

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

Факультет електроенерготехніки та автоматики

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

«На правах рукопису»
УДК _____

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

_____ Сергій ПЕРЕСАДА
(підпис)

“ ___ ” _____ 20__ р.

МАГІСТЕРСЬКА ДИСЕРТАЦІЯ

на здобуття ступеня магістра

**за освітньо-професійною програмою «Електромеханічні системи автома-
тизації, електропривод та електромобільність»**

**зі спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електроме-
ханіка»**

на тему:

Прототип електромобіля з векторно керованим асинхронним
електроприводом

Виконав (-ла): студент (-ка) 6 курсу, групи ЕП-01мп

Бугайчук Богдан Вікторович

(прізвище, ім'я, по батькові)

_____ (підпис)

Науковий керівник проф. д.т.н. Пересада Сергій Михайлович

(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ім'я, по-батькові)

_____ (підпис)

Консультант _____

(назва розділу)

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

Рецензент доц., к.т.н., Чумак Вадим Володимирович

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

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

Студент (-ка) _____

(підпис)

Київ – 2021 р.

ВІДОМІСТЬ ДИПЛОМНОГО ПРОЕКТУ

| № з/п | Формат | Позначення | Найменування | Кількість листів | Примітка |
|-------|--------|-----------------|------------------------------------|---------------------|----------|
| 1 | A4 | 141.0102.021.МД | Завдання на дипломний проект | 2 | |
| 2 | A4 | 141.0102.021.МД | Пояснювальна записка | 102 | |
| 3 | A1 | 141.0102.021.МД | Загальний плакат – 1 | 1 | |
| 4 | A1 | 141.0102.021.МД | Загальний плакат – 2 | 1 | |
| 5 | A1 | 141.0102.021.МД | Схема електрична принципова | 1 | |
| 6 | A1 | 141.0102.021.МД | Дослідження динаміки | 1 | |
| 7 | A1 | 141.0102.021.МД | Функціональна схема силових частин | 1 | |

| | | | | 141.0102.021.МД | | |
|----------|---------------|-----|-------|---------------------------------|---|--------|
| | | ПІБ | Підп. | Дата | | |
| Розробн. | Бугайчук Б.В | | | Відомість дипломного проекту | Лист | Листів |
| Керівн. | Пересада С.М. | | | | 2 | |
| Консульт | | | | | КПІ ім. Ігоря Сікорського Каф. АЕМС-ЕП Гр. ЕП-01мп | |
| Н/контр. | Теряев В.І. | | | | | |
| Зав.каф. | Пересада С.М. | | | | | |

**Пояснювальна записка
до дипломного проекту**

на тему: «Прототип електромобіля з векторно керованим асинхронним електроприводом»

Київ – 2021 р.

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

Інститут/факультет _____ Факультет електроенерготехніки та автоматики

(повна назва)

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

(повна назва)

Рівень вищої освіти – другий (магістерський) за освітньо-професійною (освітньо-науковою) програмою Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність

Спеціальність (спеціалізація) 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка (код і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри

(підпис)

(ініціали, прізвище)

« ____ » _____ 20__ р.

ЗАВДАННЯ

на дипломний проект студенту

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту Прототип електромобіля з векторно керованим асинхронним електроприводом,

керівник проекту Сергій ПЕРЕСАДА проф., д.т.н _____ ,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

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

2. Термін подання студентом проекту _____ грудень 2021 року _____

3. Вихідні дані до проекту матеріали переддипломної практики та рекомендована література _____

4. Зміст пояснювальної записки. Аналітичний огляд, розрахунок та вибір основних елементів електромеханічної частини, векторне керування моментом, швидкістю та потокозчепленням асинхронних двигунів з ослабленням поля, вибір обладнання, розробка схеми принципової, висновки

5. Перелік графічного матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслеників, плакатів, презентацій тощо) загальний плакат – 1, загальний плакат – 2, схема електрична принципова, дослідження динаміки, презентація функціональна схема силової частини

6. Консультанти розділів проекту*

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

7. Дата видачі завдання 3.09.2021

Календарний план

| № з/п | Назва етапів виконання дипломного проекту | Термін виконання етапів проекту | Примітка |
|-------|--|---------------------------------|----------|
| 1 | Аналітичний огляд | 10.09.2021 | |
| 2 | Розрахунок та вибір основних елементів електромеханічної частини | 24.09.2021 | |
| 3 | Векторне керування моментом, швидкістю та потокозчепленням асинхронних двигунів з ослабленням поля | 1.11.2021 | |
| 4 | Вибір обладнання | 15.11.2021 | |
| 5 | Розробка схеми принципової | 29.12.2021 | |
| 6 | Висновки | 10.12.2021 | |

Студент

(підпис)

Богдан БУГАЙЧУК

Керівник проекту

(підпис)

Сергій ПЕРЕСАДА

РЕФЕРАТ

Магістерська робота містить сторінок – 140, рисунків – 42, таблиць – 38 і графічну частину на 5 плакатах формату А1. Структура магістерської дисертації мають наступні розділи:

1. Аналітичний огляд
2. Розрахунок та вибір основних елементів електромеханічної частини
3. Векторне керування моментом, швидкістю та потокозчепленням асинхронних двигунів з ослабленням поля
4. Вибір обладнання
5. Розробка схеми принципової
6. Розробка стартап-проекту

Метою роботи є розробка та створення процедур розробки електромобіля на готовому шасі для міських перевезень.

В процесі виконання дисертації здійснено аналітичний огляд сучасної літератури, проведено порівняльний аналіз типових двигунів, акумуляторних батарей та систем керування батареями, які найчастіше застосовуються розглянуто існуючі структури їх побудови

Обрано основні вузли силової частини електромобіля. Розглянуто алгоритми векторного керування моментом тягового електродвигуна та промодельовано необхідні режими роботи системи електроприводу електромобіля.

Графічна частина включає: структурну схему алгоритмів, функціональну та принципову схему силової частини, графіки динамічних процесів та фото встановленого обладнання .

ЕЛЕКТРОМОБІЛЬ, ІНВЕРТОР, ЧАСТОТНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ, ЕЛЕКТРОТРАНСПОРТ, СХЕМА ПРИНЦИПОВА, СИСТЕМА КЕРУВАННЯ БАТАРЕЄЮ, ПЕРЕХІДНИЙ ПРОЦЕС, МІСЬКИЙ ЦИКЛ

| | | | | | | | | |
|-----------|----------------|----------|--|--|---|--|------|---------|
| | | | | | 141.0102.021.МД | | | |
| | | № докум. | | | | | | |
| Розроб. | Бугайчук Б.В. | | | | <i>Прототип електромобіля з векторно керованим асинхронним електроприводом</i> Реферат | | Арк. | Аркушів |
| Перевір. | Пересада С.М. | | | | | | 6 | 135 |
| Н. Контр. | Теряев В.І. | | | | <i>КПІ ім. Ігоря Сікорського</i> <i>Каф. АЕМС-ЕП, гр. ЕП -01мп</i> | | | |
| За- | Пересада С. М. | | | | | | | |

ABSTRACT

The master's dissertation contains 140 pages, 42 drawings, tables - 38 and a graphic part on 5 posters of A1 format. The structure of the master's dissertation has the following sections:

1. Analytical review
2. Calculation and selection of the main elements of the electromechanical part
3. Vector control of torque, speed and flux coupling of induction motors with field weakening
4. Choice of equipment
5. Development of the basic scheme
6. Development of a startup project

The aim of the work is to develop and create procedures for the development of electric vehicles on the finished chassis for urban transport.

