

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 НЕФЬОДОВА
(ім'я, прізвище)

«05» чэрвеня 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 керування швидкістю асинхронного двигуна із перетворювачем частоти»

Виконав(ла)

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

Олександр ІСАЧЕНКО
(ім'я, прізвище)


(підпис)

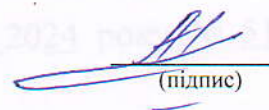
Керівник роботи

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

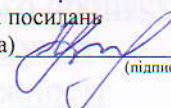

(підпис)

Рецензент роботи

д.т.н., проф. Олексій ЧОРНИЙ
(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 інститут

Кафедра Електромеханічних та комп'ютерних систем

Рівень вищої освіти другий (магістерський)

Спеціальність 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

Освітньо-професійна програма Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Інна НЕФЬОДОВА

(ім'я, прізвище)


(підпис)

«08» жовтня 2024 року

ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ (ПРОЄКТ)

Ісаченко Олександр Олександрович

(прізвище, ім'я, по батькові здобувача)

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

керівник роботи Нефьодова Інна Віталіївна, к. 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.

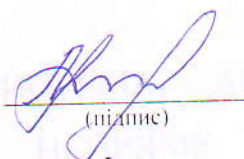
3. Перелік питань, які потрібно розробити: В пояснювальній записці необхідно відобразити аналітичний огляд та опис технологічного процесу, формулювання вимог до електроприводу, енергосиловий розрахунок параметрів технологічного об'єкта, обґрунтування вибору потужності двигуна, вибір електродвигуна та 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 керування швидкістю асинхронного двигуна із перетворювачем частоти
5	Розробка електромеханічної системи непрямого векторного керування швидкістю асинхронного двигуна із перетворювачем частоти
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)

Олександр ІСАЧЕНКО
 (ім'я, прізвище)

Керівник роботи


 (підпис)

Інна НЕФЬОДОВА
 (ім'я, прізвище)

АНОТАЦІЯ

У даній роботі спроектована електромеханічна система з асинхронним векторно-керованим електроприводом. Для кожного етапу руху були проведені розрахунки тривалості відрізків часу для розгону, руху з постійною швидкістю та гальмування. Розраховано еквівалентний момент навантаження на двигун, що дозволило обрати відповідний тяговий асинхронний двигун.

Розроблено математичну модель асинхронного двигуна та алгоритм управління моментом. Дослідження динаміки електромеханічної системи виконано шляхом математичного моделювання в середовищі Simulink пакета MATLAB, в результаті чого були побудовані графіки перехідних процесів.

На основі проведених досліджень статичних і динамічних характеристик можна зробити висновок, що спроектована електромеханічна система відповідає вихідним вимогам.

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

ABSTRACT

In this work, an electromechanical system with an asynchronous vector-controlled electric drive was designed. For each stage of movement, calculations were made of the duration of time segments for acceleration, constant speed movement and braking. The equivalent load moment on the motor was calculated, which allowed choosing the appropriate traction asynchronous motor.

A mathematical model of an asynchronous motor and a torque control algorithm were developed. The dynamics of the electromechanical system were studied by mathematical modeling in the Simulink environment of the MATLAB package, as a result of which transient graphs were constructed.

Based on the conducted studies of static and dynamic characteristics, it can be concluded that the designed electromechanical system meets the initial requirements.

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

ВСТУП

По системі керування і виду тягового приводу розрізняють наступні типи:

1. З безпосередньою системою керування, які в наш час вже не випускаються.
2. З реостатно-контакторною напіваавтоматичною системою керування тяговими електродвигунами постійного струму.
3. З електронними системами керування асинхронними тяговими двигунами.

Тягові двигуни постійного струму з послідовним збудженням мають певні переваги, зокрема високі характеристики регулювання та простий взаємозв'язок між струмом, моментом і швидкістю, що дозволяє синтезувати прості та ефективні закони керування. Проте до недоліків таких двигунів відноситься невисока надійність, висока вартість, а також джерело електромагнітних перешкод, обумовлених наявністю колектора як механічного комутатора. Крім того, значні габарити двигунів ускладнюють їх обслуговування, оскільки основні витрати на ремонт пов'язані із заміною колекторних щіток.

Іншим варіантом приводу тролейбуса є використання асинхронного тягового двигуна. Асинхронні двигуни в сьогоденній час майже повністю витіснили двигуни постійного струму завдяки їх суттєво нижчій вартості. Змінюючи частоту та широтно-імпульсну модуляцію (ШІМ), що підводиться до напруги статора, можна регулювати швидкість обертання та момент на валу двигуна. Найчастіше використовуються асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором, які характеризуються простотою в обслуговуванні, експлуатації, конструктивною простотою та високою надійністю.

Можливою системою керування асинхронним двигуном є ****векторне керування****. Ця технологія використовується в тих випадках, коли під час

експлуатації навантаження може змінюватися на одній і тій же частоті, тобто немає чіткої залежності між моментом навантаження та швидкістю обертання. Векторне керування також є актуальним, коли потрібно отримати розширений діапазон регулювання частоти при номінальних моментах.

Векторний метод реалізується через складні розрахунки в реальному часі, які виконує процесор перетворювача на основі інформації про вихідний струм, частоту та напругу. Цей метод дозволяє мінімізувати реактивний струм двигуна при зменшенні навантаження шляхом адекватного зниження напруги на двигуні. Якщо навантаження на валу двигуна збільшується, перетворювач відповідно збільшує напругу на двигуні.

Основними перевагами векторного керування є:

- високий рівень точності при регулюванні швидкості обертання валу;
- плавне обертання двигуна на малих швидкостях без ривків;
- швидке реагування на можливі зміни навантаження, при цьому різкі стрибки навантаження практично не впливають на швидкість електроприводу;
- високий рівень ККД двигуна завдяки зниженню втрат при намагнічуванні і нагріванні.

1 ТЕХНОЛОГІЧНИЙ ПРОЦЕС. ЛІТЕРАТУРНИЙ ОГЛЯД ПО ТЕМІ РОБОТИ

Тролейбуси можуть бути оснащені системами автономного ходу на акумуляторах, суперконденсаторах або двигунах внутрішнього згорання, це безрейковий транспортний засіб, переважно пасажирський, з електричним приводом, який отримує електричний струм від зовнішнього джерела живлення через контактну мережу за допомогою штангового струмоприймача. У випадку використання двигунів внутрішнього згорання тролейбус називають дуобусом.

Ці транспортні засоби зокрема використовуються в містах, але також є можливість використання міжміських тролейбусів. Спочатку тролейбус розглядався як приміський транспорт, але пізніше він почав замінювати трамваї на ділянках, де їх використання було незручним. Для струмознімання спершу використовувалися візки, які котилися по проводах, а зараз застосовують струмознімачі з мідно-графітовими вставками.

Окрім пасажирських тролейбусів, які складають основну частину тролейбусного парку, у веденні тролейбусних управлінь можуть перебувати навчальні, екскурсійні, службові, вантажні тролейбуси, а також машини, що обслуговують контактну мережу, і тягачі-евакуатори для буксирування несправних або тих, що опинилися на знеструмлених ділянках контактної мережі тролейбусів. Вантажний тролейбус в Україні не здобув широкого поширення, оскільки вартість експлуатації тролейвоза виявилася вищою, ніж у вантажівок. Серед машин для обслуговування контактної мережі можна відзначити: пересувні лабораторії технагляду, ремонтні вежі, а іноді й збивачі для боротьби з обмерзанням контактного дроту. Найчастіше для протидії обмерзанню на лінію вночі запускають декілька тролейбусів з металевими вставками замість графітових.

Міський тролейбус Е183 (рисунок 1.1) призначений для перевезення пасажирів на автомобільних дорогах, розрахованих на пропуск автомобілів з

осьовим навантаженням до 115 кН (11,5 тс). Він здатний працювати в мікрокліматичних районах з помірно-теплим кліматом за ГОСТ 15150 при температурах навколишнього повітря від мінус 25°C до плюс 35°C та відносній вологості до 75% при температурі плюс 15°C під час безгаражного зберігання.



Рисунок 1.1 – Загальний вигляд тролейбуса

Міські тролейбуси Е183 з колісною формулою 4х2 оснащені суцільно металевим кузовом вагонної компоновки, що має три бічні двостулкові двері. Цей тролейбус випускається з 2006 року Львівським автобусним заводом (ЛАЗ). Тролейбуси цієї моделі призначені для комфортного перевезення пасажирів у міському середовищі та відповідають сучасним вимогам до безпеки та зручності.

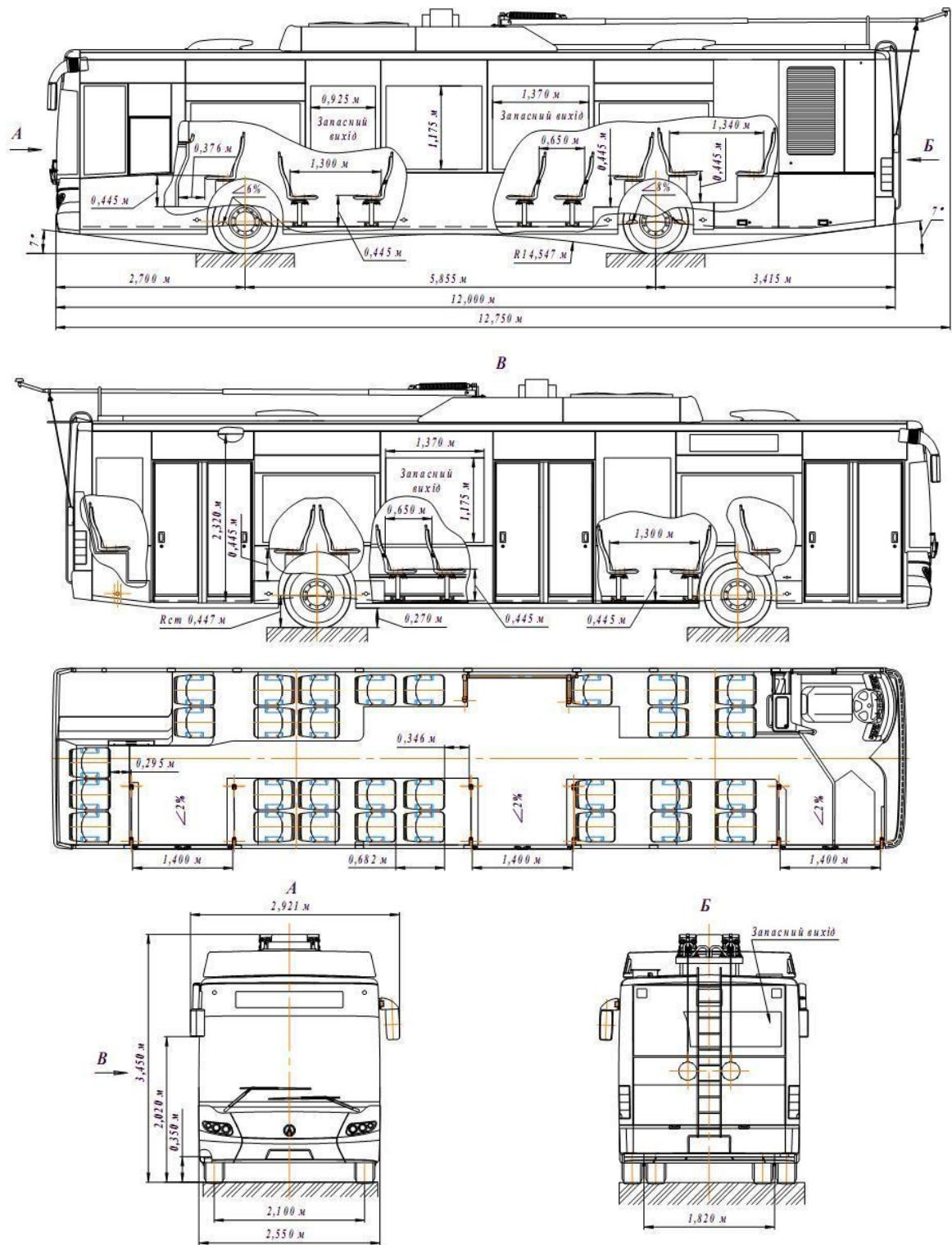


Рисунок 1.2 – Планування салону та габаритні розміри тролейбуса

Тбус ЛАЗ-Е183 створений на базі автобуса "СітіЛАЗ" А-183, характеризується низьким рівнем підлоги заввишки 35 см, що забезпечує відсутність сходинок на всіх трьох дверях і робить його особливо зручним для пасажирів з обмеженими фізичними можливостями.

Основні апарати, що відповідають за приймання і перетворення високовольтного струму, встановлені на постаменті на даху тролейбуса. До них входять: струмознімач зі штангами та контактними головками, грозозорядник, гальмівний опір, а також в мотовідсіку розміщуються тяговий контейнер, силовий конвектор, статичний інвертор, головний автоматичний вимикач і контактори.

Вигляд мотовідсіку (високовольтної шафи) представлений на рисунках 1.3 та 1.4, а розміщення дахового високовольтного обладнання показано на рисунку 1.5.

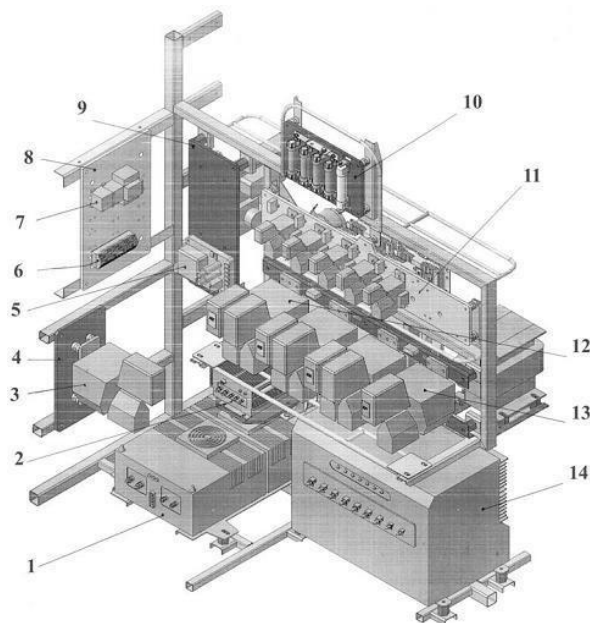


Рисунок 1.3 – Шафа високовольтного обладнання в моторному відсіку
(вигляд від дверцят мотовідсіку)

На рисунку 1.3: 1 – силовий конвектор; 2 – статичний інвертор; 3 – контактор; 4 – панель контактора; 5 – головний автоматичний вимикач; 6 – клемник; 7 – трансіл; 8 – панель реле; 9 – панель вимикачів; 10 – панель запобіжників; 11 – панель контакторів; 12 – контактор; 13 – контактор; 14 – тяговий контейнер.

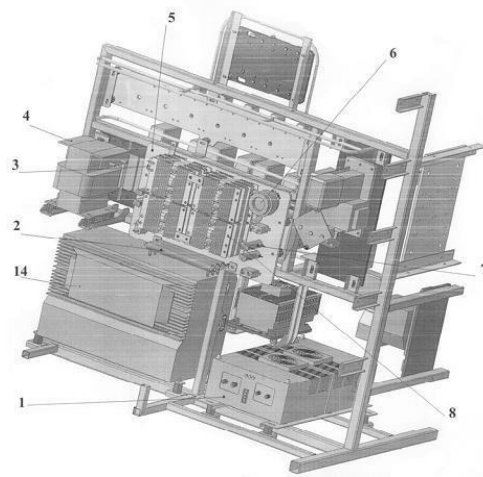


Рисунок 1.4 – Шафа високовольного обладнання в моторному відсіку
(вигляд з салону)

На рис 1.4: 1 – силовий конвектор; 2 – резистор; 3 – конденсатор; 4 – фільтр; 5 – панель діодів; 6 – резистор; 7 – резистор; 8 – діод; 14 – див. вище.

