  розімкнутого контуру швидкості, маючи типову ЛАЧХ, вибрана з умови:

$$\omega_3 \leq \frac{1}{(6 \dots 10) T_{E.\max}}, \quad (4.6)$$

де  $T_{E.\max}$  – максимальна з електромагнітних постійних часу типових ланок, котрі входять в передавальну функцію АД і визначаючих електромагнітні перехідні процеси в ньому.

Величина, що характеризує поведінку асинхронного двигуна (АД), може бути отримана з аналізу логарифмічно-амплітудно-фазової характеристики (ЛАЧХ), побудованої на основі диференційних рівнянь, що описують систему. Зокрема, цей аналіз дозволяє виділити три основні ділянки в ЛАЧХ: перша – низькочастотна, на якій характеристики залишаються паралельними осі частот; друга – середньочастотна, де спостерігається нахил, близький до -1; та третя – високочастотна, з нахилом -3. Частота дотику між першими двома ділянками визначається електромеханічною постійною часу привода, тоді як частота переходу між другою і третьою ділянками залежить від електромагнітної постійної двигуна. Остання, в свою чергу, пов'язана з коефіцієнтом затухання ротора при замкнутому статорі, що є важливим параметром для оцінки динамічних характеристик системи:

$$T_E = 1/(\omega_S \alpha'_R),$$

де  $\omega_S = 2\pi f_S$  – кутова частота напруги в мережі;  $\alpha'_R$  – коефіцієнт затухання ротора.

Ця постійна часу і є максимальною електромагнітною постійною двигуна  $T_{E.\max}$ . Враховуючи, що  $\alpha'_R \approx s_K$ , отримаємо:

$$T_{E.\max} = 1/(\omega_S s_K). \quad (4.7)$$

Щоб мати математичне описання двигуна як об'єкта регулювання, необхідно виразити (4.5) керуванням руху:

$$M - M_C = J_\Sigma \frac{d\omega}{dt}. \quad (4.8)$$

Аналіз рівнянь (4.5) і (4.8) показує, що асинхронний двигун (АД), навіть при спрощеному представленні, є нелінійною ланкою, яка містить квадратичний перетворювач у прямому каналі та має внутрішній нелінійний зворотний зв'язок за швидкістю. Для аналітичного дослідження системи трансформаторного регулювання напруги (ТРН) та АД необхідно виконати лінеаризацію рівняння двигуна. Лінеаризація може бути здійснена двома способами: перший – шляхом аналізу малих відхилень від статичного стану, другий – через технічну лінеаризацію, що передбачає введення послідовної нелінійної ланки, характеристика якої є оберненою до характеристики об'єкта.

Розглянемо лінеаризацію в області малих відхилень. В результаті цього процесу з рівняння (4.5) може бути отримано рівняння для динамічного моменту електропривода, яке відображає його поведінку в умовах малих коливань навколо статичного стану. Цей підхід дозволяє спростити аналіз та моделювання системи, забезпечуючи можливість використання лінійних методів для подальшого дослідження динамічних характеристик АД:

$$\Delta M_j = J_\Sigma \frac{\Delta \omega}{\Delta t} = -\beta \cdot \Delta \omega + K_M \Delta U_{S^*} - \Delta M_C, \quad (4.9)$$

де  $\beta = |\partial M / \partial \omega|$  – модуль жорсткості механічної характеристики двигуна в розімкнутій системі;  $K_M = \partial M / \partial U_{S^*}$  – коефіцієнт передачі за моментом.

З врахуванням функціональної схеми (рис.4.9) і рівняння (4.9) можна скласти структурну схему асинхронного привода для замкнутої системи регулювання (рис.4.10).