In the course of the dissertation the analytical review of modern literature is carried out, the comparative analysis of typical engines, accumulators and control systems of batteries which are most often applied is carried out. The existing structures of their construction are considered.

The main components of the power part of the electric car are selected. Field-orientated control of the torque and speed of electric motor are considered and main operating modes of the electric drive system of the electric car are modeled.

The graphic part includes: block diagram of algorithms, functional and schematic diagram of the power part, graphs of dynamic processes and photos of installed equipment.

ELECTRIC VEHICLE, INVERTER, FREQUENCY CONVERTER, ELECTRIC TRANSPORT, PRINCIPLE SCHEME, BATTERY CONTROL SYSTEM, TRANSITIONAL PROCESS,

| | | | | | | | | |
|-----------|----------------|----------|--------|------|--|---|------|---------|
| | | | | | <h1 style="margin: 0;">141.0102.021.МД</h1> | | | |
| | | № докум. | Підпис | Дата | <i>Прототип електромобіля з векторно керованим асинхронним електроприводом Реферат</i> | Літ. | Арк. | Аркушів |
| Ро- | Бугайчук Б.В. | | | | | | | |
| Перевір. | Пересада С.М. | | | | | | 7 | 135 |
| Н. Контр. | Теряев В.І. | | | | | <i>КПІ ім. Ігоря Сікорського Каф. АЕМС-ЕП, гр. ЕП -01мн</i> | | |
| За- | Пересада С. М. | | | | | | | |

ЗМІСТ

| | |
|---|----|
| ВСТУП | 14 |
| 1. АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД | 17 |
| 1.1 Загальні відомості про електричні транспортні засоби..... | 17 |
| 1.2 Складові пристрої ЕТЗ..... | 18 |
| 1.2.1 Вимоги до електроприводу | 18 |
| 1.2.2 Двигун | 18 |
| 1.2.3 Інвертор..... | 21 |
| 1.2.4 Батарея..... | 25 |
| 1.2.5 Система керування батареєю | 27 |
| 1.3 Висновки з аналітичного огляду | 32 |
| 2. РОЗРАХУНОК ТА ВИБІР ОСНОВНИХ ЕЛЕМЕНТІВ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОЇ ЧАСТИНИ..... | 33 |
| 2.1 Об'єкт дослідження | 33 |
| 2.2 Складання моделі динаміки автомобіля..... | 34 |
| 2.3 Розрахунок потужності двигуна | 36 |
| 1.1.1 Визначення потужності по типовому циклу руху | 36 |
| 1.1.2 Уточнення розрахунку потужності двигуна | 40 |
| 2.4 Перевірка правильності вибору двигуна..... | 44 |
| 2.5 Розрахунок номінальних даних двигуна..... | 44 |
| 2.6 Розрахунок параметрів Т-подібної схеми | 46 |
| 2.7 Розрахунок параметрів статора і ротора | 48 |
| 2.8 Розрахунок потужності акумуляторної батареї..... | 49 |
| Висновки до другого розділу | 52 |

| | |
|---|-----|
| 3. ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ, ШВИДКІСТЮ ТА ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯМ АСИНХРОНИЙ ДВИГУНІВ З ОСЛАБЛЕННЯМ ПОЛЯ..... | 53 |
| 3.1 Пряме векторне керування асинхронним двигуном | 53 |
| 3.2 Ослаблення поля в системах векторного керування АД | 56 |
| 3.2.1 Обмеження за струмом і напругою | 57 |
| 3.3 Результати дослідження розроблених алгоритмів керування .. | 62 |
| Висновки до третього розділу | 75 |
| 4. ВИБІР ОБЛАДНАННЯ | 76 |
| 4.1 Вибір кузова | 76 |
| 4.2 Вибір частотного перетворювача..... | 87 |
| 4.3 Вибір АКБ | 90 |
| 4.4 Вибір зарядного пристрою | 92 |
| 4.5. Вибір системи керування батареєю | 95 |
| 4.6 Вибір перетворювача постійного струму..... | 98 |
| 4.7 Вибір проміжних реле | 99 |
| 4.8 Вибір датчика швидкості | 100 |
| 4.9. Висновки до розділу 4..... | 102 |
| 5. РОЗРОБКА СХЕМИ ПРИНЦИПОВОЇ..... | 104 |
| 5.2 Розробка схеми з'єднань системи керування батареї..... | 104 |
| 5.3 Принцип роботи схеми | 107 |
| 5.4 Висновки до розділу 5..... | 109 |
| 6. Розробка стартап-проекту | 110 |
| 6.1 Опис ідеї проекту..... | 110 |
| 6.2 Технологічний аудит ідеї проекту..... | 112 |
| 6.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту | 112 |
| 6.4 Розробка ринкової стратегії проекту | 117 |

| | |
|--|-----|
| | 9 |
| 6.5. Розробка маркетингової програми стартап-проекту..... | 119 |
| Висновки з розділу 6 | 121 |
| ВИСНОВКИ..... | 122 |
| Посилання | 125 |
| ДОДАТОК А Пряме векторне керування моментом і потокозчепленням АД | 129 |
| ДОДАТОК Б Номінальні параметри двигунів..... | 143 |

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

- (a-b) – позначення стаціонарної системи координат, нерухомої відносно статора асинхронного двигуна;
- (d-q) – позначення синхронно-обертальної системи координат;
- ε_0 – кутове положення синхронно-обертальної системи координат (d-q) відносно нерухомої системи координат (a-b);
- ω_0 – кутова швидкість обертання системи координат (d-q) відносно нерухомої системи координат (a-b);
- Ω – кутова швидкість ротора;
- M – електромагнітний момент асинхронного двигуна;
- M^* – заданий момент двигуна;
- \tilde{M} – похибка відпрацювання моменту
- M_c – момент навантаження;
- $|\psi|$ – модуль потокозчеплення ротора;
- $|\hat{\psi}|$ – оцінене значення модуля потокозчеплення ротора;
- $\tilde{\psi}$ – похибка регулювання оціненого значення модуля потокозчеплення;
- ψ^* – задане значення модуля потокозчеплення ротора;
- i_a, i_b – компоненти вектора струму статора в системі координат (a-b);
- i_d, i_q – компоненти вектора струму статора в системі координат (d-q);
- i_d^*, i_q^* – заданні значення компонент вектора струму статора в системі координат (d-q);
- \tilde{i}_d, \tilde{i}_q – похибки відпрацювання компонент вектора струму статора в системі координат (d-q);

u_a, u_b – компоненти вектора напруг статора в системі координат (a-b);

u_d, u_q – компоненти вектора напруг статора в системі координат (d-q);