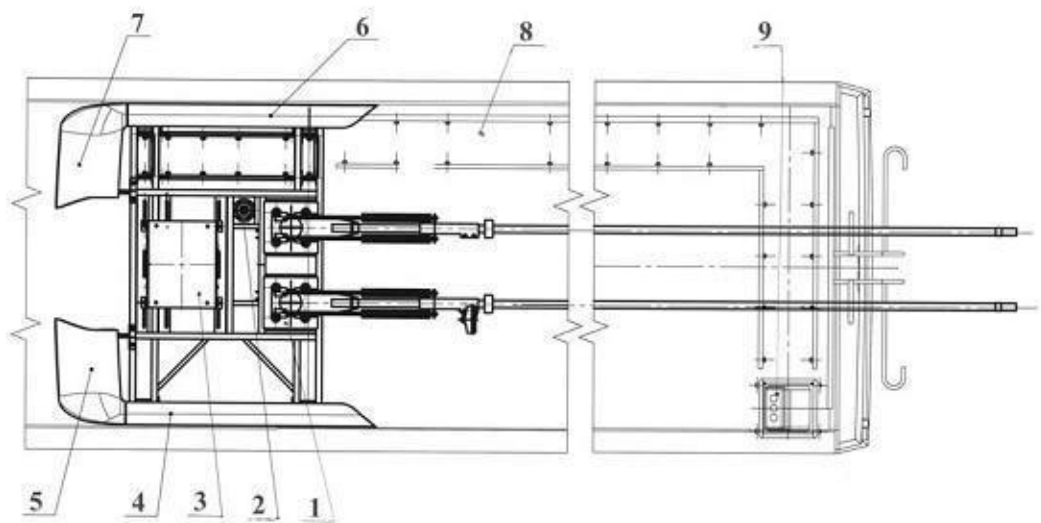


Рисунок 1.5 – Дахове обладнання та спойлер

На рисунку 1.5: 1 – штангоповоротний пристрій; 2 – грузорозрядник; 3 – гальмівний опір; 4 – панель бокова права; 5 – панель передня права; 6 – панель бокова ліва; 7 – панель передня ліва спойлера; 8 – канал високовольного кабеля; 9 – коробка виводу високовольних кабелів.

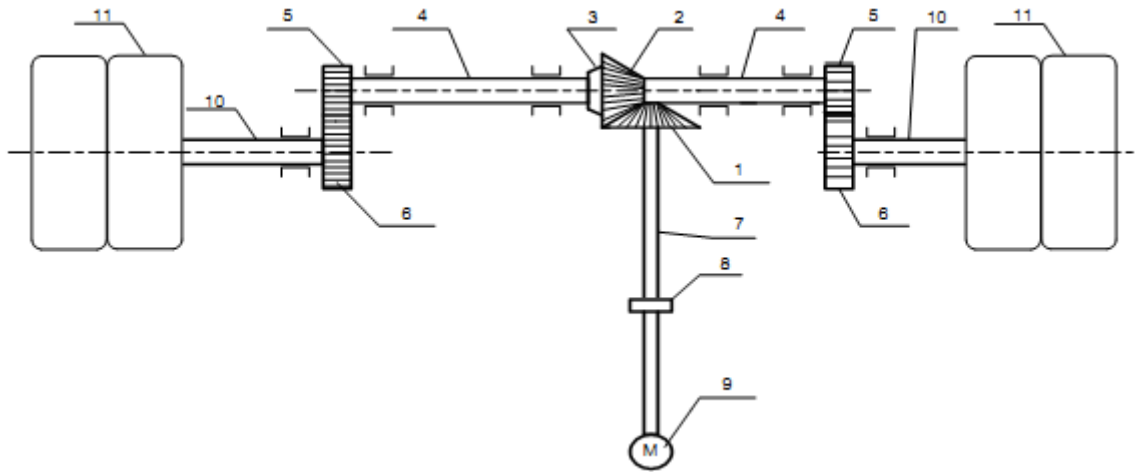


Рисунок 1.6 – Кінематична схема тягової передачі тролейбуса

На рисунку 1.6: 1 – ведуча шестерня; 2 – ведена шестерня; 3 – диференціал; 4 – напіввісь; 5 – ведуча циліндрична шестерня; 6 – ведена циліндрична шестерня; 7 – конічний вал; 8 – електроізоляційна муфта; 9 – тяговий двигун; 10 – вісь веденої циліндричної шестерні, 11 – приводні колеса.

По системі керування і виду тягового приводу розрізняють наступні тролейбуси:

1. З безпосередньою системою керування, які в наш час вже не випускаються

2. З реостатно-контакторною напівавтоматичною системою керування тяговими електродвигунами постійного струму.

3. З електронними системами керування асинхронними тяговими двигунами

Для транспорту традиційно використовують тягові двигуни постійного струму з послідовним збудженням. Їхніми перевагами є високі характеристики регулювання та простий взаємозв'язок між струмом, моментом і швидкістю, що дозволяє синтезувати прості та ефективні закони керування. Проте недоліками тягового двигуна постійного струму є невисока надійність, висока вартість, джерело електромагнітних перешкод, пов'язаних з наявністю колектора (механічного комутатора), а також значні габарити, що

ускладнюють їх обслуговування. Основні витрати на ремонт пов'язані із необхідністю заміни колекторних щіток.

Іншим варіантом приводу тролейбуса є використання асинхронного тягового двигуна, які у теперішній час майже повністю витіснили двигуни постійного струму завдяки їх суттєво нижчій вартості. Змінюючи частоту та широтно-імпульсну модуляцію (ШІМ), що підводиться до напруги статора, можна регулювати швидкість обертання та момент на валу двигуна. Найчастіше використовуються асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором, які характеризуються простотою в обслуговуванні, експлуатації, конструктивною простотою та високою надійністю.

Можливою системою керування асинхронним двигуном є ****векторне керування****. Векторне керування застосовується в ситуаціях, коли під час експлуатації навантаження може змінюватися на одній і тій же частоті, тобто немає чіткої залежності між моментом навантаження і швидкістю обертання, а також у випадках, коли потрібно отримати розширений діапазон регулювання частоти при номінальних моментах.

Векторний метод реалізується через складні розрахунки в реальному часі, які виконує процесор перетворювача на основі інформації про вихідний струм, частоту та напругу. Цей метод дозволяє мінімізувати реактивний струм двигуна при зменшенні навантаження шляхом адекватного зниження напруги на двигуні. Якщо навантаження на валу двигуна збільшується, перетворювач адекватно збільшує напругу на двигуні.

Основними перевагами векторного керування є:

- високий рівень точності при регулюванні швидкості обертання валу;
- плавне обертання двигуна на малих швидкостях без ривків;
- швидке реагування на зміни навантаження, при цьому різкі стрибки навантаження практично не впливають на швидкість електроприводу;
- високий рівень ККД двигуна завдяки зниженню втрат від намагнічування та нагріву.

Одним із шляхів підвищення енергоефективності електромеханічного

перетворення енергії є керування АД з максимізацією співвідношення момент-струм статора, що дозволяє отримати необхідний момент, споживаючи при цьому мінімально можливий струм [3].

Можна зробити висновок, що проблема підвищення енергоефективності електромеханічного перетворення енергії в асинхронних двигунах за рахунок максимізації співвідношення момент-струм статора останнім часом активно розглядається в світовій літературі. Саме тому розробка нових алгоритмів векторного керування, що забезпечують максимізацію даного співвідношення, є актуальною задачею.

- Алгоритм керування та програмне забезпечення контролера керування тягового приводу повинні забезпечувати реалізацію таких режимів руху рухомого складу:

- Безударний вибір люфту тягової передачі під час впливу на органи керування режимами руху (педалі, рукоятки);
- Маневровий режим руху зі швидкістю до 10 км/год;
- Динамічні режими розгону та гальмування з регульованим прискоренням та сповільненням;
- Відновлення тягового режиму під час руху на будь-якій швидкості;
- Повторне електродинамічне гальмування після вибігу під час швидкості руху – не менше 10 км/год;
- Рух заднім ходом, що здійснюється як з місця водія, так і з додаткового пульта, який встановлено на задньому майданчику рухомого складу.

Тяговий привід повинен забезпечувати швидкісні та динамічні характеристики руху номінально завантаженого рухомого складу під час номінальної напруги контактної мережі:

- Конструктивна швидкість – 60 км/год;
- Усталена швидкість на горизонтальній прямій ділянці – 60 км/год;
- Час розгону на прямій прямолінійній ділянці дороги до швидкості 40 км/год – не більше 10 с;

- Максимальний ухил, що долається, 9%, завдовжки 1000 м зі швидкістю не менше 15 км/год;
- Сповільнення під час електродинамічного гальмування не менше 0,8 м/с².

Таким чином, розробка та впровадження таких алгоритмів і характеристик є важливим кроком у підвищенні ефективності та безпеки роботи електроприводів у міському та міжміському транспорті.

Вихідні дані для проектування представлені у таблиці 1.1. За основу проектування взятий тролейбус типу ЛАЗ-E183Low Floor [10].

Таблиця 1.1

Вихідні дані для проектування

Діаметр коліс, м	1,12
Максимальна усталена швидкість при повному завантаженні V , км/год	60
Максимальне прискорення $a_{\max}$, м/с ²	1,5
Максимальне сповільнення при повному завантаженні $b_{\max}$, м/с ²	1,5
Споряджена маса m_1 , кг	11500
Повна маса m_2 , кг	18500
Коефіцієнт редукції ведучого колеса	9,82

2 РОЗРАХУНОК ПОТУЖНОСТІ ДВИГУНА

Створення спрощеної навантажувальної діаграми. На кожному етапі роботи тролейбусний двигун повинен працювати відповідно до тахограми. Тахограма для одного етапу показана на рисунку 2.1. Дана тахограма демонструє характеристики руху тролейбусу, включаючи зміни швидкості, прискорення та гальмування, що є критично важливими для забезпечення безпеки та комфорту пасажирів, а також для оптимізації роботи електроприводу.

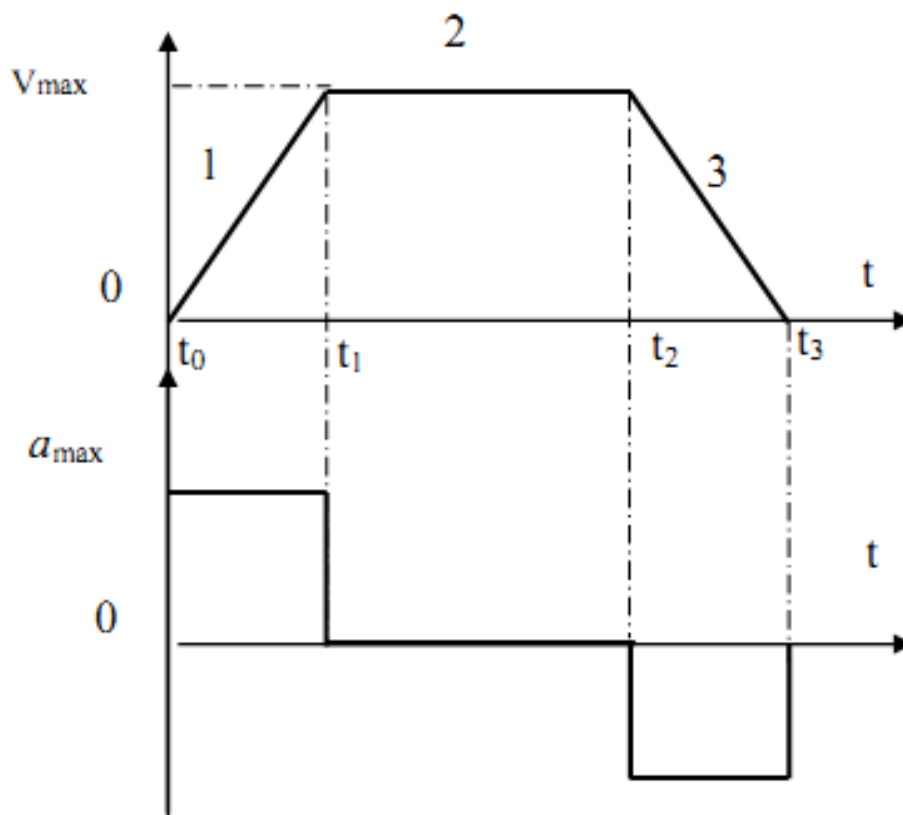


Рисунок 2.1 – Тахограма руху на одній ділянці

На рисунку позначено: t_0 – час початку руху, t_1 – час досягнення максимальної швидкості, t_2 – час завершення руху на максимальній швидкості та початок гальмування, t_3 – час завершення руху на ділянці, 1 – ділянка розгону, 2 – ділянка рівномірного руху, 3 – ділянка гальмування.

Час розгону на ділянці 1 розраховуємо за формулою:

$$\Delta t_p = t_1 - t_0 \quad (2.1)$$

Виходячи із рівняння рівноприскореного руху отримаємо:

$$\Delta t_p = \frac{V_{\max}}{a_{\max}} = \frac{16.67}{1.5} = 11.113 \text{ с} \quad (2.2)$$

Відстань пройдена за цей час при розгоні:

$$S_p = \frac{a \cdot \Delta t_p^2}{2} = \frac{1.5 \cdot 11.113^2}{2} = 92.62 \text{ м} \quad (2.3)$$

Час гальмування на 3 ділянці розраховуємо по формулі:

$$\Delta t_T = t_3 - t_2 \quad (2.4)$$

Виходячи із рівнянь рівноприскореного руху отримаємо:

$$\Delta t_T = \frac{V_{\max}}{b_{\max}} = \frac{16.67}{1.5} = 11.113 \text{ с} \quad (2.5)$$

Відстань пройдена за цей час при гальмуванні:

$$S_T = \frac{b \cdot \Delta t_T^2}{2} = \frac{1.5 \cdot 11.113^2}{2} = 92.62 \text{ м} \quad (2.6)$$

Аналогічно визначимо час руху із постійною швидкістю на ділянці 2.

$$\Delta t_1 = t_2 - t_1 \quad (2.7)$$

Відстань пройдена за цей час:

$$S_H = V_{\max} \cdot \Delta t_1 \quad (2.8)$$

Довжина всієї розглянутої ділянки

$$S = 500 \text{ м.} \quad (2.9)$$

В той час:

$$S = S_p + S_H + S_T \quad (2.10)$$

Звідси відстань пройдена із постійною швидкістю

$$S_H = S - S_p - S_T = 500 - 92.62 - 92.62 = 314.76 \text{ м} \quad (2.11)$$

Тоді час руху із постійною швидкістю:

$$\Delta t_1 = \frac{S_H}{V_{\max}} = \frac{314.76}{16.67} = 18.88 \text{ с} \quad (2.12)$$

Визначимо час роботи і паузи.

Час руху вагону:

$$t_p = \Delta t_p + \Delta t_1 + \Delta t_T, \quad (2.13)$$

$$t_p = 11.113 + 18.88 + 11.113 = 41.11 \text{ с} \quad (2.14)$$

Час зупинки:

$$t_o = 30 \text{ с} \quad (2.15)$$

Час циклу:

$$T_{\text{ц}} = t_p + t_o = 41.11 + 30 = 71.11 \text{ с} \quad (2.16)$$

Розраховуємо тривалість включення механізму:

$$TB\% = \frac{t_p}{t_p + t_o} \cdot 100\% \quad (2.17)$$

де t_p – час роботи (рух трамваю);

t_o – стоянка на зупинці (пауза)

$$TB\% = \frac{41.11}{41.11 + 30} \cdot 100\% = 57.8\% \quad (2.18)$$

Оскільки тривалість циклу не перевищує 10 хвилин, а ПВ% близький до 60%, то ми встановлюємо, що двигун працює в режимі повторно-короткочасного циклу, при якому двигун не встигає нагрітися до стабільної температури, а під час пауз не охолоджується до температури навколишнього середовища.

Визначення максимальної швидкості обертання коліс:

$$n_K = \frac{V_{\max} \cdot 60}{\pi D_k} = \frac{16.67 \cdot 60}{3.14 \cdot 1.12} = 284.41 \text{ об/хв} \quad (2.19)$$

де D_k – діаметр коліс

Визначимо максимальну швидкість обертання валу двигуна:

$$n_{дв \max} = i n_K = 9.82 \cdot 284.41 = 2792.9 \text{ об/хв} \quad (2.20)$$

Досягнення необхідної швидкості буде здійснюватися завдяки зниженню потоку поля, здійснюючи при цьому постійність потужності. Відповідно до цього швидкість обертання вала двигуна для нормального режиму роботи, приймаємо $n_{двн} = 1500 \text{ об/хв}$.