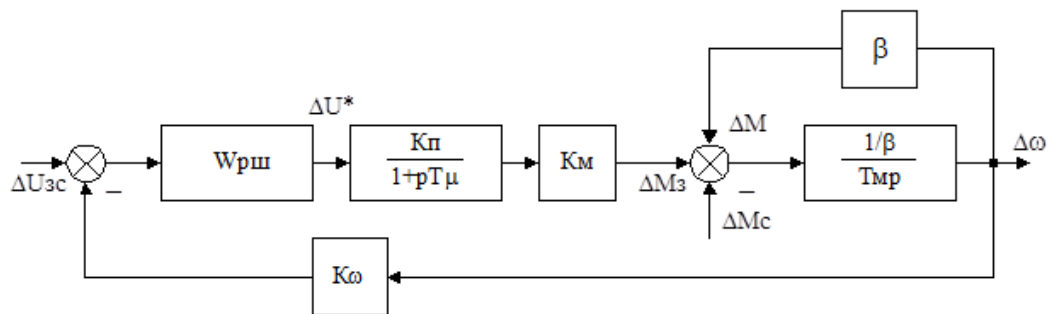


Рисунок 4.10 – Структурна схема асинхронного привода при замкнутій системі регулювання

При налаштуванні контуру швидкості по модульному оптимуму передавальна функція регулятора швидкості знаходиться за формулою:

$$W_{рш}(p) = \frac{W_{жс}(p)}{W_{об}(p)} = \frac{\beta(T_M p + 1)}{2T_\mu K_\Pi K_M K_\omega p}, \quad (4.10)$$

де  $T_\mu$  – некомпенсована постійна часу, с.

Враховуючи обмеження (4.6), яке накладається на полосу пропускання контуру швидкості, і приймаючи до уваги рівняння (4.7), постійну часу  $T_\mu$  необхідно вибрати, виходячи з умови:

$$T_\mu = \frac{6 \dots 10}{2\omega_s s_K} \quad (4.11)$$

Модель двигуна в середовищі MATLAB Simulink за системою керування “ТРН-АД”

На основі попередніх пунктів, було розроблено модель двигуна.