Ψ_a, Ψ_b – компоненти вектора потокозчеплення ротора в системі координат (a-b);

$\hat{\Psi}_a, \hat{\Psi}_b$ – компоненти вектора потокозчеплення ротора в системі координат (a-b), що спостерігаються;

Ψ_d, Ψ_q – компоненти вектора потокозчеплення ротора в системі координат (d-q);

$\tilde{\Psi}_d, \tilde{\Psi}_q$ – похибки відпрацювання компонент вектора потокозчеплення ротора в системі координат (d-q);

k_ψ – пропорційний коефіцієнт регулятора потокозчеплення

$k_{\psi i}$ – інтегральний коефіцієнт регулятора потокозчеплення

k_{iq} – пропорційний коефіцієнт регулятора струму по осі q

k_{id} – пропорційний коефіцієнт регулятора струму по осі d

k_{ii} – інтегральний коефіцієнт регуляторів струму

E – ЕРС;

\tilde{E} – похибка ЕРС;

E^* – порогове значення ЕРС;

k_d – коефіцієнт інтегральної складової регулятора ЕРС;

R_k – радіус колеса;

m_k – маса колеса;

m – повна маса електробуса;

i_d – передатне відношення диференціала;

i_p – передатне відношення редуктора;

J_d – момент інерції ротора;

- V_M – максимальна усталена швидкість;
 V_H – номінальна усталена швидкість;
 M_D – динамічний момент двигуна
 M_H – номінальний момент двигуна
 M_P – пусковий момент двигуна;
 M_T – гальмівний момент двигуна;
 M_e – еквівалентний момент двигуна;
 $P_{дв}$ – потужність двигуна;
 k_3 – коефіцієнт запасу;
 $\eta_{інв}$ – коефіцієнт корисної дії інвертора
 $\eta_{дв}$ – коефіцієнт корисної дії двигуна
 $\eta_{ред}$ – коефіцієнт корисної дії редуктора
 f_r – коефіцієнт тертя кочення колес по асфальту;
 C_w – аеродинамічний коефіцієнт;
 $W_{ел}$ – втрати в електричному обладнанні та трансмісії;
 $W_{тертя}$ – енергія втрат;
 t – час;
 \mathbf{i} – вектор струму статора;
 \mathbf{u} – вектор напруги статора;
 \mathbf{y} – вектор вимірюваних змінних;
 R_1 – активний опір статора;
 R_2 – активний опір ротора;
 L_1 – індуктивність статора;
 L_2 – індуктивність ротора;
 L_m – індуктивність намагнічуючого контуру;
 J – сумарний момент інерції системи;
 J_k – момент інерції колеса;

- p_n – кількість пар полюсів;
- АД – асинхронний двигун;
- ТЗ – транспортний засіб;
- ЕТЗ – електричний транспортний засіб
- СДПМ – синхронний двигун з постійними магнітами
- ПЧ – перетворювач частоти
- ПМ – постійні магніти
- БДПС – безколекторний двигун постійного струму
- ККД – коефіцієнт корисної дії
- АКБ – акумуляторна батарея
- СКБ – система керування батареєю;
- ESP – електронна система динамічної стабілізації автомобіля
- BMS – battery management system, те саме, що СКБ;
- DFOC – пряме векторне керування.
- МТРА – maximum torque per Ampere, стратегія максимальний момент на ампер

ВСТУП

На сьогодні ринок електромобілів швидко зростає. Електромобілі є більш ефективними та екологічними на відміну від традиційних двигунів внутрішнього згорання. У наш час розвинені країни створюють відповідне законодавство, яке призначене для економічного стимулювання виробництва електромобілів.

За останні десять років широке виробництво такої техніки розпочали такі відомі компанії, як: BMW, Nissan, Tesla, Chevrolet, Renault, Daihatsu, Mitsubishi.

В той самий час, в Україні відсутнє виробництво електромобілів. Більшість наукових робіт стикаються з головною проблемою розробки електромобіля на стартових етапах. Це проблема вибору шасі.

Жодна компанія-виробник електромобілів не надає у відкритий доступ свої розробки зі зрозумілих причин. Проте розробка свого шасі коштує великих сил та значних капіталовкладень. Одним з виходів є застосування готових машинокомплектів.

Актуальність роботи. Електромобілі мають значні переваги у порівнянні з автомобілями, які використовують двигун внутрішнього згорання. Динамічний розвиток напівпровідникової техніки та систем зберігання енергії на основі хімічних процесів а також міжнародна підтримка електротранспорту призвела до різкого збільшення темпів розвитку технологій розробки та виробництва таких систем. Проте для подальшого розповсюдження автономних електромобілів слід вирішити значну кількість задач, таких як: підвищення якості енергетичних та динамічних показників тягового електроприводу, розробки доступні технології виробництва перетворювачів, зробити дешевшим виробництво акумуляторних батарей. Окрім того, проектування кузову та шасі вимагає великих капіталовкладень для виробників електромобілів. Одним з виходів є застосування готового кузову, шасі та бортових систем, які у вигляді одного виробу мають назву машинокомплект.

Таким чином, розробка процедур проектування силової частини на готовому шасі та синтез нових ефективних алгоритмів керування тяговим двигуном є актуальним завданням сучасної електромеханіки

Мета та задачі дослідження є розробка та створення процедур розробки електромобіля на готовому шасі для міських перевезень.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні задачі:

1. Провести аналіз літературних джерел на предмет основних складових пристроїв та систем, які використовуються у електричних транспортних засобах., накопичувачів енергії та тягових двигунів для електротранспорту.
2. Розглянути процедури визначення основних параметрів опору тягового електродвигуна, його вибору та вибору акумуляторної батареї.
3. Обрати та обґрунтувати алгоритм керування АД, які буде обраний та досліджений в рамках виконання роботи. Методом математичного моделювання дослідити динамічні транспортного засобу в умовах реальних міських циклів руху.
4. Провести вибір обладнання та розробити схему електричну принципову електромобіля.
5. Розглянути аспекти ринкової реалізації готового продукту.

Об'єктом досліджень процеси керування енергетичними процесами в системах електроприводу електромобіля.

Предметом дослідження є двозонні системи векторного керування швидкістю асинхронного електродвигуна.

Методи досліджень. Використано положення теорій автоматичного керування та електроприводу, систем керування електроприводами, а також моделювання в середовищі Simnon 3.0 та Matlab/Simulink .

Наукова-технічна новизна. Науково-технічна новизна роботи полягає в розробці процедур проектування основних елементів силової частини сучасного електромобіля на базі типового шасі для міських перевезень.

Практична цінність. Розроблені процедури можуть бути використані при виборі тягового електродвигуна, акумуляторної батареї чи силового перетворювача при проведенні при проектуванні електромобіля на основі готового шасі.

Апробація результатів дисертації. Основні результати роботи доповідались і обговорювались на заліку з дисципліни «Наукові дослідження за темою магістерської дисертації» в грудні 2020 року та на заліку по переддипломній практиці у листопаді 2021 року. Доступ до проведення експериментів та до відповідного обладнання був забезпечений підприємством ТОВ «АВМ АМПЕР» м. Кременчук.