Визначимо силу опору руху завантаженого вагону:

$$F_c = \frac{m_z g}{R_k} (\beta r_{ц} + f) \quad (2.21)$$

де $g = 9.8 \text{ м/с}^2$ – прискорення вільного падіння;

$R_k = 0.56 \text{ м}$ – радіус колеса.;

β – коефіцієнт тертя кочення, що може лежати в межах від 0.05 до 0.1.

Приймаємо рівним $\beta = 0.08$;

$r_{ц}$ – радіус цапфи. Приймаємо рівним $r_{ц} = 0.06 \text{ м}$;

f – коефіцієнт тертя кочення. Приймаємо рівним $f = 0.0005$;

Підставивши значення отримаємо:

$$F_c = \frac{18500 \cdot 9.8}{0.56} (0.08 \cdot 0.06 + 0.0005) = 5508 \text{ Н} \quad (2.22)$$

Визначення моменту навантаження при максимально завантаженому вагоні:

$$M_c = \frac{F_c R_k}{i\eta} = \frac{5508 \cdot 0.56}{9.82 \cdot 0.9} = 349 \text{ Нм} \quad (2.23)$$

При складанні навантажувальної діаграми потрібно враховувати зниження потоку, що викликає зменшення моменту, тобто перехід в режим з постійною потужністю. Цей процес зумовлений залежністю проти ЕРС двигуна, а відповідно і швидкості двигуна, від потоку. Так як діапазон регулювання вище номінальної швидкості дорівнює:

$$D = \frac{n_{\text{ДВmax}}}{n_{\text{ДВн}}} = \frac{2792.9}{1500} = 1.86 \quad (2.24)$$

то послабити потік необхідно у 1.86 рази. Відповідно і величина моменту зменшиться у 1.86 рази.

Максимальна і номінальна швидкості двигуна розраховуються по формулі:

$$\omega = \frac{\pi n}{30} \text{ рад/с} \quad (2.25)$$

де n – швидкість двигуна [об/хв].

Відповідно максимальна швидкість двигуна буде:

$$\omega_{\text{ДВmax}} = \frac{\pi n_{\text{ДВmax}}}{30} = \frac{3.14 \cdot 2792.9}{30} = 292.32 \text{ рад/с} \quad (2.26)$$

Номінальна швидкість двигуна буде рівна

$$\omega_{\text{ДВн}} = \frac{\pi n_{\text{ДВн}}}{30} = \frac{3.14 \cdot 1500}{30} = 157 \text{ рад/с} \quad (2.27)$$

Визначення моменту інерції транспорту виробляємо відповідно до формули, яка отримана з умови збереження запасу кінетичної енергії для поступально рухомої маси m_z :

$$J_T = m_z \rho^2 \text{ кгм}^2 \quad (2.28)$$

де ρ – радіус приведення;

$$\rho = \frac{V_{\max}}{\omega_{\text{ДВ}\max}} = \frac{16.67}{292.32} = 0.057 \quad (2.29)$$

Звідки

$$J_T = m_z \rho^2 = 18500 \cdot (0.057)^2 = 60.1 \text{ кгм}^2 \quad (2.30)$$

Для створення діаграми визначимо максимальні пікові навантаження:

- розгін при повному навантаженні;
- гальмування при повному навантаженні.

Так як сума моментів інерції двигунів порівняти мала в порівнянні з моментом інерції транспорту, то ми нехтуємо значенням цієї суми.

Визначимо момент, який необхідно створити для розгону тролейбуса відповідно до заданого прискорення:

$$M_i = J_T \frac{\omega_{\text{ДВ}\max}}{\Delta t_p} + M_c \quad (2.31)$$

Підставивши значення отримаємо:

$$M_i = 60.1 \cdot \frac{292.32}{11.113} + 349 = 1689.9 \text{ Нм} \quad (2.32)$$

Визначимо момент, який необхідно створити для гальмування вагона відповідно до заданого прискоренням гальмування:

$$M_2 = M_c - J_T \frac{\omega_{двmax}}{\Delta t_T} \quad (2.33)$$

Підставивши значення отримаємо:

$$M_2 = 349 - 60.1 \cdot \frac{292.32}{11.113} = -1471.9 \text{ Нм} \quad (2.34)$$

В наслідок цього спрощена навантажувальна діаграма матиме наступний вигляд, зображений на рис 2.2.

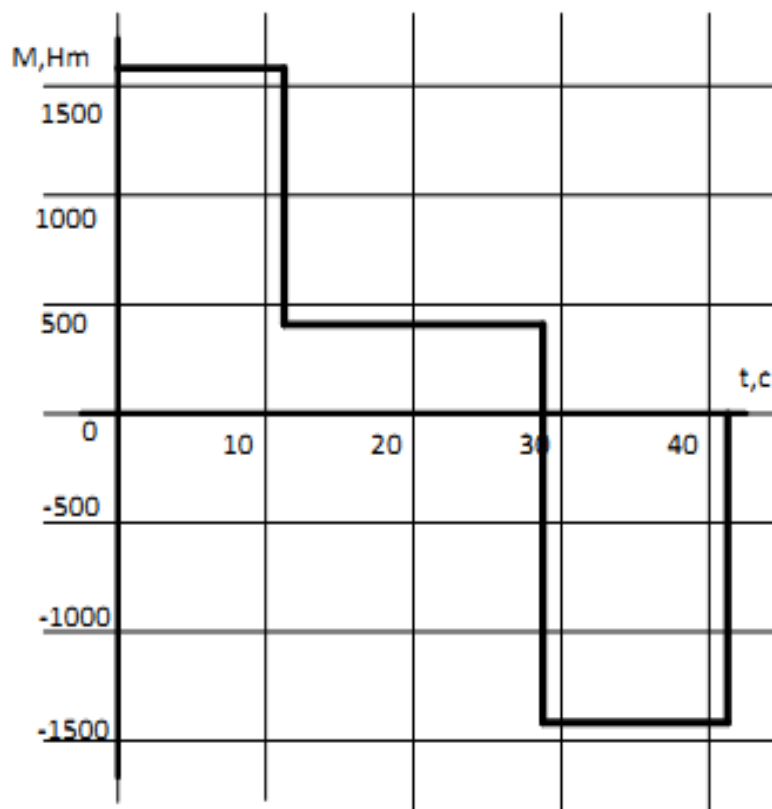


Рисунок 2.2 – Спрощена навантажувальна діаграма

Визначення еквівалентного моменту:

$$M_{EKB_Д} = \sqrt{\frac{(M_1^2 \Delta t_P + M_c^2 \Delta t_1 + M_2^2 \Delta t_T)}{T_{ц}}}, \quad (2.35)$$

$$M_{EKB_Д} = \sqrt{\frac{1689.9^2 \cdot 11.113 + 349^2 \cdot 18.88 + (-1471.9)^2 \cdot 11.113}{71.11}} = 887.7 \text{ Нм} \quad (2.36)$$

Перераховуємо отриманий момент на стандартний ТВ:

$$M_{EKB} = M_{EKB_Д} \sqrt{\frac{TB\%}{60\%}} = 887.7 \cdot \sqrt{\frac{57.8}{60}} = 871.3 \text{ Нм} \quad (2.37)$$

Розрахуємо еквівалентну сумарну потужність двигуна:

$$P_{ЭКВ} = k_3 M_{ЭКВ} \omega_{ДВ} \quad (2.38)$$

де k_3 – коефіцієнт запасу. Приймаємо рівним $k_3 = 1,1$.

$$P_{EKB} = 1,1 \cdot 157 \cdot 871,3 = 150,5 \text{ кВт} \quad (2.39)$$

В результаті отриманої потужності вибираємо найближчий двигун по потужності. Паспортні дані двигуна ДТА-2У1 приведені у таблиці 2.1.

Таблиця 2.1

Паспортні дані асинхронного двигуна ДТА-2У1

Номінальна потужність P_H , кВт	180
Номінальна лінійна напруга U_H , В	407
Номінальна частота поля f_H , Гц	50
Синхронна швидкість обертання n_H , об/хв	1500
Номінальний момент M_H , Нм	950
Активний опір обмотки статора R_1 , Ом	0,0196
Активний опір обмотки ротора R_2 , Ом	0,00859
Індуктивність обмотки статора L_1 , Гн	0,006929
Індуктивність обмотки ротора L_2 , Гн	0,006927
Індуктивність намагнічуючого контуру L_m , Гн	0,006621
Момент інерції J , кг·м ²	1,5
Коефіцієнт корисної дії	93 %
Номінальне ковзання S	1,5 %

Номінальні діюче значення струму статора:

$$I_n = \frac{P_{2n}}{3U_n \eta \cos(\varphi)} = \frac{180 \cdot 10^3}{3 \cdot 234.98 \cdot 0.93 \cdot 0.9} = 305.1 \text{ А} \quad (2.41)$$

Так як номінальна частота обертання двигуна вище заданої, то визначимо уточнений діапазон регулювання вище номінальної частоти

обертання:

$$D = \frac{n_{\text{ДВmax}}}{n_{\text{ДВН}}} = \frac{2792.9}{1500} = 1.86 \quad (2.42)$$

де $n_{\text{ДВН}}$ – номінальна частота обертання двигуна.

Тобто послаблювати потік необхідно в 1.86 разів. Відповідно і величина моменту зменшиться в 1.86 разів.

Номінальна швидкість двигунів буде:

$$\omega_{\text{ДВН}} = \frac{\pi n_{\text{ДВН}}}{30} = \frac{3.14 \cdot 1500}{30} = 157.08 \text{ рад / с} \quad (2.43)$$

А критичний момент буде дорівнювати:

$$M_{\text{max}} = \lambda M_{\text{НОМ_ДВ}} = 3 \cdot 950 = 2850 \text{ Нм}, \quad (2.44)$$

де λ – перевантажувальна здатність двигуна; $M_{\text{НОМ_ДВ}}$ – номінальний момент двигуна.

Сумарний момент інерції двигуна:

$$J_{\Sigma \text{ДВ}} = 1.5 \text{ кгм}^2. \quad (2.45)$$

Сумарний момент інерцій механізму з максимальним навантаженням:

$$J_{\Sigma \text{М}} = k_{\Pi} J_{\text{ДВ}} + J_{\text{Т}} \quad (2.46)$$

де k_{Π} – коефіцієнт, враховуючий момент інерції в передачах. Приймаємо $k_{\Pi} = 1.2$.

В результаті:

$$J_{\Sigma M} = 1.5 \cdot 1.2 + 60.1 = 61.9 \text{ кг м}^2. \quad (2.47)$$

Таким чином момент інерції для випадку тролейбусу масою 18500 кг на один двигун складає 61.9 кг м²

Уточнимо момент, який необхідно створити для розгону вагона при максимальному завантаженні відповідно до прискорення:

$$M_1 = J_{\Sigma M} \frac{\omega_{ДВ\max}}{\Delta t_p} + M_c \quad (2.48)$$

Підставивши значення отримаємо:

$$M_1 = 61.9 \cdot \frac{292.32}{11.113} + 349 = 1737.2 \text{ Нм} \quad (2.49)$$

Визначимо момент, який необхідно створити для гальмування вагона при максимальному завантаженні відповідно до прискоренням гальмування:

$$M_2 = M_c - J_{\Sigma M} \frac{\omega_{ДВ\max}}{\Delta t_T} \quad (2.50)$$

Підставивши значення отримаємо:

$$M_2 = 349 - 61.9 \cdot \frac{292.32}{11.113} = -1519.2 \text{ Нм} \quad (2.51)$$

Внаслідок цього уточнена навантажувальна діаграма буде мати наступний вигляд зображений на рис. 2.3:

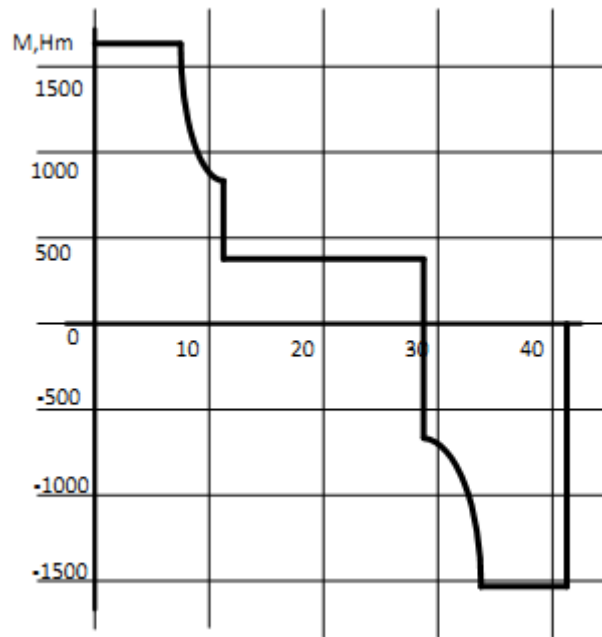


Рисунок 2.3 – Уточнена навантажувальна діаграма

Визначимо еквівалентний момент для одного асинхронного двигуна. Для цього умовно розділимо уточнену навантажувальну діаграму на п'ять ділянок:

Усереднимо значення моменту на відповідних ділянках і визначимо їх величини:

для першої ділянки: $M_1 = 1737.2$ Нм;

для другої ділянки: $M_2 = 800$ Нм;

для третьої ділянки: $M_3 = 109$ Нм;

для четвертої ділянки: $M_4 = -700$ Нм;

для п'ятої ділянки: $M_5 = -1519$ Нм.

Умовне ділення графіку навантажувальної діаграми представлено на рис

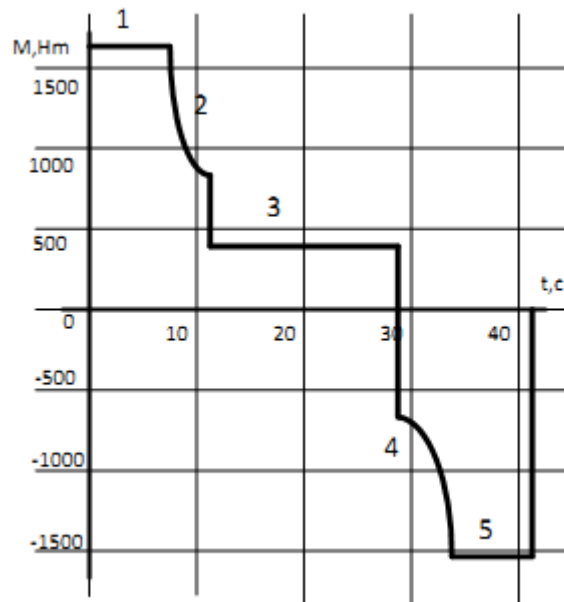


Рисунок 2.4 – Умовне ділення графіку навантажувальної діаграми

Відповідно еквівалентний момент для одного двигуна буде:

$$\begin{aligned}
 M_{\text{ЭКВДВ}} &= \sqrt{\frac{(M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2 + M_3^2 t_3 + M_4^2 t_4 + M_5^2 t_5)}{T_{\text{ц}}}} = \\
 &= \sqrt{\frac{(1737.2)^2 \cdot 8 + (800)^2 \cdot 3.113 + (349)^2 \cdot 18.88 + (-700)^2 \cdot 3.113 + (-1519)^2 \cdot 8}{71.11}} \\
 &= 807.3 \text{ Нм}
 \end{aligned} \tag{2.54}$$

Перерахуємо отриманий момент на стандартний ТВ:

$$M_{\text{ЭКВД}} = M_{\text{ЭКВДВ}} \sqrt{\frac{TB\%}{60\%}} = 807.3 \cdot \sqrt{\frac{57.6}{60}} = 791 \text{ Нм} \tag{2.55}$$

Як видно, $M_{\text{НОМ_ДВ}} > M_{\text{ЭКВД}}$, тобто $950 > 791$. Таким чином вибраний двигун задовольняє умовам навантаження.

Перевіримо двигун по критичному моменту, для цього необхідно, щоб виконувалось наступна умова

$$M_1 < 0.8M_{\max} \quad (2.56)$$

Підставивши значення отримаємо:

$$1737.2 < 2280 \quad (2.57)$$

Як видно із (2.55) і (2.56), обраний двигун задовольняє усім поставленим умовам.