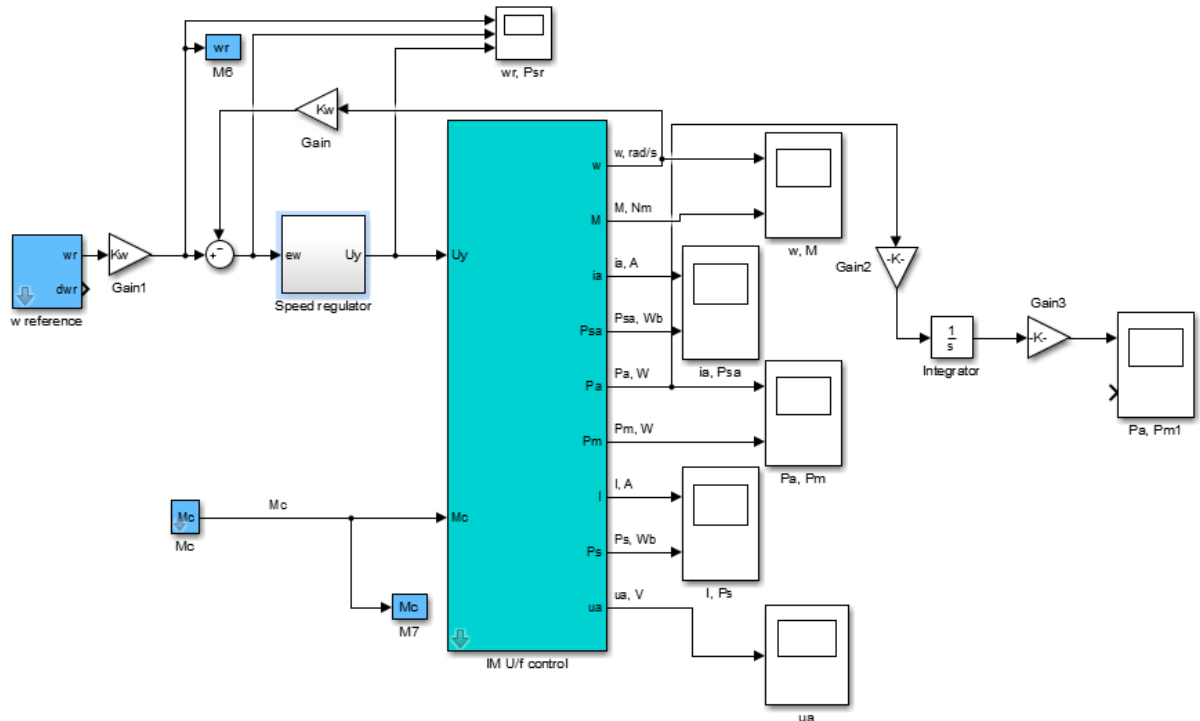


Рисунок 4.11 – Модель двигуна за системою керування “ТРН-АД”

Розрахунок параметрів регуляторів

Еквівалентний активний опір АД

$$R_{AD} = R_1 + L_1 \frac{R_2}{L_2} = 0.0508 \text{ Ом}$$

Електромагнітна стала часу АД

$$T_e = \frac{\sigma}{R_{AD}} = 0.0175 \text{ с}$$

Коефіцієнт передачі АД по напрузі

$$k_u = \frac{2\lambda M_H}{U_H} = 24.337$$

Коефіцієнт підсилення ТРН

$$k_\mu = \frac{\sqrt{2} \cdot U_H}{10} = 31.113$$

Мала некомпенсована стала часу

$$T_\mu = T_{зан} + T_e = 0.05 \text{ c}$$

Коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю

$$k_{ш} = \frac{10}{1.1 \cdot \omega_{xx}} = 0.116$$

Стала контуру розімкненого контуру регулювання швидкості

$$T_{ш} = 5 \cdot T_\mu = 0.252 \text{ c}$$

Стала часу регулювання швидкості

$$T_{рш} = \frac{k_{п} \cdot k_u \cdot k_{ш} \cdot T_{ш}}{\beta} = 0.095 \text{ c}$$

Електромеханічна стала часу

$$T_M = \frac{J}{\beta} = 0.021 \text{ c}$$

## **Висновки до розділу**

У даному розділі дипломного проекту було розглянуто узагальнену електричну машину та її основні принципи. На основі наведених рівнянь у середовищі MATLAB Simulink була створена модель асинхронного двигуна в системі керування трансформаторного регулювання напруги (ТРН) та асинхронного двигуна (АД).

Оскільки в цьому дипломному проекті реалізується управління двигуном за допомогою системи ТРН-АД, важливо також провести розрахунок параметрів регуляторів, які забезпечать стабільну та ефективну роботу системи. Дані розрахунки, що включають визначення коефіцієнтів регуляторів та їх налаштування, були представлені раніше в проекті. Це дозволяє забезпечити необхідну якість регулювання та оптимізувати динамічні характеристики системи в цілому.

## 5 ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИ КЕРУВАННІ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА ЗА СИСТЕМОЮ ТРН-АД

З метою порівняння та аналізу динамічних процесів, що виникають в асинхронному двигуні при керуванні тиристорним регулятором напруги, було проведено дослідження динамічних характеристик. Моделююча програма була створена на основі рівнянь динамічної моделі двигуна.

При моделюванні було припущено, що механічна частина, яка складається з ротора двигуна та робочого органу, є одномасовою, а її сумарний момент інерції дорівнює розрахованому в другому розділі моменту інерції. Математичне моделювання проводилось для чотирьох випадків:

1. Пуск двигуна з недовантаженим ескалатором.
2. Пуск двигуна з повністю завантаженим ескалатором.
3. Прямий пуск двигуна з недовантаженим ескалатором.
4. Прямий пуск двигуна з повністю завантаженим ескалатором.

Графіки перехідних процесів, що ілюструють результати моделювання, представлені на рисунках 5.1-5.4. Ці графіки дозволяють оцінити вплив різних умов пуску на динамічні характеристики асинхронного двигуна, а також порівняти поведінку системи в умовах різного навантаження.