Публікації. Бугайчук Б.В., Павленко В.І., Приймак Б.І., // «Дослідження стійкості системи регулювання швидкості асинхронного двигуна щодо змін моменту інерції привода», *Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики*. – Київ: ФЕА «КПІ ім. Ігоря Сікорського», 2017. / Толочко О. І. та Бугайчук Б.В., // «Аналітичний огляд систем управління пуском дизель-генератора», *Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики*. – Київ: ФЕА «КПІ ім. Ігоря Сікорського», 2020.:

1. АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД

1.1 Загальні відомості про електричні транспортні засоби

Електричний транспортний засіб (ЕТЗ)- це транспортний засіб, який використовує один або кілька тягових електричних двигунів для руху. Електричний транспортний засіб може живитись електроенергією через контактну мережу або може бути автономним і живитися від батареї, сонячних панелей, паливних елементів або електричного генератора.

Основним елементом ЕТЗ є електродвигун, що перетворює електричну енергію батареї на механічну енергію. У якості первинного двигуна використовують асинхронні двигуни (АД), синхронні двигуни з постійними магнітами (СДПМ) раніше – двигуни постійного струму та крокові двигуни.

Крім головного двигуна ЕТЗ включають в себе:

- системи охолодження мотору з насосами і трубопроводами;
- системи електричного живлення з акумуляторною батареєю;
- системи управління батареєю (battery monitoring system) для керування зарядкою та розрядкою батареї;
- системи підігріву батареї;
- головний контролер, який здійснює загальне керування пристроями ЕТЗ;
- інвертор для керування головним приводом;

1.2 Складові пристрої ЕТЗ

У силову частину ЕТЗ входять: інвертор, батарея, система управління батареєю, електричний двигун. Відповідно, для повного розрахунку силової частини периферійними пристроями можна знехтувати.

1.2.1 Вимоги до електроприводу

Основні вимоги до тягових електроприводів наступні[1]:

- високий обертовий момент у всьому діапазоні частот обертання;
- можливість здійснення рекуперативного гальмування;
- високий коефіцієнт корисної дії;
- надійність;
- легкість регулювання показників роботи та систем параметрів;

1.2.2 Двигун

Одним із перших питань вибору та проектування силових електроприводів – це вибір двигуна і пристроїв накопичення енергії [1].

При порівнянні різних типів двигунів важливою характеристикою є питоме відношення ККД до маси. Ця характеристика є найбільш важливою, оскільки, акумуляторні батареї мають обмежений запас енергії та велику масу[1].

У якості головного двигуна найбільш широко використовуються асинхронні двигуни (АД) та синхронні двигуни з постійними магнітами (СДПМ). Також менш часто використовують крокові двигуни та безколекторні двигуни постійного струму (БДПС).

Завдячуючи сучасним технологіям силової електроніки та складних стратегій керування, застосування асинхронного двигуна займає широку нішу у використанні в ЕТЗ [2].

Перехід до цифрового керування відкриває можливості реалізації складних законів керування, які раніше було практично неможливо застосовувати. Інші типи електродвигунів змінного струму у багатьох аспектах поступаються

асинхронному двигуну за якістю характеристик, проте продовжують вивчатися з метою використання в тягових системах. Порівняльний аналіз різних типів двигунів однієї потужності [1] наведений у (табл. 1.1) .

Таблиця 1.1 – Порівняльні характеристики тягових електродвигунів

| Тип двигуна | Маса, кг | Середній ККД | Відносна вартість |
|--|-------------|-----------------|----------------------|
| Колекторний, постійного струму | 99 | 0,84 | 1,0 |
| Асинхронний з короткозамкненим ротором | 45 | 0,935 | 0,26 |
| Синхронний з електромагнітним збудженням | 55 | 0,93 | 0,32 |
| Синхронний з постійними магнітами | 45 | 0,935 | 0,26 |
| Синхронний дисковий з постійними магнітами | 34 | 0,96 | 0,20 |

З наведеної табл. 1.1 видно, що за однієї встановленої потужності двигуни змінного струму мають значно меншу масу та вартість при більш високому ККД, ніж двигун постійного струму.

Згідно з існуючими рекомендаціями щодо проектування тягових систем, потужність тягового привода визначають виходячи з умови забезпечення заданого середнього прискорення до певної швидкості [3]. Далі на підставі розрахунків середньоквадратичного струму на еквівалентній ділянці шляху визначають потужність тривалого режиму роботи тягових електроприводів.

Слід звернути увагу на наступне: основний режим роботи рухомого електротехнічного комплексу — це рух з експлуатаційною або близькою до неї швидкостями. Тому, на такому електротехнічному комплексі слід застосовувати привод, який забезпечує оптимальні енергетичні показники в зазначеному режимі роботи. При виборі потужності тягового привода також слід приділяти увагу конфігурації електротехнічного комплексу. Закордонний досвід показує, що техніко-економічні й споживчі властивості рухомих електротехнічних комплексів, визначаються умовами їх експлуатації. Однак ці системи

сконструйовані й обладнані з врахуванням всіх специфічних вимог замовника. В таких умовах для істотного зменшення капітальних витрат була запропонована й одержала широкий розвиток концепція модульних платформ, коли рухомий електротехнічний комплекс фактично комбінується зі стандартного ряду уніфікованих модулів різного призначення. Сьогодні це типовий розв'язок, пропонується практично всіма провідними світовими виробниками електротехнічних комплексів для перевезення пасажирів, вантажу, виконання сільськогосподарських робіт, тощо [1].

Тим не менш, у зв'язку зі постійно зростаючою потребою у високій питомій потужності та високій ефективності приводів для електромобілів, привод на основі асинхронних двигунів замінюється безщітковими двигунами на постійних магнітах. Проте, через високу вартість постійних магнітів, складності видобування та через неможливість сталих поставок рідкоземельних матеріалів і термічної нестійкості постійних магнітів, асинхронний двигун широко використовується у якості привода для електромобілів. Тим не менше, існують деякі цікаві дослідження в області приводу асинхронних двигунів для електромобілів. Наприклад, розробка приводу з асинхронним двигуном з двосторонніми роторами потенційно може запропонувати компактну та надійну моторну установку електромобіля.

Вважається [2], що завдяки низькій вартості, надійній конструкції та розвиненим технологіям керування, асинхронні двигунами збережуть широку долю ринку приводів електромобілів в осяжному майбутньому.

Переваги АД у застосуванні в ЕТЗ:

- дешевизна у порівнянні зі СДПМ;
- велика кількість виробників;
- можливість керувати збудженням машини;
- зменшені вимоги до теплового режиму.

Недоліки АД у застосуванні в ЕТЗ:

- висока вартість системи керування;
- складність алгоритму керування.