Висновок. Була створена навантажувальна діаграма, розраховані інтервали часу для розгону, руху з постійною швидкістю, гальмування та всього робочого циклу. На основі отриманих розрахунків був обраний тяговий асинхронний двигун ДТА-2У1, після чого була складена уточнена навантажувальна діаграма. Далі виконали перевірку електродвигуна на нагрів за еквівалентним моментом і еквівалентною потужністю. Перевірки підтвердили правильність вибору двигуна.

З МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОГО ОБЄКТА. РОЗРАХУНОК СТАТИЧНИХ ТА ДИНАМІЧНИХ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

Векторне керування – це метод управління синхронними та асинхронними двигунами, який не лише формує гармонійні струми і напруги фаз (скалярне управління), а й забезпечує контроль магнітного потоку двигуна. Основою векторного керування є уявлення про напруги, струми, потокозчеплення як просторові вектори. Основні принципи були розроблені в 70-х роках 20 століття.

При векторному керуванні асинхронним електроприводом у перехідних процесах є можливість зберігати сталість потокозчеплення ротора, на відміну від скалярного регулювання, де потокозчеплення ротора змінюється в перехідних процесах зі змінами струмів статора і ротора, що призводить до зниження швидкості зміни електромагнітного моменту. Розгляд алгоритмів векторного керування асинхронним двигуном почнемо з побудови математичної моделі асинхронного двигуна.

Математична модель АД

Із [14] електрична машина є одним з основних елементів електроприводу, а також електромеханічних систем, де він використовується, безпосередньо забезпечуючи процес електромеханічного перетворення енергії. Адекватне математичне описання процесів електромеханічного перетворення енергії в електричній машині є суттєвим питанням для розробки алгоритмів управління цим процесом, його аналітичного дослідження та моделювання. Повномасштабне моделювання конкретного типу електричної машини зазвичай призводить до складної багатовимірної моделі, яку важко застосовувати для цілей управління. У зв'язку з цим математичний опис процесів електромеханічного перетворення енергії здійснюється на підставі так званих ідеалізованих машин, яке базується на таких принципах:

- адекватний опис фундаментальних процесів, які проходять в

конкретному класі електричних машин;

- ефекти другого порядку, такі як: не ідеальність магнітних матеріалів і геометричної структури, не синусоїдальність МРС, асиметрія магнітних і електричних параметрів трифазних обмоток та інші, не враховуються.

У багатополюсних електричних двигунах всі електромагнітні процеси повторюються з кожною парою полюсів, тому для вивчення теорії ідеалізованих електричних машин достатньо розглянути двополюсну електричну машину. На рис. 4.1 показано декомпозицію електромеханічного перетворювача.

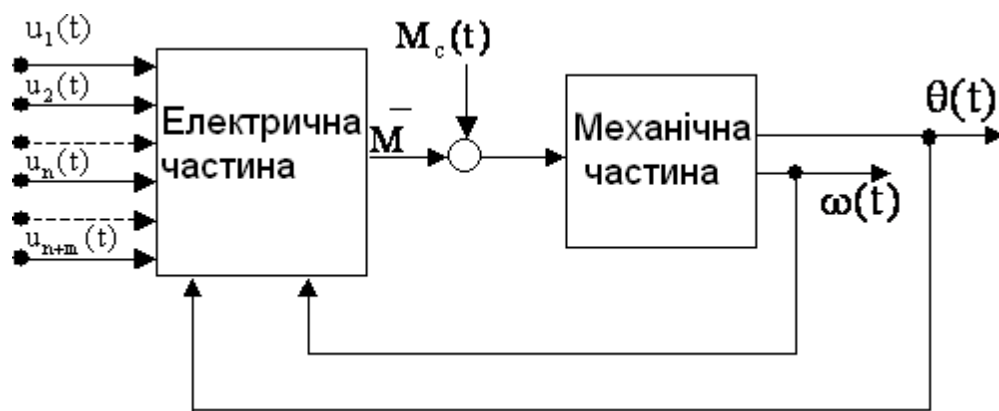


Рисунок 3.1 – Декомпозиція електромеханічного перетворювача

Електромеханічний перетворювач енергії можна розглядати як такий, що складається з двох частин: електричної та механічної.

Будемо розглядати клас електричних машин, спроектованих таким чином, що виконуються наступні умови:

1) Магнітний ланцюг машини не насичується і має нескінченну магнітну проникність, втрати на гістерезис і вихрові струми дуже малі.

2) Матриця індуктивностей $\mathbf{L}(\varepsilon)$ розміром $(n + m) \times (n + m)$ симетрична і позитивно визначена, тобто $\mathbf{L}(\varepsilon) = \mathbf{L}^T(\varepsilon) > 0$, де ε - кутове положення ротора, T – знак транспонування, n і m – число фаз статора і ротора відповідно.

3) Індуктивності розсіювання не залежить від кутового положення

ротора. При виконанні цих умов процес електро механічного перетворення енергії може бути описаний в загальному вигляді наступним чином.

Момент, що розвивається електричною машиною знаходиться у вигляді:

$$M = \frac{1}{2} \mathbf{i}^T \frac{\partial \mathbf{L}(\varepsilon)}{\partial \varepsilon} \mathbf{i} \quad (3.1)$$

Доповнюючи рівняння які описують динамічні процеси в електричній частині машини, і рівняння моменту (3.1) рівняннями руху механічної частини з постійним моментом інерції, отримаємо узагальнену модель:

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon} &= \omega \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} [M - v\omega - M_c(t)], \quad M = \frac{1}{2} \mathbf{i}^T \frac{\partial \mathbf{L}(\varepsilon)}{\partial \varepsilon} \mathbf{i} \\ \dot{\mathbf{i}} &= \mathbf{L}^{-1}(\varepsilon) \left(-\mathbf{R}\mathbf{i} - \omega \frac{\partial \mathbf{L}(\varepsilon)}{\partial \varepsilon} \mathbf{i} + \mathbf{u} \right) \end{aligned} \quad (3.2)$$

де $v > 0$ коефіцієнт в'язкого тертя.

На рис. 3.2. представлена структурна схема довільної електричної машини, яка відповідає рівнянням (3.2).

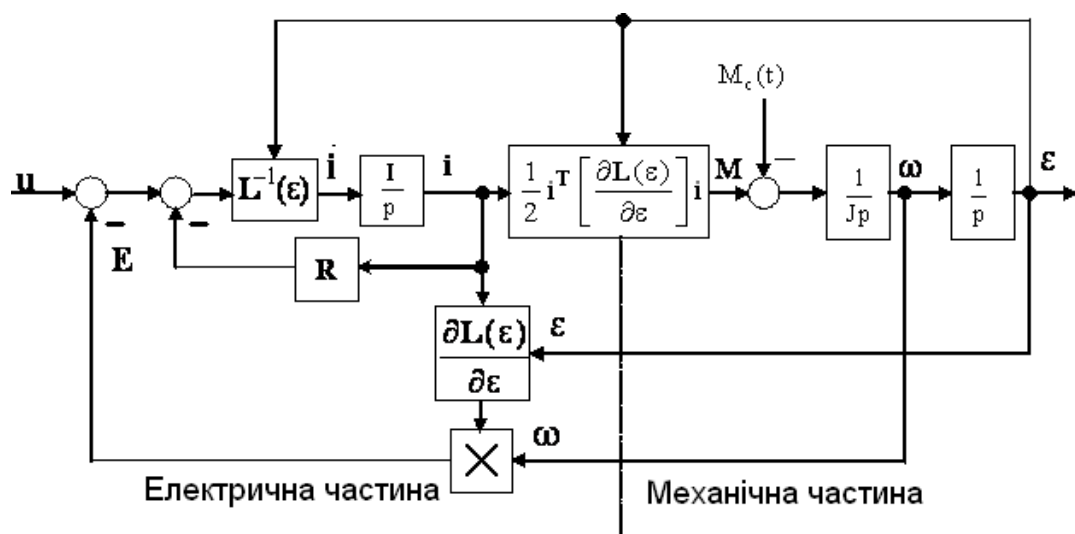


Рисунок 3.2 – Узагальнена структурна схема електричної машини

Динамічні процеси в електричній частині елементарної узагальненої електричної машини, схема якої зображена на рис. 3.3. Це описується чотирма рівняннями як функції струмів обмоток і механічних координат ω і ε .

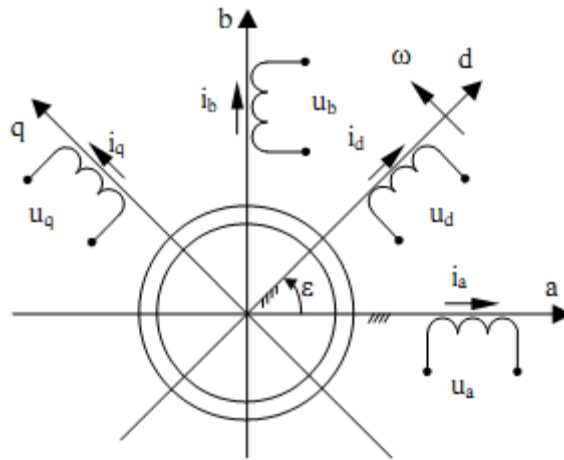


Рисунок 3.3 – Схема елементарної узагальненої двофазної машини

Запишемо рівняння електричної рівноваги:

$$\begin{aligned} u_1 &= R_1 i_1 + \frac{d\psi_1}{dt}, \\ u_2 &= R_2 i_2 + \frac{d\psi_2}{dt} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Рівняння потокозчеплення для АД дорівнюють:

$$\begin{aligned} \psi_1 &= L_1 i_1 + L_{12} e^{j\varepsilon} i_2 \\ \psi_2 &= L_2 i_2 + L_{12} e^{-j\varepsilon} i_1 \end{aligned} \quad (3.4)$$

де L_{12} – максимальне значення взаємної індуктивності між кожною з обмоток статора і ротора, а й поворотні матриці, які відповідно рівні

$$e^{j\varepsilon} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon(t) & -\sin \varepsilon(t) \\ \sin \varepsilon(t) & \cos \varepsilon(t) \end{bmatrix}; \quad e^{-j\varepsilon} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon(t) & \sin \varepsilon(t) \\ -\sin \varepsilon(t) & \cos \varepsilon(t) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Необхідно відмітити, що оператори $e^{j\varepsilon(t)}$ і $e^{-j\varepsilon(t)}$ забезпечують координатні перетворення векторів з обертової системи координат в стаціонарну і навпаки.

Рівняння електричної рівноваги, доповнене рівнянням моменту, визначає динамічну механічну характеристику. Таким чином, отримуємо повну модель АД:

$$\begin{aligned} \frac{d\varepsilon}{dt} &= \omega \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{1}{J} \left[\frac{1}{2} \mathbf{i}^T \frac{\partial \mathbf{L}(\varepsilon)}{\partial \varepsilon} \mathbf{i} - M_c \right] \\ \frac{d\vec{i}}{dt} &= \mathbf{L}^{-1}(\varepsilon) \left(\mathbf{u} - R\mathbf{i} - \omega \frac{\partial \mathbf{L}(\varepsilon)}{\partial \varepsilon} \mathbf{i} \right). \end{aligned} \quad (3.6)$$

Вхідним сигналом даної моделі є вектор керуючих напруг, що створюється за допомогою пристрою управління. Змінними стану виступають кутова швидкість, кутове положення та вектор струмів. Ця модель є системою диференціальних рівнянь шостого порядку. У ній можна виділити дві підсистеми – механічну, вхідним сигналом якої є генерований момент, а вихідними – кутова швидкість (положення), і електромагнітну підсистему, вхідними величинами якої є вектор напруг $\mathbf{u}$, кутова швидкість ω та положення ε , а виходом – електромагнітний момент M . До механічної частини прикладено збурюючий момент M_c . Ці підсистеми об'єднані послідовно та мають внутрішній від'ємний зворотний зв'язок через $L(\varepsilon)$ і відповідь ЕРС. Ця властивість отримала назву електромеханічного зв'язку. Похідна матриці індуктивностей має вигляд

$$\frac{\partial \mathbf{L}(\varepsilon)}{\partial \varepsilon} = \begin{bmatrix} 0 & L_{12} e^{j\varepsilon} \mathbf{J} \\ -L_{12} e^{-j\varepsilon} \mathbf{J} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

де $\mathbf{J}$ – косино метрична матриця

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Розглянемо систему координат (a-b), пов'язану зі статором і систему (d-q), пов'язану з полем машини (рис. 3.3.), яка обертається в просторі зі швидкістю $\omega_0 = \frac{d\varepsilon_0}{dt}$. Враховуючи, що системи (d-q) і (a-b) пов'язані виразами

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_1^{(d-q)} &= e^{-j\varepsilon_0(t)} \cdot \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2^{(d-q)} &= e^{-j\varepsilon_0(t)} \cdot \mathbf{x}_2 \end{aligned} \quad (3.9)$$

рівняння електричної рівноваги будуть мати вигляд:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_1 &= R_1 \mathbf{i}_1 + \frac{d\psi_1}{dt} + \mathbf{J} \omega_0 \psi_1 \\ 0 &= R_2 \mathbf{i}_2 + \frac{d\psi_2}{dt} + \mathbf{J} (\omega_0 - \omega) \psi_1, \end{aligned} \quad (3.10)$$

$$\begin{aligned} \psi_1 &= L_1 \cdot \mathbf{i}_1 + L_m \cdot \mathbf{i}_2 \\ \psi_2 &= L_m \cdot \mathbf{i}_1 + L_2 \cdot \mathbf{i}_2 \end{aligned} \quad (3.11)$$

де $L_m = \frac{3}{2} \cdot L_{12}$ – індуктивність намагнічуючого контуру.

У системі (3.10) друге рівняння дорівнює нулю, так як для АД з короткозамкненим ротором $\mathbf{u}_2 = 0$.

Роблячи підстановку у рівняння (3.10) і виконавши перетворення, отримаємо рівняння математичної моделі АД в проекціях на осі системи координат (d-q):

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}i_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \alpha\beta\psi_{2d} + \beta p_n \omega \psi_{2q} + \omega_0 i_{1q} + \frac{1}{\sigma} u_{1d} \\
\frac{d}{dt}i_{1q} &= -\gamma i_{1q} + \alpha\beta\psi_{2q} + \beta p_n \omega \psi_{2d} - \omega_0 i_{1d} + \frac{1}{\sigma} u_{1q} \\
\frac{d}{dt}\psi_{2d} &= -\alpha\psi_{2d} + \alpha L_m i_{1d} + (\omega_0 - p_n \omega)\psi_{2q} \\
\frac{d}{dt}\psi_{2q} &= -\alpha\psi_{2q} + \alpha L_m i_{1q} - (\omega_0 - p_n \omega)\psi_{2d} \\
M &= \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p_n (\psi_{2d} i_{1q} - \psi_{2q} i_{1d}) - M_c.
\end{aligned} \tag{3.12}$$

де $\alpha = \frac{R_2}{L_2}$; $\beta = \frac{L_m}{\sigma \cdot L_2}$; $\gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha\beta L_m$, p_n – число пар полюсів.

Для управління транспортним засобом обираємо стандартний алгоритм керування моментом і модулем вектора потокозчеплення ротора. Мета цього підрозділу полягає в теоретичному обґрунтуванні стандартного алгоритму непрямого векторного керування асинхронним двигуном (IFOC). Для цього керування IFOC було реінтерпретовано з позицій сучасної нелінійної теорії управління.

Припустимо, що впливів у вигляді $\psi^* = \text{const}$, $M^* = \text{const}$. Тоді закон зміни керуючих впливів у вигляді

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \sigma \begin{pmatrix} -\omega_0 i_q + v_d \\ \omega_0 i_d + v_q \end{pmatrix}, \tag{3.13}$$

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \end{pmatrix} = e^{J_{E_0}} \left[\sigma \begin{pmatrix} -\omega_0 i_q + v_d \\ \omega_0 i_d + v_q \end{pmatrix} \right], \tag{3.14}$$

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = e^{-J_{E_0}} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix} \tag{3.15}$$

який гарантує локальне асимптотичне керування потоку-моменту.