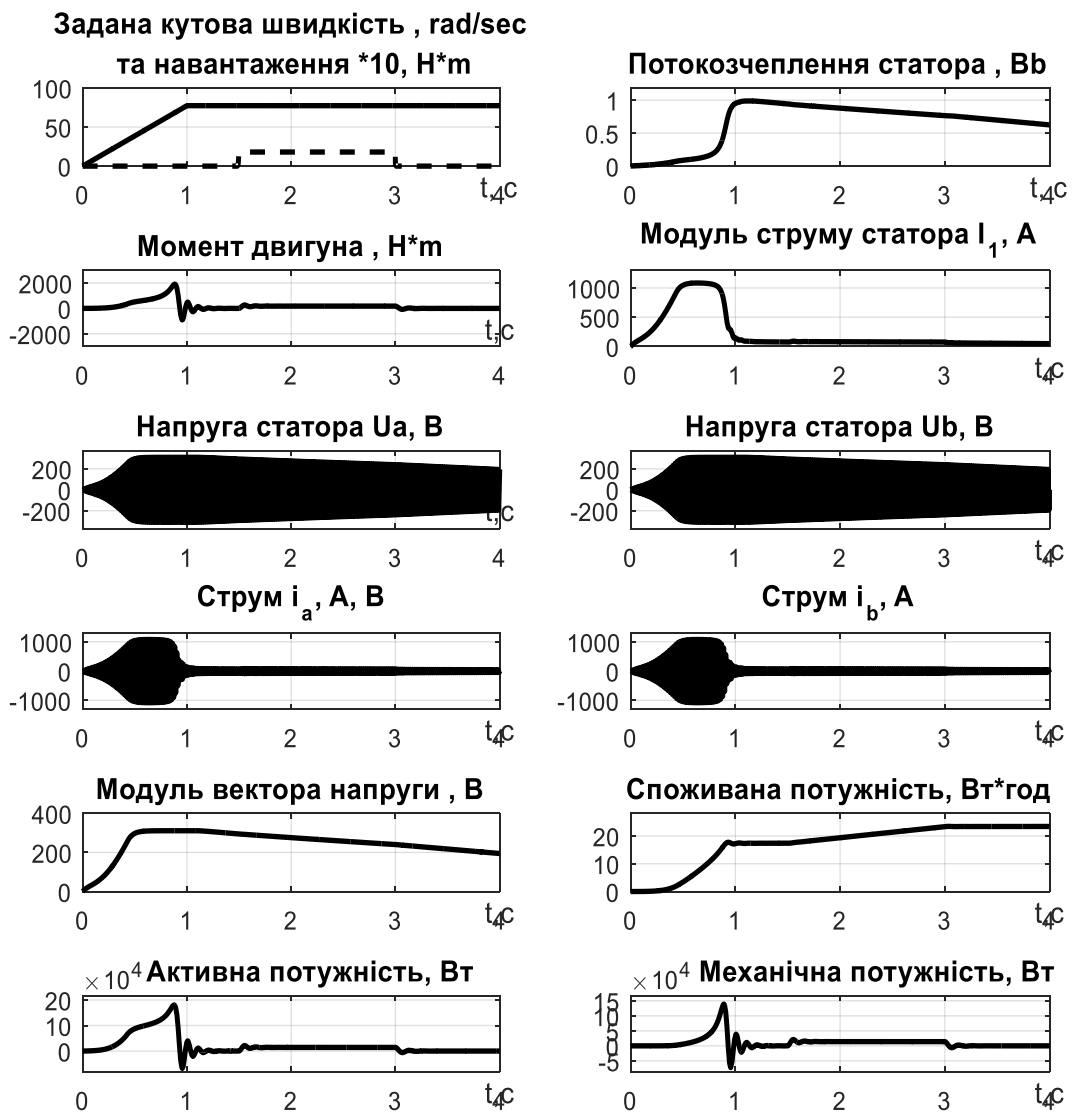


Рисунок 5.1 - Графіки перехідних процесів при роботі ескалатора за тиристорним керуванням при навантаженні  $M_{max} / 5$

Аналізуючи отримані графіки перехідних процесів, можна зробити наступні висновки:

1. Працездатність системи: Система виявилася працездатною і відповідає заданим показникам якості. Це свідчить про те, що модель адекватно відображає реальні умови експлуатації асинхронного двигуна.