Серед основних трьох типів електродвигунів для електромобілів, наявних у продажі, а саме: БДПС, АД і СДПМ, синхронні електродвигуни з постійними магнітами мають певні переваги: більший ККД, вищі питому потужність та щільність крутного моменту, що актуально для електромобілів. В даний час синхронні з постійними магнітами є технологією для електромобілів, що динамічно розвивається .

Між двома варіантами безщіткових двигунів на постійних магнітах СДПМ є більш досконалий, ніж БДПС. СДПМ має відносно більший ККД і менші коливання крутного моменту, тоді як БДПС має відносно вищу питому потужність і більшу щільність крутного моменту. Очікується, що обидва ці представники будуть в рівній мірі розділяти ринок безщіткових двигунів на постійних магнітах.

Розробка двигунів з постійними магнітами сильно залежить від матеріалів постійних магнітів. В останні роки через високу вартість, проблеми з поставками і проблеми з термічною стійкістю матеріалів постійних магнітів, розвиток синхронних двигунів сповільнився, що призвело до відкриття двох нових напрямків досліджень і розробок для двигунів електромобілів, а саме синхронних реактивних двигунів [3].

Перевантажувальна здатність електроприводу у короткочасному режимі залежить не тільки від параметрів двигуна, але й, у значній мірі, від характеристик перетворювача частоти[4].

1.2.3 Інвертор

У електромобілях використовуються стандартні системи керування на базі перетворювача частоти. Відмінність від загальнопромислових перетворювачів полягає у відсутності блоку випрямляча, оскільки електромобіль живиться від батареї постійної напруги. У перетворювачах частоти використовуються векторна ШІМ.

Основною частиною перетворювача частоти для електромобіля, є модуль інвертора, який перетворює постійний струм у змінний. Важливим моментом для перетворювача є надійність силових ключів у інверторі.

Основним недоліком аналогових електроприводів постійного струму є низька завадостійкість, складність у настроюванні й нестабільність параметрів. У якості датчика зворотного зв'язку по швидкості застосовується тахогенератор, що має ті ж недоліки, що і звичайний колекторний двигун. На реверсивні тягові електроприводи, після тахогенератора, доводиться встановлювати спеціальну діодну систему на основі мосту, що обмежує діапазон регулювання на малих швидкостях через особливості сигналу зворотного зв'язку[5]. Сучасні мікроконтролери, що управляють частотним перетворювачем та тяговим електродвигуном, дозволяють обробляти дані за період у кілька десятків мікросекунд, що дозволило розширити діапазон регулювання зі зворотнім зв'язком за швидкістю до 1:1000 з точністю підтримки швидкості 0,2 оберту у всьому діапазоні. Це наближає частотні приводи за якістю характеристик до сервоприводів. Основу інформаційних підсистем сучасних тягового електроприводу також складають мікроконтролерні пристрої, що мають ряд істотних переваг в порівнянні з аналоговими пристроями керування, які реалізують типові арифметичні і логічні функції, обробку масивів, регулювання електромагнітних і механічних змінних, стабілізацію, корекцію і компенсацію нелінійностей, спостереження, імітацію об'єкта керування і обробку законів роботи. Сучасні мікроконтролери є однокристальними цифровими сигнальними процесорами, які адаптовані до завдань керування в реальному часі з цілим рядом інтегрованих пристроїв [5]:

- аналого-цифрові перетворювачі для введення сигналів аналогових давачів;
- формувачі вихідних широтно-імпульсних сигналів для прямого цифрового керування силовими перетворювачами;
- порти для сполучення з системами керування більш високого рівня .

Серед переваг мікроконтролерів слід назвати :

- гнучкість (можливість оперативної зміни структури, законів і параметрів системи керування);
- можливість реалізації разом з традиційними законами керування, прийнятими в аналогових системах, складніших методів для використання в адаптивних, самоналагоджувальних, взаємозв'язаних і багатоконтурних системах керування;
- оперативне тестування і діагностика поточного стану системи автоматичного керування та її елементів, що сприяє ранньому виявленню несправностей та попередженню аварій;
- висока точність обробки інформації (в цифрових системах похибки, характерні для аналогових керуючих пристроїв, відсутні);
- можливість фіксації, зберігання і візуалізації масивів параметрів процесів керування, оперативної взаємодії з обслуговуючим персоналом;
- висока надійність, зменшена маса та габарити мікроконтролерних і комп'ютерних систем керування в порівнянні з аналоговими системами [5].

Великого об'єму пам'яті мікроконтролера дозволяє реалізувати складні послідовності обробки даних і робити енергетичні об'єкти доступними за широким комплексом інформації з мікроконтролерів, що може характеризувати дані об'єкти. При цьому, навіть за використання відомих методів прямого вимірювання, необхідних для керування величин маючи невелике число датчиків (переважно електричних величин) і, відповідно, каналів збору первинної інформації, стає можливим визначати необхідну додаткову інформацію за допомогою обчислень в реальному часі. Така тенденція підкріплюється наявністю недоліків підходу прямого використання значної кількості датчиків для вирішення завдань регулювання в системах змінного струму [6]:

- високі вимоги до роздільної здатності первинних вимірювачів;
- необхідність побудови додаткових гальванічних розв'язок для підключення датчиків;

- складність сполучення різних систем давачів в одному контурі регулювання.

Інвертори для асинхронних двигунів зазвичай поділяються на два типи : напруги та з живленням від джерела струму. Інвертори з живленням від джерела струму рідко використовуються для приведення в рух електромобіля. Фактично, здебільшого використовуються інвертори з живленням від напруги . Це відбувається через те, що вони дуже прості і можуть мати потік енергії у будь-якому напрямку. Типовий трифазний інвертор з повним мостовим живленням показано на рис. 1.1. Його вихідний сигнал може бути шестиступінчастим або з широтно-імпульсною модуляцією.

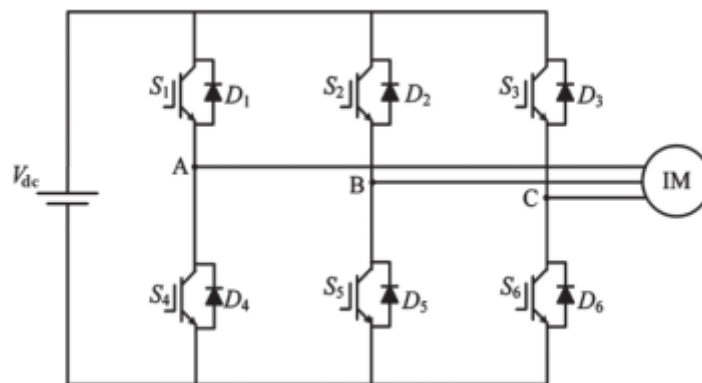


Рисунок 1.1 – Схема трифазного інвертора без рекуперації.

Перевагою шестиступінчатого інвертора є простота і низькі втрати на перемикання ключів. Проте, ця технологія морально застаріла, тому що амплітуду не можна безпосередньо контролювати, а гармоніки нижчого порядку мають суттєвий вплив на якість регулювання моменту та струму. З іншого боку, перетворювач з широтно-імпульсною модуляцією широко застосовується для керування АД, тому що вихідна форма напруги гармонійно оптимальна, а вихідна амплітуда і частота напруги можуть плавно змінюватись для керування швидкістю.