Отримаємо модель АД у вигляді декомпозиції електромеханічна – електромагнітна підсистеми:

$$M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} (\psi_d i_q - \psi_q i_d),$$

$$\dot{i}_q = -\gamma i_q + \alpha \beta \psi_q - \beta \omega \psi_d + v_q, \quad (3.16)$$

$$|\psi| = (\psi_d^2 + \psi_q^2)^{\frac{1}{2}},$$

$$\dot{i}_d = -\gamma i_d + \alpha \beta \psi_d + \beta \omega \psi_q + v_d,$$

$$\dot{\psi}_d = -\alpha \psi_d + \omega_2 \psi_q + \alpha L_m i_d,$$

$$\dot{\psi}_q = -\alpha \psi_q - \omega_2 \psi_d + \alpha L_m i_q,$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0. \quad (3.17)$$

Керуючі впливи v_d , v_q в електромеханічній та електромагнітній підсистемах (3.13), (3.14) служать для регулювання струмів i_d і i_q , а також вихідних координат M і $|\psi|$, відповідно в кожній з підсистем.

Підсистема потоку

Непряме орієнтування по вектору потокозчеплення ротора досягається формуванням динаміки системи координат (d-q)

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \omega + \alpha L_m \frac{i_q}{\psi}, \quad (3.18)$$

де ε_0 може розглядатися як задане значення для кутового положення вектора потокозчеплення ротора.

Рівняння (3.18), в умовах ідеального поле орієнтування, визначає задану динамічну поведінку кутового положення вектора потокозчеплення ротора відповідно до відомих рівнянням для синхронної швидкості поля АД $\omega_0 = \omega + \omega_2$, де $\omega_2 = \alpha L_m i_q / |\psi|$ – частота ковзання. Ґрунтуючись на концепції

непрямого поле орієнтування, мету керування модулем вектора потокозчеплення ротора переформулюємо наступним чином. Введемо в розгляд помилки відпрацювання потокозчеплення

$$\begin{aligned}\tilde{\Psi}_d &= \Psi_d - \Psi^*, \\ \tilde{\Psi}_q &= \Psi_q,\end{aligned}\tag{3.19}$$

Тоді умова $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\Psi} = 0$ досягається, якщо $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\Psi}_d, \tilde{\Psi}_q) = 0$.

Зазначимо, що $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\Psi}_q = 0$ є умовою асимптотичного поле орієнтування по вектору потокозчеплення ротора, як це показано на рис. 3.4.

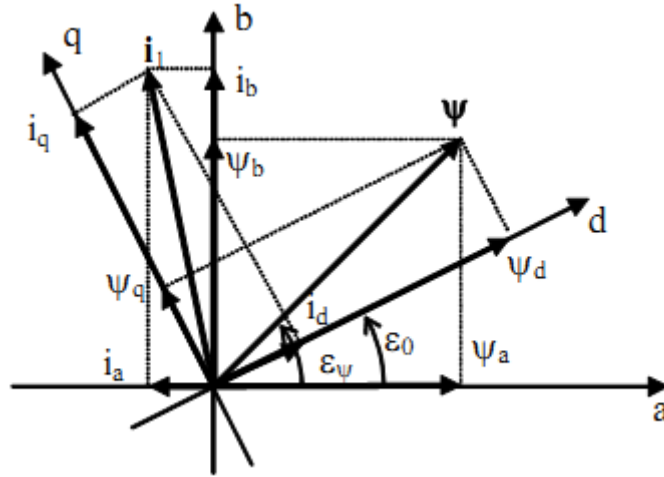


Рисунок 3.4 Розташування векторів АТ в системах координат (ab) і (dq)

Використовуючи визначення (3.18), з (3.19) отримаємо рівняння динаміки помилок відпрацювання потокозчеплення

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\Psi}}_d &= -\alpha \tilde{\Psi}_d + (\omega_0 - \omega) \tilde{\Psi}_q - \dot{\Psi}^* - \alpha \Psi^* + \alpha L_m i_d \\ \dot{\tilde{\Psi}}_q &= -\alpha \tilde{\Psi}_q - (\omega_0 - \omega) \tilde{\Psi}_d - (\omega_0 - \omega) \Psi^* + \alpha L_m i_q.\end{aligned}\tag{3.20}$$

Якщо розглядати випадок такого керування АД [2.19], то алгоритм керування модулем вектора потоку у вигляді

$$i_d = \psi^* / L_m, \quad \psi^* = \text{const}, \quad (3.21)$$

гарантує глобальне асимптотичне керування модулем вектора потокозчеплення ротора і асимптотичну орієнтацію по полю.

Підставивши (3.18) і (3.21) рівняння динаміки помилок регулювання потоку при струмовому керуванні набувають вигляду

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha \tilde{\psi}_d + (\omega_0 - \omega) \tilde{\psi}_q \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha \tilde{\psi}_q - (\omega_0 - \omega) \tilde{\psi}_d. \end{aligned} \quad (3.22)$$

Положення рівноваги $(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)^T = 0$ є глобально експоненціально стійким, що випливає з розгляду функції Ляпунова

$$V = \frac{1}{2}(\tilde{\psi}_d^2 + \tilde{\psi}_q^2) \quad (3.23)$$

похідна від якої в силу рівнянь (3.22) має вигляд

$$\dot{V} = -\alpha(\tilde{\psi}_d^2 + \tilde{\psi}_q^2) = -2\alpha V. \quad (3.24)$$

Зазначимо, що у випадку початкового знеструмлення машини ($\psi_d(0) = \psi_q(0) = 0$) початкові умови у (3.22) виникають за рахунок $\psi^* > 0$ тобто $\tilde{\psi}_d(0) = -\psi^*(0)$, $\tilde{\psi}_q(0) = \psi_q(0) = 0$.

У зв'язку з тим що не існує ідеального джерела струму, то для апроксимації їх дії в системах з інверторами напруги, що постачають обмотки статора, створюють контури регулювання струму з ПІ регуляторами струму, які мають "високі" коефіцієнти підсилення. При цьому вихід регулятора

поток (3.21) формує задане значення струму статора по осі d

$$i_d^* = \frac{\psi^*}{L_m}. \quad (3.25)$$

Визначивши помилку відпрацювання струму по осі d $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$,

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha \tilde{\psi}_d + (\omega_0 - \omega) \tilde{\psi}_q + \alpha L_m \tilde{i}_d, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha \tilde{\psi}_q - (\omega_0 - \omega) \tilde{\psi}_d, \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -\gamma \tilde{i}_d - \left(\frac{R_l}{\sigma} + \alpha L_m \beta \right) \frac{1}{L_m} \psi^* + \alpha \beta (\psi^* + \tilde{\psi}_d) + \beta \omega \tilde{\psi}_q + v_d. \end{aligned} \quad (3.26)$$

Регулятор струму пропорційно-інтегрального (ПІ) типу описується наступними рівняннями:

$$\begin{aligned} v_d &= -k_{id1} \tilde{i}_d + x_d, \\ \dot{x}_d &= -k_{ii} \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (3.27)$$

де $k_{id1} > 0$ і $k_{ii} > 0$ коефіцієнти пропорційної і інтегральної складових регулятора струму.

Підставивши (3.27) в (3.28), рівняння динаміки помилок відпрацювання струму набувають вигляду:

$$\begin{aligned} \dot{x}_d &= -k_{ii} \tilde{i}_d, \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -(k_{id1} + \gamma) \tilde{i}_d + \left(x_d - \frac{R_l}{\sigma} \frac{\psi^*}{L_m} \right) + \alpha \beta \tilde{\psi}_d + \beta \omega \tilde{\psi}_q. \end{aligned} \quad (3.28)$$

Інтегральна складова x_d в останньому рівнянні (3.28) може розглядатися як оцінка постійного збурення $\frac{R_l}{\sigma} \frac{\psi^*}{L_m}$. Визначивши помилку оцінювання як

$\tilde{x}_d = x_d - \frac{R_l}{\sigma} \frac{\psi^*}{L_m}$, рівняння (3.26), (3.28) перепишуть наступним чином

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha \tilde{\psi}_d + (\omega_0 - \omega) \tilde{\psi}_q + \alpha L_m \tilde{i}_d, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha \tilde{\psi}_q - (\omega_0 - \omega) \tilde{\psi}_d, \\ \dot{\tilde{x}}_d &= -k_{ii} \tilde{i}_d, \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -k_{id} \tilde{i}_d + \tilde{x}_d + \alpha \beta \tilde{\psi}_d + \beta \omega \tilde{\psi}_q,\end{aligned}\tag{3.29}$$

де $k_{id} = k_{id1} + \gamma$.

Покажемо, що для будь якої обмеженої траєкторії зміни кутової швидкості $|\omega| < c_1 < \infty$ і заданого набору параметрів АД (α, β, γ) існують параметри налаштування регулятора струму (k_{id}, k_{id1}) > 0 , такі, що система є асимптотично стійкою, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{x}_d, \tilde{i}_d) = 0.\tag{3.30}$$

Для доказу умови (3.30) розглянемо наступну функцію Ляпунова

$$V = \frac{1}{2} (\tilde{\psi}_d^2 + \tilde{\psi}_q^2 + \gamma_1 \tilde{i}_d^2 + \gamma_2 \tilde{x}_d^2)\tag{3.31}$$

похідна якої вздовж траєкторій (3.31) дорівнює

$$\dot{V} = -\alpha (\tilde{\psi}_d^2 + \tilde{\psi}_q^2) + (\alpha L_m + \gamma_1 \alpha \beta) \tilde{\psi}_d \tilde{i}_d + \gamma_1 \beta \omega \tilde{\psi}_q \tilde{i}_d - \gamma_1 k_{id} \tilde{i}_d^2\tag{3.32}$$

якщо $k_{ii} = \gamma_2^{-1} \gamma_1$.

Умова заперечності в (3.32) знаходиться за правилом Сильвестра у вигляді

$$k_{id} > \frac{1}{2\alpha\gamma_1} \left[\alpha^2 (L_m + \gamma_1\beta)^2 + \gamma_1^2 \beta^2 \omega^2 \right]. \quad (3.33)$$

Тобто при виконанні умови (3.33) $\dot{V}$ задовольняє оцінці

$$\dot{V} \leq -c(\tilde{\psi}_d^2 + \tilde{\psi}_q^2 + \tilde{i}_d^2), \quad c > 0 \quad (3.34)$$

і, отже, сигнали $(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{x}_d, \tilde{i}_d)$ є обмеженими. За умови обмеженості кутової швидкості ω і $\omega_2 = \alpha L_m \frac{\dot{i}_q}{\psi}$, похідні $\dot{\tilde{\psi}}_d, \dot{\tilde{\psi}}_q, \dot{\tilde{x}}_d, \dot{\tilde{i}}_d$ в (3.32) також є обмеженими.

Оскільки в силу умови (3.34) маємо $\int_0^t \dot{V}(\tau) d\tau = V(0) - V(t) \leq V(0)$, то пряме застосування леми Барбалат дає умова (3.31).

Разом з тим, базуючись на цьому результаті, можуть бути отримані більш сильні умови стійкості положення рівноваги системи (3.31). Запишемо (3.31) в такій стандартній формі:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_{21} &= \mathbf{A}_{21}(t) \mathbf{x}_{21} + \mathbf{\Gamma}^T \mathbf{z}, \\ \dot{\mathbf{z}} &= -\lambda \mathbf{\Gamma} \mathbf{P} \mathbf{x}_{21}, \end{aligned} \quad (3.35)$$

де $\mathbf{x}_{21} = (\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d)^T$; $\mathbf{z} = \tilde{x}_d$; $\mathbf{\Gamma} = (0, 0, 1)$, $\mathbf{P} = \text{diag} \frac{1}{2}(1, 1, \gamma_1)$, $\lambda = 2 \frac{k_{ii}}{\gamma_1}$,

$$\mathbf{A}_{21}(t) = \begin{bmatrix} -\alpha & \omega_2 & \alpha L_m \\ -\omega_2 & -\alpha & 0 \\ \alpha\beta & \beta\omega & -k_{id} \end{bmatrix}.$$

Оскільки всі умови теореми Б.2 для системи (3.35) виконуються з $\mathbf{\Gamma} = \text{const}$, то становище рівноваги $(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{x}_d, \tilde{i}_d) = 0$ є експоненціально стійким. Тип стійкості при цьому напівглобальний, оскільки умова стійкості залежить

від зовнішнього параметра ω .

Підсистема моменту

Підсистема керування моментом з (3.38) з урахуванням (3.25) описується наступними рівняннями

$$\begin{aligned} M &= \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} \psi^* \dot{i}_q^* + \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} \left[\tilde{\psi}_d (\dot{i}_q^* + \tilde{\dot{i}}_q) + \psi^* \tilde{\dot{i}}_q - \tilde{\psi}_q (\dot{i}_d^* + \tilde{\dot{i}}_d) \right] \triangleq M^* + \tilde{M}, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\gamma \tilde{i}_q - \gamma \dot{i}_q^* + \alpha \beta \tilde{\psi}_q - \beta \omega \tilde{\psi}_d - \beta \omega \psi^* + v_q - \dot{i}_q^*, \end{aligned} \quad (3.36)$$

де $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$ – помилка відпрацювання струму.

При аналізі стандартного алгоритму векторного управління моментом, окрім припущення про обмеженість кутової швидкості, встановлюється обмеження на величину прискорення. Вважається, що допустимо приймати при розгляді процесів управління моментом, тобто процеси регулювання кутової швидкості відбуваються значно повільніше, ніж процеси регулювання моменту. З першого рівняння (3.36) алгоритм управління моментом буде

$$\dot{i}_q^* = \frac{2}{3} \frac{L_2}{L_m} \frac{M^*}{\psi^*}. \quad (3.37)$$

Алгоритм регулювання струму по осі q формується у вигляді ПІ регулятора

$$\begin{aligned} v_q &= -k_{iq1} \tilde{i}_q + x_q, \\ \dot{x}_q &= -k_{ii} \tilde{i}_q, \end{aligned} \quad (3.38)$$

де k_{iq1} , k_{ii} – коефіцієнти пропорційної і інтегральної компонент.

Підставивши (3.37), (3.38) в (3.36), отримаємо

$$\begin{aligned}
\tilde{M} &= \frac{3}{2} \frac{L_2}{L_m} \left[\tilde{\psi}_d (\dot{i}_q^* + \tilde{i}_q) + \psi^* \tilde{i}_q - \tilde{\psi}_q (\dot{i}_d^* + \tilde{i}_d) \right], \\
\dot{\tilde{x}}_q &= -k_{ii} \tilde{i}_q, \\
\dot{\tilde{i}}_q &= -k_{iq} \tilde{i}_q + \alpha \beta \tilde{\psi}_q - \beta \omega \tilde{\psi}_d - \gamma \dot{i}_q^* - \beta \omega \psi^* + x_q,
\end{aligned} \tag{3.39}$$

де $k_{iq} = \gamma + k_{iq1}$.