2. Час розгону: Час розгону до робочої швидкості при максимальному моменті навантаження складає 1 секунду. Це вказує на швидкість реакції системи та її здатність досягати необхідних робочих параметрів в оптимальні терміни.

3. Максимальний момент: Максимальний момент на валу двигуна, отриманий при математичному моделюванні. Важливо зазначити, що цей момент не перевищує критичний момент. Це підтверджує безпечність роботи системи, оскільки двигун функціонує в межах допустимих значень навантаження.

Ці результати свідчать про те, що система керування ТРН-АД забезпечує стабільну роботу асинхронного двигуна в умовах різного навантаження, що є важливим для подальшої оптимізації та вдосконалення системи.

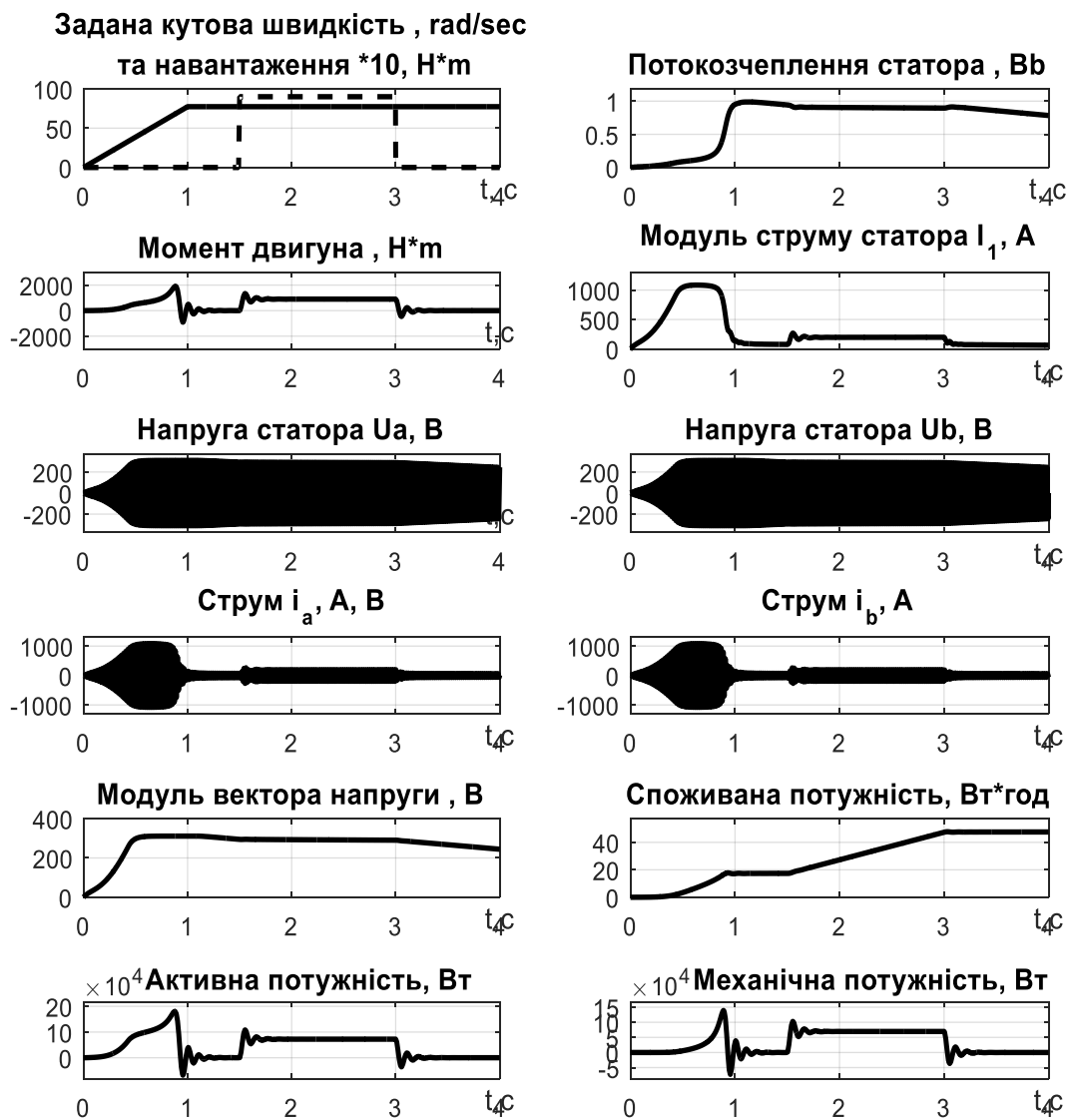


Рисунок 5.2 - Графіки перехідних процесів при роботі ескалатора за тиристорним керуванням при навантаженні  $M_{max}$

Проаналізувавши графіки, зробимо висновок:

- як і в попередньому досліді, система є працездатною і відповідає заданим показникам якості, а саме, час розгону до робочої швидкості складає 1с.;
- оскільки система була працездатною навіть при пуску з повним навантаженням, ми ще раз переконались у працездатності системи