Конструкція інвертора залежить від технології силових пристроїв. В даний час інвертори на основі IGBT є найбільш придатним і широко застосову-

ється в сучасних електромобілях. Вибір силових пристроїв заснований на критеріях, згідно яких номінальна напруга інвертора має, щонайменше, в два рази перевищувати номінальну напругу акумулятора через стрибок напруги під час комутації транзисторів. Також номінальний струм має бути досить великий, тому немає необхідності підключати кілька силових пристроїв паралельно. Швидкість перемикання ключів повинна бути досить високою, щоб придушити гармоніки двигуна і акустичний шум. Крім того, силовий модуль інвертора живлення зазвичай містить два ключа або шість в одній, що спрямовано на мінімізацію проводки і паразитного опору.

1.2.4 Батарея

В даний час, існує чотири джерела енергії електромобіля: електрохімічні акумулятори (зазвичай звані акумуляторами), суперконденсатори, маховики надвисокої швидкості і паливні елементи [2].

Електрохімічні батареї, які частіше називають «батареями», - це електрохімічні пристрої, які перетворюють електричну енергію в потенційну хімічну енергію під час зарядки та перетворюють хімічну енергію в електричну під час розрядки. "Батарея" складається з декількох елементів, складених разом. Елемент - це незалежна і цілісна одиниця, яка володіє всіма електрохімічними властивостями батареї [3].

Суперконденсатори – це конденсатори з надвисокими ємностями, які накопичують і виробляють електричну енергію електростатичними засобами.

Надшвидкісні маховики – являють, електричні машини, що обертаються на надвисоких швидкостях, які накопичують і віддають електричну енергію за допомогою електромеханічних засобів, тобто вони працюють як двигуни під час зарядки і слугують генераторами при розряді.

Паливні елементи - це електрохімічні пристрої, які безпосередньо перетворюють хімічне паливо в електричну енергію. Жоден з цих джерел не зможе одночасно досягти високої питомої енергії та потужності. Таким чином, компроміс між цими двома параметрами або гібридизація двох джерел енергії

(один з високою питомою енергією і інший з високою питомою потужністю) необхідна для звичайних електромобілів або гібридних електромобілів.

У осяжному майбутньому акумулятори залишаться основним джерелом енергії для електромобілів [7]. У таблиці 1.1 перераховані основні типи акумуляторів, які були розроблені для електромобілів за останні два десятиліття, включаючи свинцево-кислотний (VRLA), нікель-кадмієвий (Ni-Cd), нікель-металогідридний (Ni-MH), цинко-повітряний (Zn / повітря), натрієво-сірчаний (Na / S) і літій-іонний (Li-ion). Серед них VRLA застосовується у недорогих електромобілях низького класу, Ni-MH – у міських електромобілях, а Li-ion – у високоефективних електромобілях.

Таблиця 1.1 Найбільш широко розповсюдженні типи акумуляторних батарей

| Тип батареї | Питома енергія (Вт год/кг) | Питома потужність (Вт год/кг) | Строк служби (циклів) | Вартість (\$/Кг) |
|-------------|----------------------------|-------------------------------|-----------------------|------------------|
| VRLA | 30-45 | 200-300 | 400-600 | 150 |
| Ni-Cd | 40-60 | 150-350 | 600-1200 | 300 |
| Ni-MH | 60-120 | 150-400 | 600-1200 | 200-350 |
| Zn/air | 230 | 105 | Немає даних | 90-120 |
| Na/S | 100 | 200 | 800 | 250-450 |
| Li-ion | 90-160 | 250-450 | 1200-2000 | 600-1000 |

Сучасна технологія, якою передбачені акумулятори для звичайного електромобіля, може запропонувати тільки невеликий пробіг за доступною ціною. Щоб ціна звичайних електромобілів була порівнянна з дальністю пробігу двигуна внутрішнього згорання, необхідно значно збільшити питому енергію і термін служби акумулятора, тоді як початкова вартість акумулятора повинна бути значно знижена. В даний час основне дослідження в області акумуляторних технологій зосереджено на розробці різних літій-іонних акумуляторів, таких як акумулятор з літій-нікель-марганцевого кобальту (NMC) для анода з метою підвищення питомої енергії і безпеки [2], і використання титаната літію

(Li₄Ti₅O₁₂) для катода, необхідного для поліпшення терміну служби циклу і часу зарядки. Тим часом, іншим ключовим напрямком досліджень є розробка літієво-повітряного (Li/air) акумулятора і літієво-сірчаного (Li / S) акумулятора для істотного збільшення питомої енергії.

Суперконденсаторна технологія є перспективною для електромобілів, оскільки з її допомогою досягається виключно висока питома потужність і практично необмежений термін служби. Проте, ультраконденсатор потребує значного покращення: має бути значно збільшена питома енергія (5-6 Вт / кг), тоді як первісна вартість (2400 - 6000 дол. США / кВт / год) має бути істотно знижена.

1.2.5 Система керування батареєю (Battery Management System)

Зазвичай в акумуляторній батареї автомобілів також має місце система керування акумулятором (BMS). BMS контролює статус акумулятора та взаємодіє з блоком управління автомобіля, з метою перевірки правильності експлуатації акумулятора, а саме – запобігання використанню акумулятора, надмірно зарядженим, надмірно розрядженим або перегрітим. А BMS відіграє життєво важливу роль у гібридних та електричних застосуваннях, оскільки BMS має значний вплив на енергоефективність та термін служби акумулятора [8].

BMS - це електронна плата, яка монтується на акумуляторну батарею з метою контролю процесу її заряду/розряду, моніторингу стану акумулятора і його елементів, контролю температури, кількості циклів заряду / розряду, захисту складових акумуляторної батареї. Система управління та балансування забезпечує індивідуальний контроль напруги і опору кожного елемента акумулятора, розподіляє струми між складовими акумуляторної батареї під час зарядного процесу, контролює струм розряду, визначає втрату ємності від дисбалансу, гарантує безпечне підключення / відключення навантаження[9].

На основі отриманих даних, BMS виконує балансування заряду певних гілок, захищає акумулятор від короткого замикання, перевантаження по струму, перезарядження, перерозряду (надзвичайно високої та низької напруги кожного осередку), перегріву і переохолодження [10]. Функціональність BMS дозволяє не тільки поліпшити режим експлуатації акумуляторних батарей, а й максимально збільшити термін їх служби. При визначенні критичного стану батареї, BMS відповідно реагує, видаючи заборону на використання акумуляторної батареї в електричній системі і відключає її. У деяких моделях BMS передбачена можливість ведення реєстру (запису даних) про роботу акумуляторної батареї і їх подальшої передачі на комп'ютер.

Основні цілі застосування BMS в якості регулятора роботи акумуляторної батареї [11].:

- захист акумуляторних комірок і всієї батареї від пошкоджень;
- збільшення терміну служби батареї;
- підтримання акумулятора в стані, при якому можлива подальша експлуатація.