Інтегральна компонента x_q в (3.39) може розглядатися як оцінка постійного збурення $(\gamma \dot{i}_q^* + \beta \omega \psi^*)$. Визначивши $\tilde{x}_q = x_q - (\gamma \dot{i}_q^* + \beta \omega \psi^*)$ як помилку оцінювання, останні два рівняння в (3.39) набувають вигляду (при $\dot{\omega} = 0, M^* = \text{const}, \psi^* = \text{const}$)

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{x}}_q &= -k_{ii} \tilde{i}_q, \\
\dot{\tilde{i}}_q &= -k_{iq} \tilde{i}_q + x_q + \alpha \beta \tilde{\psi}_q - \beta \omega \tilde{\psi}_d.
\end{aligned} \tag{3.40}$$

Рівняння (3.40) і (3.32) представляються у стандартній формі

$$\begin{aligned}
\dot{\mathbf{x}}_1 &= \mathbf{A}_1 \mathbf{x}_1 + \mathbf{B}(t) \mathbf{x}_2, \\
\dot{\mathbf{x}}_2 &= \mathbf{A}_2(t) \mathbf{x}_2,
\end{aligned} \tag{3.41}$$

де $\mathbf{x}_1 = (\tilde{x}_q, \tilde{i}_q)^T$, $\mathbf{x}_2 = (\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{x}_d, \tilde{i}_d)^T$,

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & -k_{ii} \\ 1 & -k_{iq} \end{bmatrix}, \mathbf{B}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\beta \omega & \alpha \beta & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\alpha & \omega_2 & 0 & \alpha L_m \\ -\omega_2 & -\alpha & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -k_{ii} \\ \alpha \beta & \beta \omega & 1 & -k_{id} \end{bmatrix}$$

Оскільки $\mathbf{A}_1 \in$ Гурвіцевою $\forall (k_{ii}, k_{iq}) > 0$, $\mathbf{B}(t)$ обмежена при $|\omega| < c < \infty$ положення рівноваги $\mathbf{x}_2 = 0$ є експоненціально стійким, то, відповідно до теореми Б.1 положення рівноваги $\mathbf{x}_1 = 0$ також експоненціально стійке. При обмежених $\psi^* > 0$ і M^* струми $\dot{i}_q^*$ та $\dot{i}_d^*$ також обмежені, а, отже, помилка

відпрацювання моменту $\tilde{M}(t)$ в (3.39) експоненціально затухає в нуль. Таким чином, мета керування моментом і модулем вектора потокозчеплення ротора при асимптотичної орієнтації по полю АД досягається при використанні нелінійного алгоритму керування, що складається з:

Компенсуючого регулятора

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \end{pmatrix} = e^{j\varepsilon_0} \left[\sigma \begin{pmatrix} -\omega_0 i_q + v_d \\ \omega i_d + v_q \end{pmatrix} \right],$$

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = e^{-j\varepsilon_0} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix}; e^{j\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0 & -\sin \varepsilon_0 \\ \sin \varepsilon_0 & \cos \varepsilon_0 \end{bmatrix}; \quad (3.42)$$

регулятора модуля потоку

$$i_d^* = \frac{\psi^*}{L_m},$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \omega + \alpha L_m \frac{i_q}{\psi^*}; \quad (3.43)$$

регулятора струму по осі d

$$v_d = -k_{id1} \tilde{i}_d + x_d,$$

$$\dot{x}_d = -k_{ii} \tilde{i}_d; \quad (3.44)$$

регулятора моменту

$$i_q^* = \frac{1}{\mu_1} \frac{M^*}{\psi^*}; \quad (3.45)$$

де $\mu_1 = \frac{3 L_m}{2 L_2}$.

регулятора струму по осі q

$$\begin{aligned} v_q &= -k_{iq1} \tilde{i}_q + x_q, \\ \dot{x}_q &= -k_{ii} \tilde{i}_q. \end{aligned} \quad (3.46)$$

Структурна схема стандартного алгоритму непрямого векторного керування приведена на рис. 3.5.

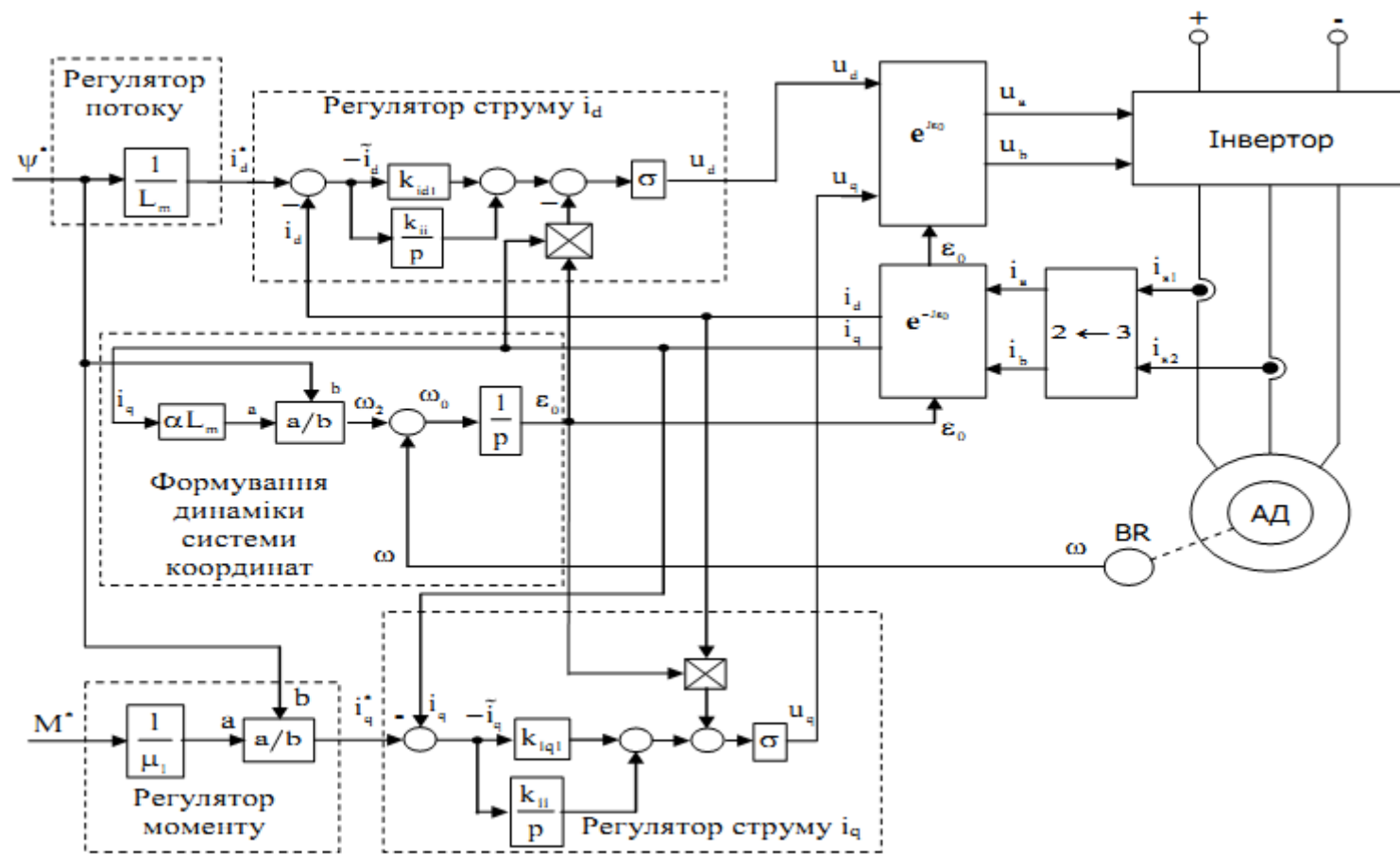


Рисунок 3.5 – Структурна схема системи стандартного непрямого векторного керування АД

Параметри налаштування алгоритму непрямого векторного керування (3.42), (3.46) є значення пропорційних ($k_{id} = k_{iq} = k_p$) та інтегральних (k_{ii}) складових регуляторів струму при виконанні умови (3.36). Типове налаштування контурів регулювання струму, як лінійних систем другого порядку з характеристичним рівнянням $p^2 + k_p p + k_{ii} = 0$, передбачає виконання співвідношень:

$$\begin{aligned} k_{ii} &= \frac{k_p^2}{4} \text{ при } \xi = 1, \\ k_{ii} &= \frac{k_p^2}{2} \text{ при } \xi = \sqrt{2}/2, \end{aligned} \quad (3.47)$$

де $k_{ii} = \omega_0^2$, ω_0 – власна частота недемпфованих коливань, ξ – коефіцієнт демпфування коливальної ланки.

Приймаємо значення пропорційної складової $k_p = 700$, тоді при $\xi = 1$,

$$k_{ii} = \frac{k_p^2}{4} = \frac{700^2}{4} = 122500.$$

Висновок. Розглянутий стандартний алгоритм управління моментом та величиною вектора потокозчеплення ротора має властивість локальної експоненційної стійкості і забезпечує асимптотичне вирішення процесів контролю вихідними координатами в стабільному режимі. Асимптотичне регулювання потоку і моменту досягається в тому випадку, коли відомі і незмінні параметри АД. Процеси управління моментом і потоком є взаємопов'язаними в динаміці.

4 ДОСЛІДЖЕННЯ СТАТИЧНИХ ТА ДИНАМІЧНИХ РЕЖИМІВ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОЇ СИСТЕМИ. АНАЛІЗ РЕЗУЛЬТАТІВ

Для вивчення динамічних характеристик була розроблена модель тягового асинхронного електроприводу з різними вихідними параметрами та даними в середовищі Simulink пакета MATLAB 2009b. Модель системи показана на рисунку 4.1.

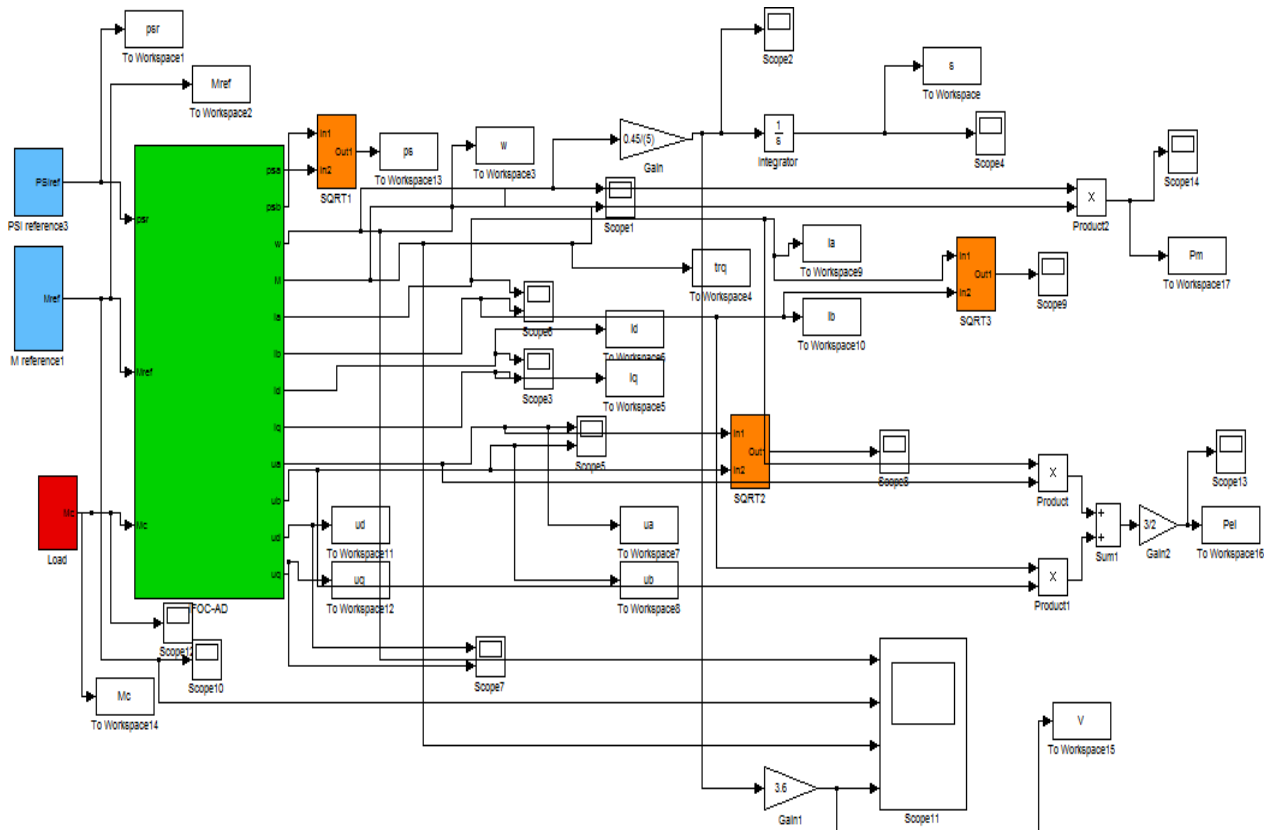


Рисунок 4.1 – Модель тягового асинхронного электропривода транспортного засобу

Блок М reference - це блок визначення моменту. Цей блок задає величину встановленого моменту, який надходить від системи управління. Структура цього блоку показана на рисунку 4.2:

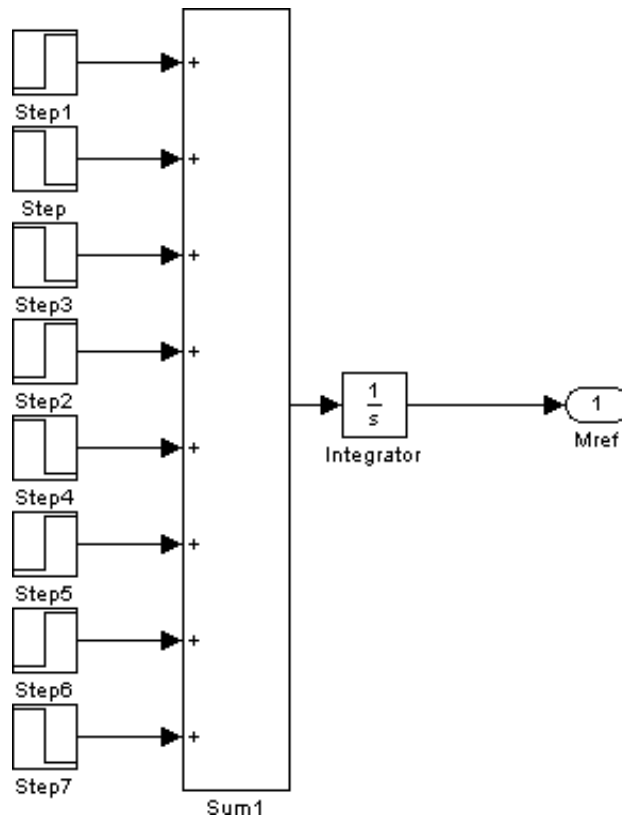


Рисунок 4.2 – Блок завдання моменту

Блок PSI reference це блок завдання потоку. Він необхідний для збудження двигуна перед подачею заданого моменту. Його структура зображена на рис. 4.3:

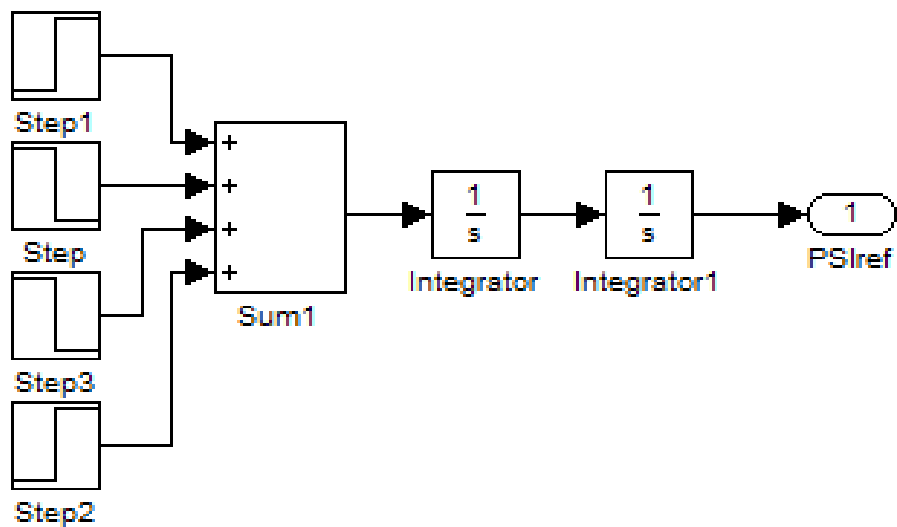


Рисунок 4.3 – Блок завдання потоку

Блок IFOC-AD це блок представляє електромеханічну систему транспортного засобу. Його структура має вигляд зображений на рис. 4.4:



Блок Border виконує функцію обмеження напруги u_q , тим самим здійснюючи зниження потоку магнітного поля. Тим самим здійснюється розгін двигуна вище номінальної швидкості. Його структура приведена на рис. 4.5.