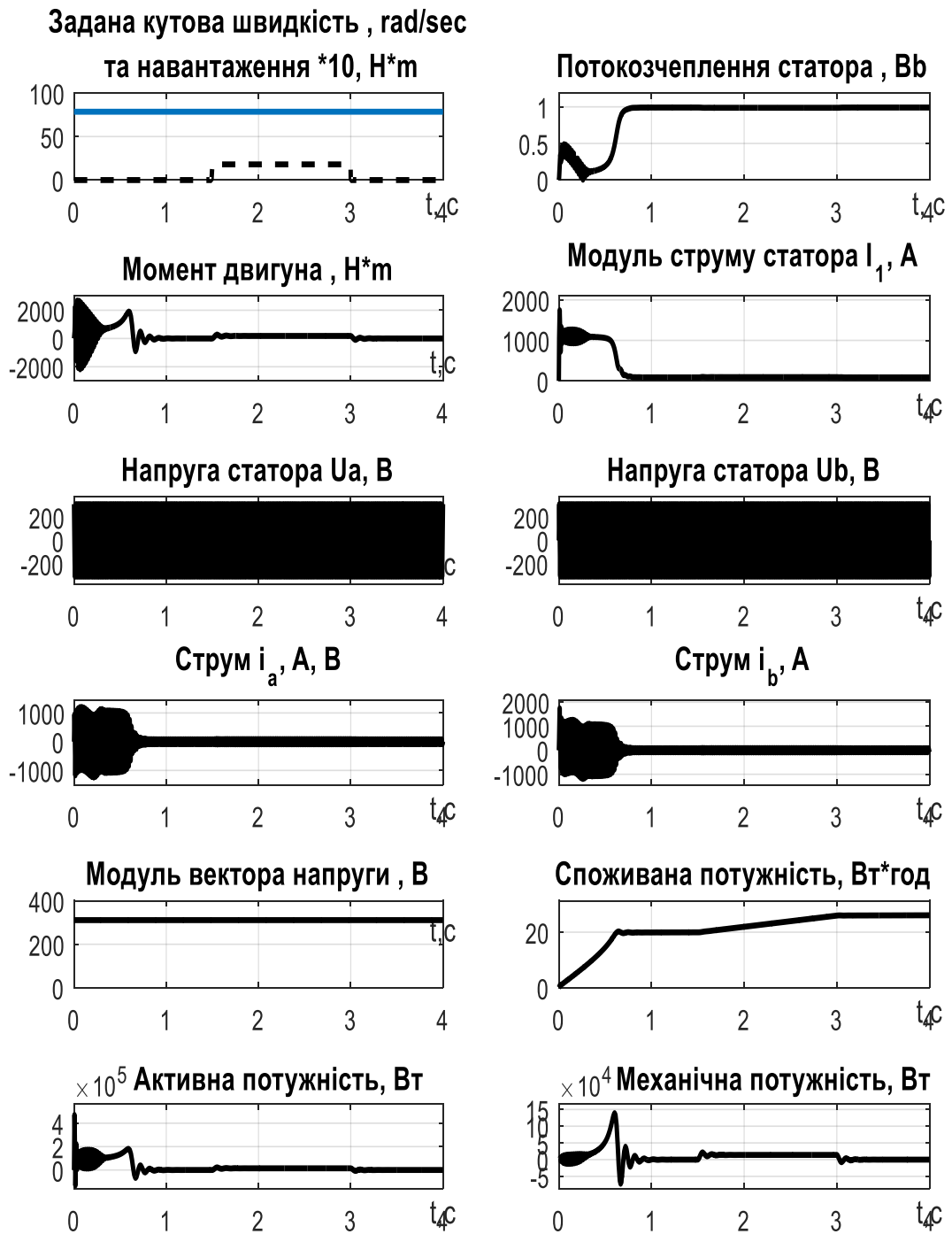


Рисунок 5.3 - Графіки перехідних процесів при прямому пуску ескалатора під навантаження  $M_{max} / 5$