Також функціями BMS [12] є:

1. *Контроль* за станом елементів акумуляторної батареї з точки зору:

- напруги: загальна напруга, напруга окремих осередків, мінімальна і максимальна напругу гілки;
- температури: середня температура, температура електроліту, температура на виході, температура окремих акумуляторних ячеек, плати СКБ (електронна плата, як правило, оснащується як внутрішніми температурними датчиками, які проводять моніторинг температури безпосередньо регульовального пристрою, так і зовнішніми, які використовуються для контролю температури конкретних елементів батареї);
- заряду і глибини розряду;
- струмів заряду / розряду;
- справності.

Система управління та балансування осередків може зберігати в пам'яті такі показники, як кількість циклів заряду / розряду, максимальна і мінімальна напруга гілок, максимальне і мінімальне значення струму заряду і розряду. Саме ці дані і дозволяють визначати стан справності акумуляторної батареї.

Неправильна зарядка - одна з найбільш поширених причин виходу акумуляторної батареї з ладу, тому контроль заряду є однією з основних функцій мікроконтролера BMS.

2. Інтелектуально-обчислювальна.

На основі пунктів, які перелічені вище, BMS проводить оцінку:

- максимального допустимого струму заряду;
- максимального допустимого струму розряду;
- кількості енергії, що поставляється внаслідок зарядки, або ж втрачається при розряді;
- внутрішнього опору гілки;
- сумарного напруження акумуляторної батареї в процесі експлуатації (загальної кількості циклів роботи).

3. *Зв'язкова.* BMS може подавати вищезгадані дані на зовнішні вузли знаходяться шляхом провідної або ж бездротової комунікації.

4. *Захисна.* BMS захищає батарею, запобігаючи роботі за межами безпечної зони. BMS гарантує безпеку підключення / відключення навантаження, гнучке управління навантаженням, захищає акумуляторну батарею від:

- перевантаження по струму;
- перенапруження (під час зарядки);
- падіння напруги нижче допустимого рівня (під час розрядки);
- перегріву;
- переохолодження;
- витоку струму.

BMS може запобігти небезпечному для акумуляторної батареї процесу шляхом безпосереднього впливу на неї або ж подачі відповідного сигналу про немож-

ливість подальшого використання акумулятора до пристрою (контролера). Система інтелектуального моніторингу (BMS) відключає акумуляторну батарею від навантаження або зарядного пристрою при виході хоча б одного з робочих параметрів за межі допустимого діапазону.

5. *Балансування*. Балансування [13] - це метод рівномірного розподілу заряду між усіма осередками акумуляторної батареї, завдяки чому максимально продовжується термін служби акумулятора.

BMS запобігає перезаряду, надрозряду і нерівномірний розрядному процесу в окремих акумуляторних комірках:

- здійснюючи "перетік" енергії від найбільш заряджених комірок до менш заряджених (активна балансування);
- знижуючи до достатнього низького рівня надходження струму до практично повністю зарядженої комірок, одночасно з тим, коли менш заряджені акумуляторні комірок продовжують отримувати нормальний зарядний струм (принцип шунтування),
- забезпечуючи процес модульної зарядки;
- регулюючи вихідні струми осередків акумулятора, підключеного до електропристроїв.

З метою захисту плати BMS від негативного впливу вологи і пилу її покривають спеціальним епоксидним герметиком.

Не завжди акумулятори мають тільки одну систему управління і балансування. Іноді замість однієї плати BMS використовується відразу кілька пов'язаних між собою регулювальних електронних плат, кожна з яких управляє певною кількістю комірок і подає вихідні дані до єдиного контролера.

З практичної точки зору BMS можуть виконувати значно більше функцій, ніж просто управління роботою батареї. Ця електронна система може брати участь в контролі параметрів режиму роботи електричного транспортного засобу, і здійснювати відповідні дії з управління його електричною потужністю. Якщо акумуляторна батарея бере участь в роботі системи рекуперації енергії при гальмуванні

електричного транспортного засобу, то СКБ також може регулювати процес підзарядки батареї при уповільненні і спусках.

Висновки до першого розділу

Електромобілі мають значні переваги у порівнянні з автомобілями, які використовують двигун внутрішнього згорання. Динамічний розвиток напівпровідникової техніки та систем зберігання енергії на основі хімічних процесів, а також міжнародна підтримка електротранспорту призвела до різкого збільшення темпів розвитку технологій розробки та виробництва таких систем. Проте для подальшого розповсюдження автономних електромобілів слід вирішити значну кількість задач, таких як: підвищення якості енергетичних та динамічних показників тягового електроприводу, розробити доступні технології виробництва перетворювачів, зробити дешевшим виробництво акумуляторних батарей. Окрім того, проектування кузова та шасі вимагає великих капіталовкладень для виробників електромобілів. Одним з виходів є застосування готового кузова, шасі та бортових систем, які у вигляді одного виробу мають назву машинокомплект.

Таким чином, розробка процедур проектування силової частини на готовому шасі та синтез нових ефективних алгоритмів керування тяговим двигуном є актуальним завданням сучасної електромеханіки, для вирішення якого потрібно:

1. Провести аналіз літературних джерел на предмет основних складових пристроїв та систем електромобілю.
2. Розглянути процедури визначення основних параметрів опору, вибору тягового електродвигуна та акумуляторної батареї.
3. Обрати та обґрунтувати алгоритм керування ад, який буде обраний та досліджений в рамках виконання роботи. методом математичного моделювання дослідити динамічні характеристики транспортного засобу в умовах реальних міських циклів руху.
4. Провести вибір обладнання та розробити схему електричну принципову електромобіля.
5. Розглянути аспекти ринкової реалізації готового продукту.

2. РОЗРАХУНОК ТА ВИБІР ОСНОВНИХ ЕЛЕМЕНТІВ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОЇ ЧАСТИНИ

Розрахунок та вибір основних елементів електромеханічної частини необхідний для правильного підбору головного електричного двигуна та акумуляторної батареї.

2.1 Об'єкт дослідження

Об'єктом дослідження роботи обрано автокомплект LSEV виробника WU HUAN LONG. Технічні характеристики даного автомобіля записані в таблиці 2.1.