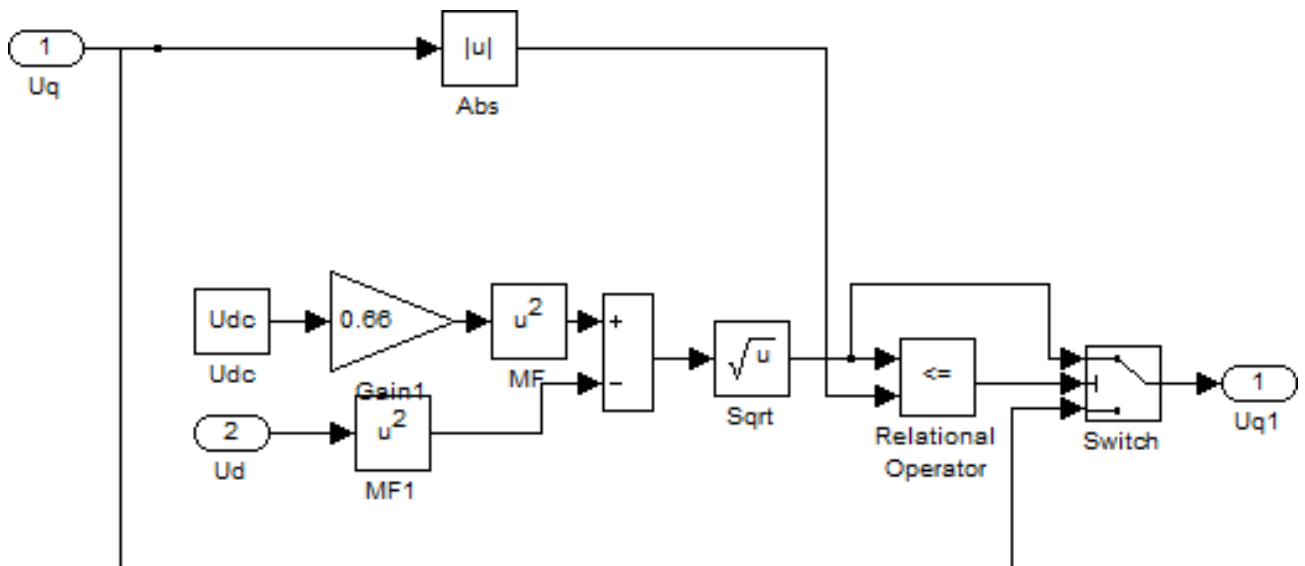


Рисунок 4.5 – Блок Border

На рисунку 4.5 блок Udc виконує функцію контактної мережі. У блоці Gain1 коефіцієнт 0.66 відповідає максимально можливому коефіцієнту використання напруги в конверторі постійного струму.

Функціонування блоку з обмеженням напруги має наступний характер. Напруга контактної мережі надходить на інвертор, де перетворюється в змінну напругу з зменшенням амплітуди в 0,66 разів. Далі відбувається віднімання квадратів напруги, отриманої від контактної мережі, та напруги u_d , яка необхідна для збудження двигуна. Потім різниця напруг проходить під корінь і порівнюється з теоретичною напругою u_q . На виході блоку Border буде теоретична напруга u_q , поки ця напруга не досягне або не зменшиться нижче рівня обмеження. У всіх інших випадках на виході блоку Border буде напруга обмеження. Обмеження напруги пов'язане з фізичним лімітом напруги на виході інвертора.

Всі інші зазначені блоки є стандартними елементами бібліотеки середовища Simulink пакета MATLAB 2009b. Дослідження проводиться для повністю завантаженого тролейбуса. При цьому загальний момент інерції для двигуна дорівнює $61,9 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$, що відповідає масі тролейбуса, яка становить 18,5 тонн. Отримані графіки перехідних процесів представлені на рис 4.6, рис 4.7,

рис 4.8 та рис 4.9.

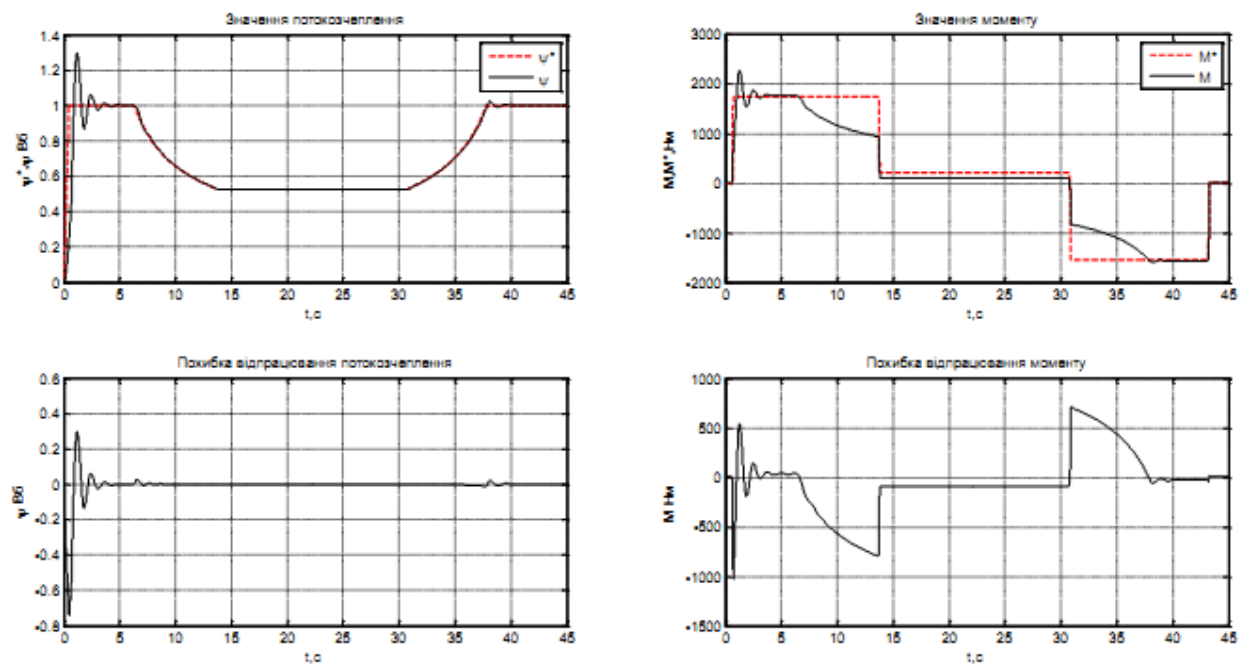


Рисунок 4.6 – Графіки перехідних процесів ψ , ψ^* , M , M^* , похибки відпрацювання потокозчеплення ψ та моменту M

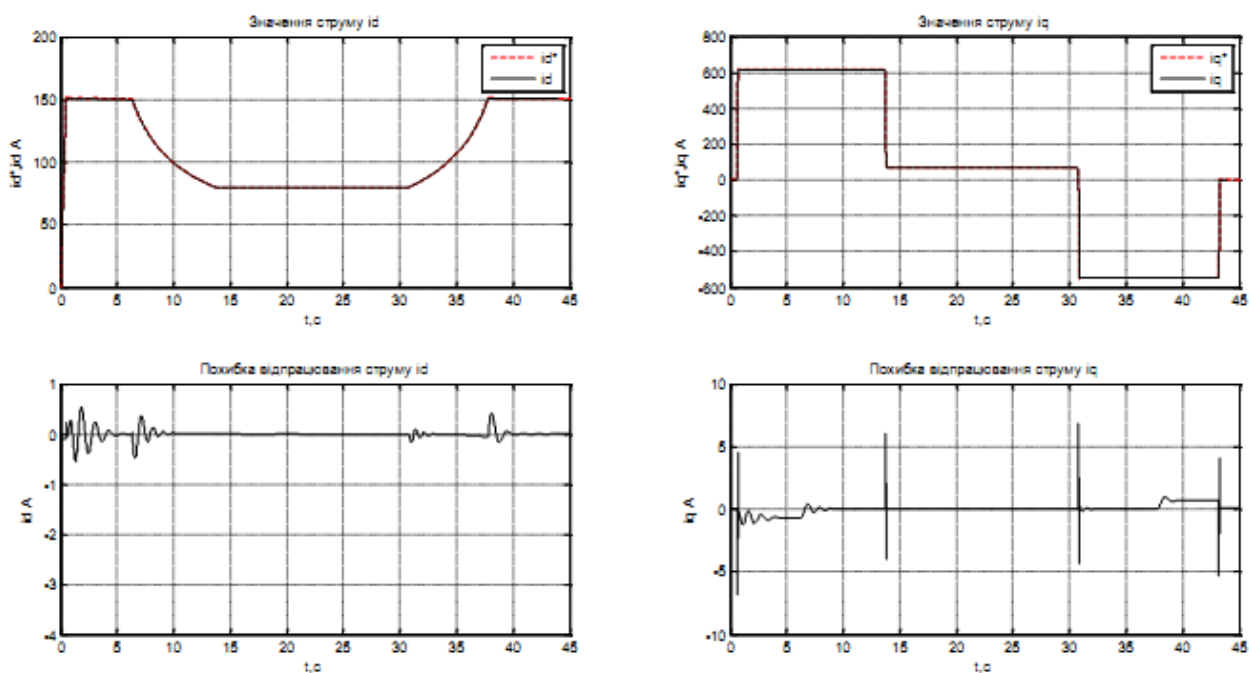


Рисунок 4.7 – Графіки перехідних процесів для струмів i_d , i_q , i_d^* , i_q^* , похибки відпрацювання струмів i_d , i_q

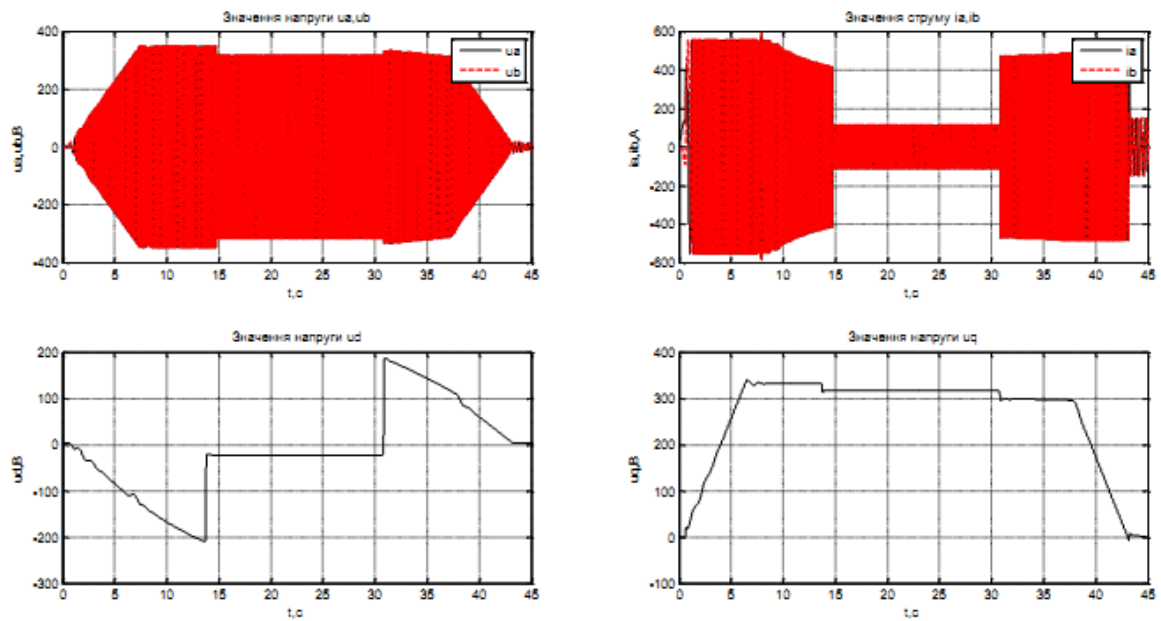


Рисунок 4.8 – Графіки перехідних процесів для напруг U_a , U_b , U_d , U_q та струму i_a , i_b

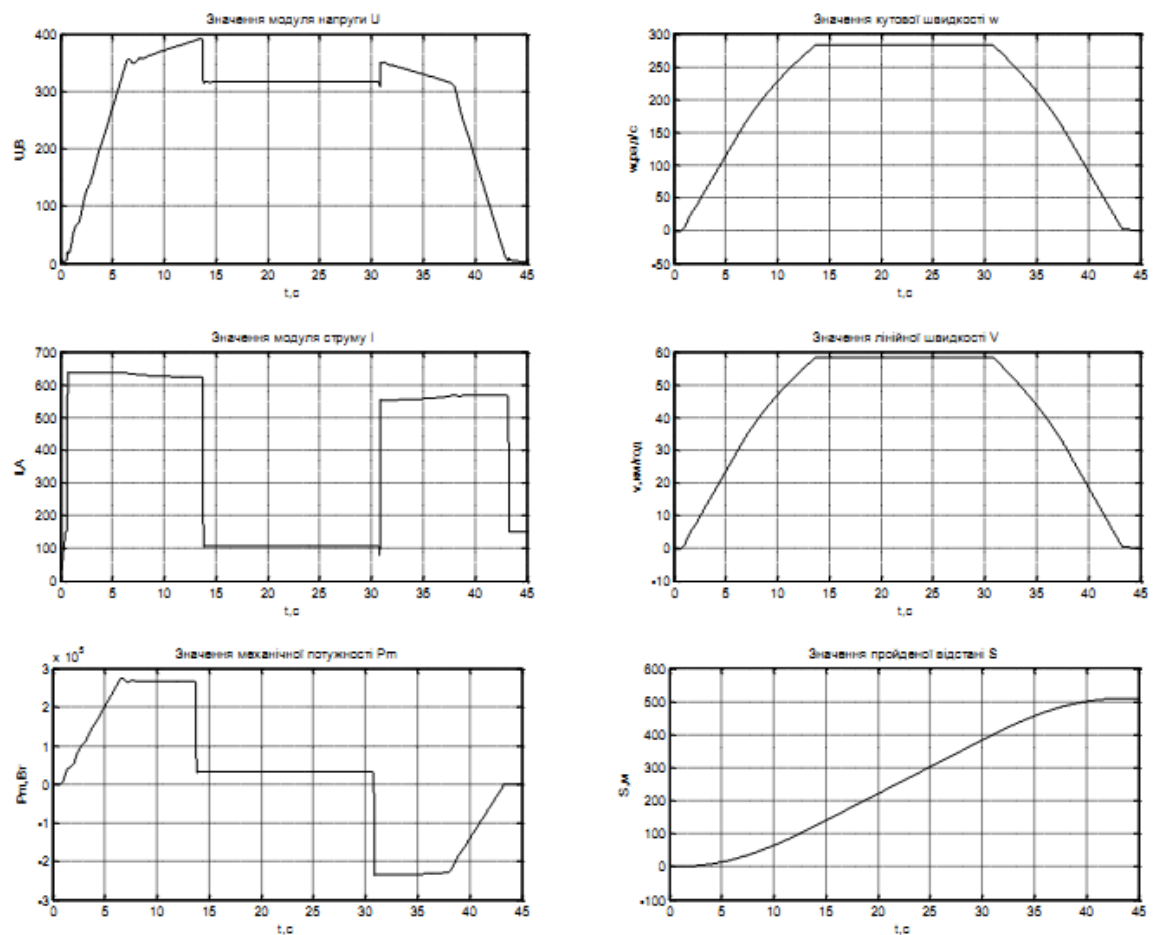


Рисунок 4.9 – Графіки перехідних процесів для модуля напруги U , струму I , механічної потужності P_m , кутової ω та лінійної швидкості V , пройденої відстані S

Як видно з наведених графіків, при масі вагона, рівній 18,5 тонн, для розгону транспортного засобу до максимальної швидкості 60 км/год потрібна напруга контактної мережі 600 В, причому розгін триває 13 секунд. Рух з постійною швидкістю здійснюється в проміжку часу з 13,7 секунди по 31,8 секунди, тобто 17 секунд. Час гальмування трамваю склав 12,3 секунди. Як видно, час розгону, руху з постійною швидкістю та гальмування не збігається з раніше розрахованими значеннями. Це пояснюється тим, що при розрахунках ми враховували, що момент двигуна не знижуватиметься для досягнення максимальної швидкості. Насправді, для досягнення зі зниженням моменту прискорення падає, отже, збільшується час, необхідний для набору відповідної швидкості руху транспортного засобу.

Піковий скачок моменту двигуна під час гальмування виглядає таким чином через нерівномірність, що є досить складним і трудомістким завданням.

З графіка пройденого шляху видно, що тролейбус при заданому моменті і напрузі 600 В проїжджає відстань 500 м. Для коригування пройденого шляху, щоб не пропустити зупинку, необхідно зменшити час руху з постійною швидкістю і знизити максимальну швидкість трамвая, що регулює водій.