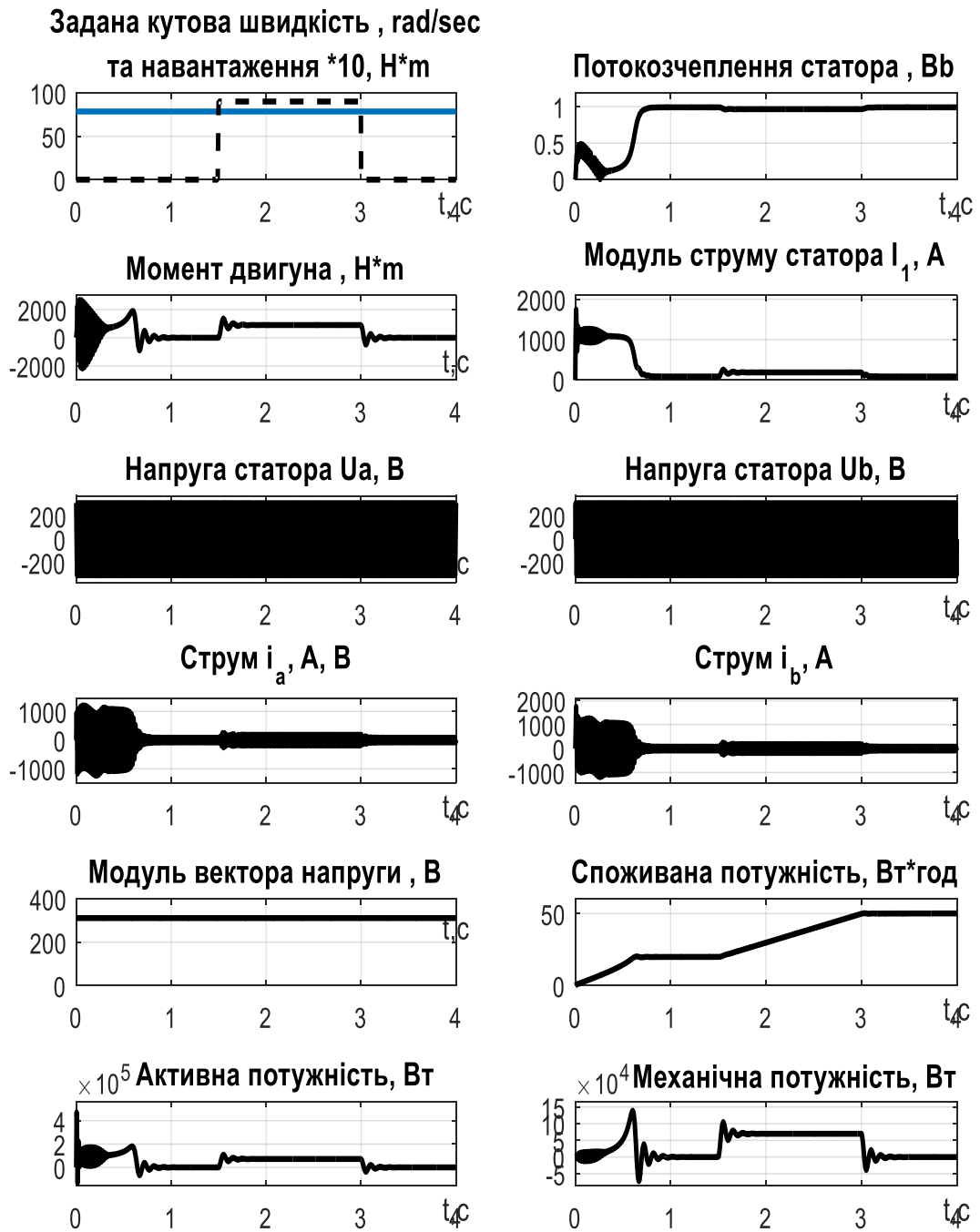


Рисунок 5.4 - Графіки перехідних процесів при прямому пуску ескалатора під навантаження  $M_{max}$

## **Висновки по розділу**

Аналіз графіків перехідних процесів, представлених на рисунках 5.1 і 5.2, свідчить про те, що обране керування асинхронним двигуном повністю відповідає поставленим завданням, навіть у випадку пуску з повним навантаженням ескалаторного полотна, наприклад, після екстреної зупинки.

Час розгону при максимально навантаженому ескалаторі, з урахуванням максимальної плавності, складає приблизно 1 секунду. Це свідчить про ефективність системи управління, яка забезпечує швидкий і безпечний запуск двигуна під значним навантаженням.

Крім того, з графіків споживаної потужності видно, що при обраному способі керування спостерігається менше енергетичних витрат на живлення двигуна в порівнянні з прямим пуском. Це вказує на те, що застосування тиристорного регулятора напруги не лише підвищує ефективність роботи двигуна, але й дозволяє знизити енергетичні витрати, що є важливим аспектом для економічності та екологічної безпеки експлуатації системи.

## ВИСНОВКИ

У роботі було проведено детальний аналіз механізації та автоматизації електромеханічної системи регулювання кутової швидкості, реалізуючи схему з тиристорним регулятором напруги для асинхронного двигуна. Окрему увагу було приділено конструкції підйомника, для якого було розраховано та обрано двигун марки 4А.

Також було розглянуто будову та основні системи електроприводів, які використовуються в сучасних технологіях. Виконано аналітичний огляд об'єкта, проведено розрахунок та вибір відповідного двигуна. Розроблено математичну модель системи, в рамках якої були визначені всі необхідні параметри через математичні обчислення.

В якості керуючого пристрою обрано тиристорний регулятор напруги типу ТРН-380-315-3 УХЛ4. У процесі дослідження була створена модель системи автоматичного керування, реалізована в програмі MATLAB. Це дозволило промоделювати статичні та динамічні процеси системи.

Зокрема, були побудовані механічні характеристики асинхронного двигуна при тиристорному керуванні. Також були розроблені динамічні характеристики для чотирьох випадків: при завантаженому режимі з тиристорним керуванням та при прямому пуску, а також при роботі з малим моментом навантаження за тиристорним керуванням і при прямому пуску. Після цього було проведено аналіз перехідних процесів, що дозволило зробити обґрунтовані висновки щодо ефективності обраної системи.

В завершення, була розроблена функціональна схема установки, що відповідає основним вимогам технічного завдання, що підтверджує цілісність та ефективність реалізованого проекту.