Таким чином, при налаштуванні завдання моменту відповідно до напруги контактної мережі 600 В можна досягти відповідної максимальної швидкості руху транспортного засобу та зменшити пройдений шлях.

Висновок. З графіків перехідних процесів видно, що змінюючи конфігурацію заданої траєкторії моменту M^* , яка задається водієм тролейбуса, можна отримати необхідні характеристики руху, такі як максимально можлива швидкість при даному рівні напруги контактної мережі та завантаженні тролейбуса. Пройдений шлях, час розгону, руху з постійною швидкістю та гальмування буде змінюватися залежно від напруги контактної мережі, а також від завантаження вагона.

5 ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОЇ СИСТЕМИ ТРАНСПОРТНОГО ЗАСОБУ

Для вибору компонентів електроприводу проведемо попередній розрахунок їх параметрів. З попереднього розділу відомо, що номінальні діючі та амплітудні значення фазної напруги і струму статора становлять:

$$U_n = 407 \text{ В}$$

$$I_n = 305 \text{ А}$$

$$U_{na} = \sqrt{2}U_n = \sqrt{2} \cdot 407 = 575.585 \text{ В}$$

$$I_{na} = \sqrt{2}I_n = \sqrt{2} \cdot 305 = 431.335 \text{ А}$$

Максимальний струм на виході перетворювача:

$$I_{\max} = I_{na} K_{ovl} = 431.335 \cdot 1.2 = 517.602 \text{ А},$$

де K_{ovl} – коефіцієнт перевантаження.

Тягова підстанція є джерелом постійного струму напругою 540 В:

$$U_{dc} = 540 \text{ В}$$

Максимальна напруга в ланці постійного струму сучасних перетворювачів визначається граничною напругою, що допускається для встановлених електролітичних конденсаторів фільтра, і складає

$$U_{dc\max} = 750 \text{ В}.$$

Максимально допустима напруга на переході колектор-емітер:

$$U_{ce} > 1.5 \cdot U_{dc\max} = 1.5 \cdot 750 = 1125 \text{ В}.$$

Обираємо по каталогу IGBT модуль типу FF600R12KE3 з параметрами:

$$U_{ce} = 1200 \text{ В}, I_c = 600 \text{ А}.$$

Розрахуємо значення струму ланки постійного струму з врахуванням перевантаження:

$$I_{dc} = \frac{K_{ovl} P_{2H}}{U_{dc} \eta \eta_{in}} = \frac{1.2 \cdot 18500}{540 \cdot 0.93 \cdot 0.96} = 448.029 \text{ А}, \text{ де } \eta_{in} = 0.96 \text{ – ККД інвертору.}$$

Еквівалентний опір навантаження дорівнює:

$$R_0 = \frac{U_{dc}}{I_{dc}} = \frac{540}{448.029} = 1.205 \text{ Ом}.$$

Значення ємності фільтра дорівнює:

$$C = \frac{1}{2\pi k_p m f R_0} = \frac{1}{2\pi \cdot 0.04 \cdot 3 \cdot 50 \cdot 1.205} = 881 \text{ мкФ},$$

де k_p – коефіцієнт випрямленої напруги, m – число фаз випрямляча, f – частота напруги мережі живлення.

Вибираємо по каталогу конденсатори типу B25650D1528K004 ємністю $C=1800$ мкФ та максимальною напругою 600 В. Потрібна ємність та робоча напруга фільтру досягається послідовним включенням двох конденсаторів.

Сумарна ємність конденсаторів:

$$C_{12} = \frac{C}{2} = \frac{1800}{2} = 900 \text{ мкФ}.$$

Вибір датчиків струму здійснюється на основі максимального струму, який потрібно виміряти, тобто вимірювальний діапазон датчика має бути більшим за максимально допустимий струм у системі. Для вимірювання струмів на виході перетворювача при виборі використовують значення максимального струму.

Відповідно до розрахованого значення I_{dc} , обираємо датчик НО 250-S-0100, який розрахований на номінальний струм 250 А і має діапазон вимірювання 625 А.

Канал вимірювання напруги в ланці постійного струму може бути побудований з використанням датчика типу LV-25NP, схема підключення якого показана на рисунку 5.2.

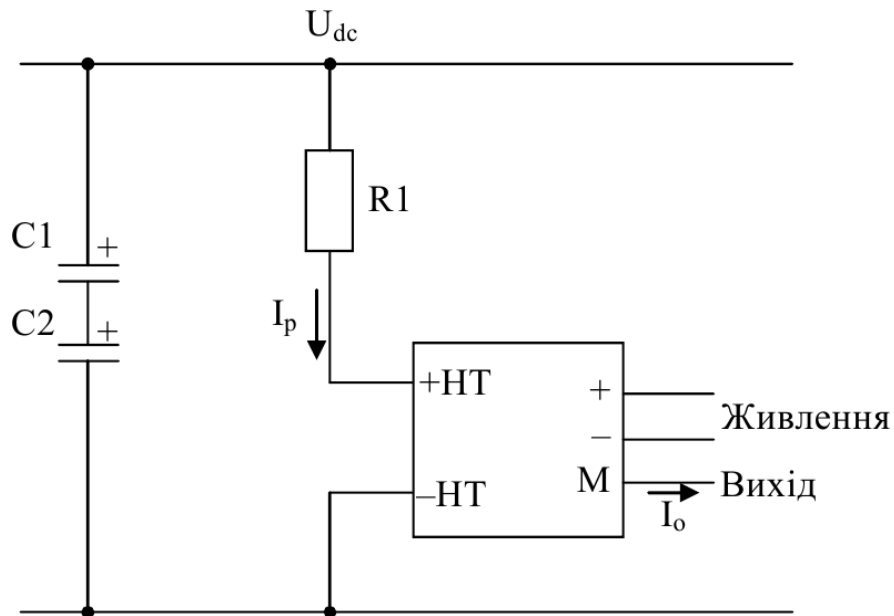


Рисунок 5.1 – Підключення датчика напруги

В документації на датчик вказано, що максимальний струм первинного кола $I_{p \max} = 14 \text{ мА}$. Тому значення опору резистора R_1 дорівнює:

$$R_1 = \frac{U_{dc \max}}{I_{p \max}} = \frac{750}{0.014} = 53571 \text{ Ом}.$$

Зі стандартного ряду резисторів вибираємо $R_1 = 56 \text{ кОм}$.

Виберемо інкрементальний енкодер GI355.

Технічні параметри:

Корпус – $\varnothing 58 \text{ мм}$.

Клас захисту – ДІН ЕН 60529 IP 54 без ущ. вала IP 65 з ущ. вала.

Робочі обороти – $\leq 10000 \text{ об/с}$.

Пусковий момент – $\leq 0.015 \text{ Нм IP 54} \leq 0.03 \text{ Нм IP 65}$

Момент інерції ротора – 14.5 гсм^2

Діапазон роб. температур – $-25 \dots + 100 \text{ }^\circ\text{C}$ (5 В DC) $-25 \dots + 85 \text{ }^\circ\text{C}$ (24 В DC).

Відносна вологість – 95% без випадання роси.

Опірність – ДІН ЕН60068-2-6 вібрація 10 г, 16-2000 Гц ДІН ЕН 60068-2-

27 удар 200 г, 6 мс.

Маса – 250 г.

Підключення – конектор або кабель GI355 Вал $\varnothing 10$ мм.

Виберемо автоматичний вимикач ВА50-39Про до 500А

Номінальний струм I_n , А 500А.

Номінальна напруга ізоляції U_i , В 690.

Номінальний імпульсний витримується напруга U_{imp} , кВ 8.

Номінальна робоча напруга при 50/60 Гц U_e , В 690.

Номінальна гранична найбільша відключаюча здатність I_{cu} , кА ~ 600 В
25кА ~ 690 В 20кА.

Номінальна робоча найбільша відключаюча здатність I_{cs} , % I_{cu} 75кА.

Зносостійкість (кільк. Коммутаційних циклів):

- механічна 15 000;
- електрична 5000.

На рисунку 5.2 – зображена електрична принципова схема перетворювача частоти.

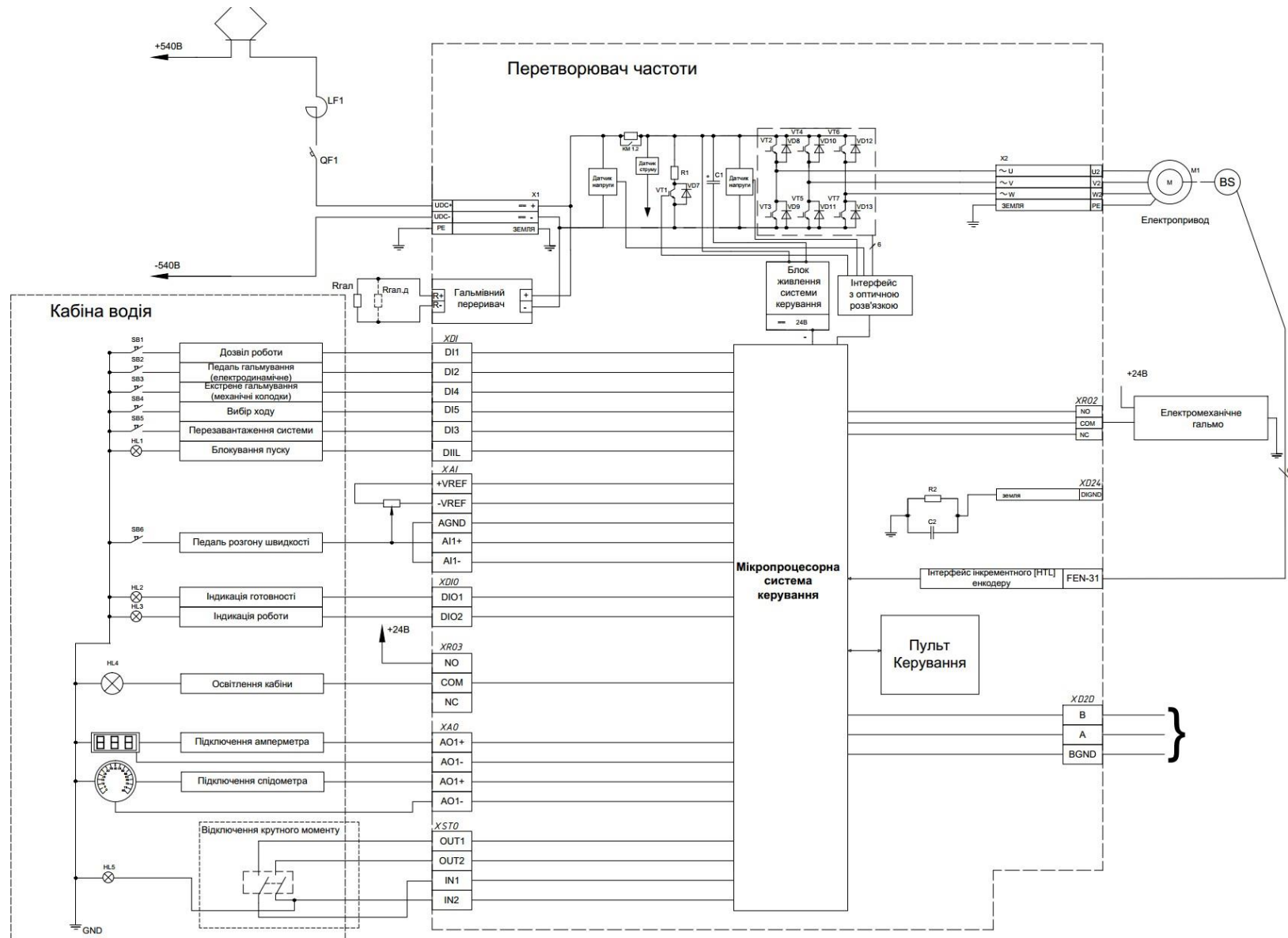


Рисунок 5.2 – Електрична принципова схема перетворювача частоти.

Опис роботи схеми

Сигнали ШІМ генеруються з блока керування, наприклад для фази А, подаються на наступні виводи PWM, через блок підсилення, сигнал із кожного вивода PWM (PWM1 – PWM6) надходить на свій драйвер, кожен драйвер керує окремим своїм IGBT ключем. Даний драйвер не вимагає гальванічної розв'язки оскільки вона присутня всередині драйвера.

Гальмівний опір підключається до роз'ємів R+ та R- перетворювача частоти.

Сигнали усіх аварій драйверів керування силовими ключами подаються на блок керування ПЧ .

Живлення силової схеми підключається через клемник X1 на клемах UDC+ UDC- (при живленні від джерела постійного струму – пантографу тролейбусу). LF1 - реактор, призначений для зменшення стрибків струму при контакті пантографа і контактної мережі. QF1 – автоматичний вимикач. Шина постійного струму підключається до виводів клемперу, що знаходиться всередині перетворювача частоти. Після цього напруга потрапляє на інвертор (VT2-VT7), де напруга інвертується в змінну. Двигун M1 підключається через клемник X2 до клем U2,V2,W2. З двигуна зчитується інформація про швидкість обертання ротора через BS. Отримана інформація потрапляє на слот 2 перетворювача частоти до інтерфейсу інкрементного [HTL] енкодера – GI355.

Для початку роботи необхідно з кабіни водія на пульті управління натиснути кнопку SB1, яка дає дозвіл на роботу схеми. Кнопкою SB4 оператор тролейбусу обирає напрямок руху двигуна (прямий або реверсний)

До аналогового входу перетворювача частоти підключена педаль розгону швидкості, якою оператор тролейбусу задає необхідне завдання швидкості. Для зповільнення тролейбусу використовується педаль SB3 - електродинамічного гальмування. Двигун в даних умовах працює в рекуперативному режимі. Для погашення додатково сгенерованої енергії

двигунами, до ПЧ підключається гальмівний резистор. За комутацію гальмівного резистору відповідає гальмівний переривач. Для екстреного гальмування застовується кнопка SB3 – для додаткового підключення електромеханічного гальма.

У випадку коли на систему керування поступає менше 24В виробляється сигнал блокування пуску з клеми DIII та загорається індикація HL1 у кабіні водія.

До клем DIO1 та DIO2 підключається індикація HL2, - що сигналізує готовність системи до роботи, та індикація HL3, - що сигналізує про успішну роботу системи.

Освітлення кабіни водія реалізовано за рахунок внутрішнього реле ПЧ XRO3 та світильника HL4, який живиться від 24 В постійного струму.

Приборна панель оператора-водія складається з спідометру та амперметру. Інформація про струм, що споживається електродвигунами, поступає з клем AO1+ та AO1- у вигляді процентного співвідношення до реального струму, на входи цифрового амперметру. Інформація про швидкість, поступає з клем AO2+ та AO2- у вигляді процентного співвідношення до реальної швидкості та підключається до входів аналогового спідометру зі стрілкою.

Для проведення технічного обслуговування та діагностики тролейбусу (не електричної частини), можливе відключення крутного моменту двигуна, без відключення системи від мережі.

Параметри електродвигунів, та вибір режиму роботи схеми відбувається за рахунок налаштувань перетворювача частоти. Для введення інформації використовується пульт керування з цифровим дисплеєм.

Для обміну інформацією про роботу двигуна використовується клеми XD2D перетворювача частоти.

ВИСНОВКИ

У дослідженні спроектовано електромеханічну систему з асинхронним векторно-керованим електроприводом. Для кожного етапу руху виконано розрахунки тривалості розгону, руху з сталою швидкістю та гальмування. Розраховано еквівалентний момент навантаження на двигун і обрано тяговий асинхронний двигун. Розроблено математичну модель асинхронного двигуна та алгоритм управління його моментом.

Було проведено дослідження динаміки електромеханічної системи шляхом математичного моделювання в середовищі Simulink пакета MATLAB 2009b для випадку повного вагона, в результаті чого були створені графіки перехідних процесів. У розділі охорони праці розглянуто питання безпеки стосовно спроектованої системи. Покроково були висвітлені важливі фактори, пов'язані з безпекою та комфортом використання, такі як шум і вібрація, освітлення та електрозахист.

На основі проведених досліджень шляхом моделювання статичних і динамічних характеристик можна зробити висновок, що спроектована електромеханічна система відповідає вихідним вимогам.