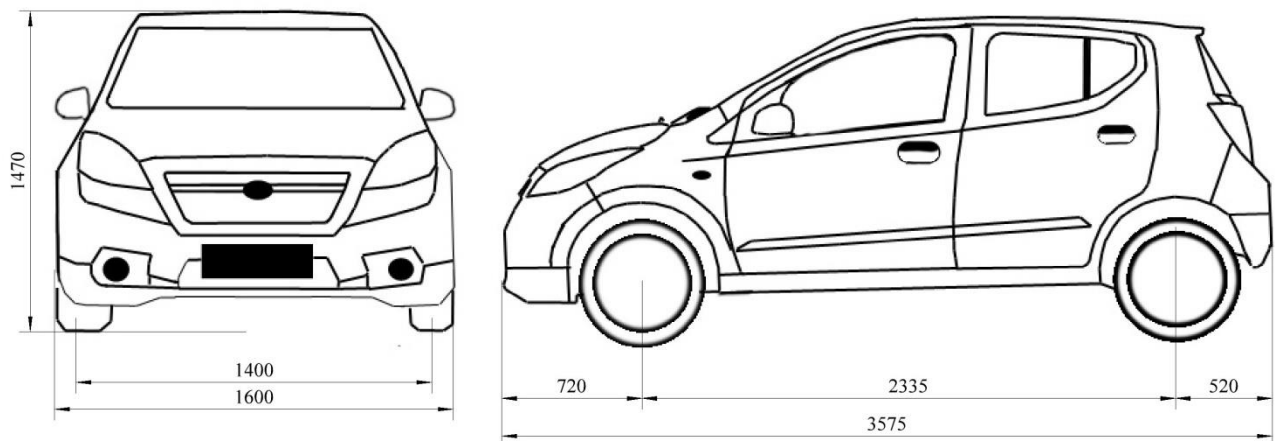


Рисунок 2.1. Габаритні розміри кузова LSEV.

Таблиця 2.1 — Технічні характеристики автомобіля LSEV

| Масогабаритні показники | |
|--|------|
| Маса пустої машин, кг | 500 |
| Маса при макс. навантаженні m_{max} , кг | 800 |
| Довжина, мм | 3575 |
| Ширина, мм | 1600 |
| Висота, мм | 1470 |
| Колісна база, мм | 2335 |

Продовження таблиці 2.1

| Двигун і трансмісія | |
|---|------------|
| Коефіцієнт аеродинамічного опору | 0,40 |
| Передатне число диференціала i_d | 2 |
| Передаточне число редуктора i_p | 5 |
| Діаметр колеса, м | 0,561 |
| Радіус коліс R_k , м | 0,2805 |
| Маса колеса m_k , кг | 12 |
| Момент інерції колеса R13 та шини 175x70 J_k , кгм ² | 0,0251 |
| Момент інерції тягового АД потужності, що співрозмірна до потужності двигуна внутрішнього згоряння J_d , кгм ² | 0,01 |
| Довжина ділянки руху S , м | 11656 |
| Час паузи t_o , с | 171 |
| Максимальне прискорення/сповільнення $a_m = b_m$, м/с ² | 1.07 |
| Максимальна усталена швидкість V_m , км/год (м/с) | 95 (16,66) |
| Номінальна усталена швидкість V_n , км/год (м/с) | 30 (8,33) |

2.2 Складання моделі динаміки автомобіля

Складання моделі динаміки електромобіля потрібна для розрахунку двигуна, оскільки маючи модель динаміки можна розрахувати параметри, які використовуються при виборі двигуна.

Сила опору кочення. Сила для опору кочення – це процес тертя коліс об дорогу, що включає тертя в підшипниках та передачі і т. п. Дана сила є приблизно постійною і залежить від ваги автомобіля і покриття поверхні руху. Сила для початку руху [5]:

$$F_{мер} = mg \cdot f_r \cdot \cos \alpha = 800 \cdot 9.81 \cdot 0.013 = 102.02 \text{ Н}, \quad (2.1)$$

де f_r – коефіцієнт для опору кочення, m – маса, g – прискорення вільного падіння.

Сила аеродинамічного опору. Аеродинамічним опором називають так звану силу, яка перешкоджає безпосередньо руху тіла в рідинах або газах. Вона залежить від швидкості тіла. Для визначення її використовують формулу [5]:

$$F_a = \frac{1}{2} \rho S C_D V^2 = \frac{1}{2} \cdot 1.2754 \cdot 2.05 \cdot 0.4 \cdot 25 = 326.59 \text{ Н}, \quad (2.2)$$

де $\rho = 1.2754 \text{ кг/м}^3$ – середня густина повітря, $S=2.05 \text{ м}^2$ – площа лобової частини автомобіля, $C_D=0.4$ – коефіцієнт аеродинамічного опору, який залежить від форми кузова, $V=50 \text{ м/с}$ – максимальна лінійна швидкість

Гравітаційна складова для опору руху. Це компонента загальної сили опору, яка у цілому обумовлена тим, що автомобіль має рухатися вгору. Ця сила залежить від маси автомобіля та кута нахилу поверхні. Рівняння для знаходження цієї сили буде мати вигляд [16]:

$$F_{гр} = mg \sin(\alpha) = 900 \cdot 9.81 \cdot \sin(0) = 0, \quad (2.3)$$

де α – кут нахилу поверхні по якій рухатиметься електромобіль, m – маса електромобіля, g – прискорення вільного падіння.

Сумарне зусилля опору. Це сила, яка є сумою усіх сил опору, які діють на ЕТЗ [14]:

$$F_{оп} = F_{тер} + F_a + F_{gp} = 102,02 + 326,59 = 428,61 \text{ Н}. \quad (2.4)$$

Момент опору визначається [14]:

$$M_c = \frac{F_{оп} \cdot R_k}{i} = \frac{428,61 \cdot 0,561}{10} = 24,04 \text{ Нм}, \quad (2.5)$$

де $i = i_0 \cdot i_p = 10$ – загальне передаточне відношення кінематичного ланцюга.

2.3 Розрахунок потужності двигуна

Поставлена задача вибору тягового електродвигуна за потужністю для електромобіля LSEV.

Початковими даними для розрахунку є кінематичні розрахунки (2.1)-(2.5) параметрів кузову LSEV.

Визначення потужності головного електричного двигуна є найбільш важливим пунктом розробки електромобіля. Неправильний вибір потужності тягового двигуна може призвести до зниження енергоефективності використання тягового двигуна, збільшення маси електромобіля і збільшення габаритів двигуна, що унеможливить його монтаж на штатне місце або до постійній роботі двигуна з перевантаженням, що значно зменшить строк його служби.

2.3.1 Визначення потужності по типовому циклу руху. Рівняння руху механічної частини ЕТЗ, який представлено одномасовою розрахунковою схемою [14], має вигляд:

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_{\partial}, \quad (2.6)$$

де J – сумарний приведений момент інерції, $\frac{d\omega}{dt} = \frac{a_m \cdot i}{R_k}$ – кутове прискорення, M_{∂} – динамічний момент.

Приведений момент інерції [14] розраховується у відповідності до виразу:

$$\begin{aligned} J &= J_m + J_{\partial} + J_k = m \cdot \frac{R_k^2}{i^2} + J_{\partial} + \frac{4 \cdot m_k \cdot R_k^2}{2 \cdot i^2} = \\ &= 0,3836 + 0,01 + 0,0251 = 0,42 \text{ кг} \cdot \text{м}^2, \end{aligned} \quad (2.7)$$

де $J_m = 0,3836 \text{ кгм}^2$ – приведений момент інерції електромобіля, $J_{\partial} = 0,01 \text{ кгм}^2$ – момент інерції тягового електродвигуна, $J_k = 0,0251 \text{ кгм}^2$ – приведений момент інерції коліс електромобіля, $i = i_{\partial} \cdot i_p = 2 \cdot 5 = 10$ – загальне передаточне відношення кінематичного ланцюга.

Максимальна швидкість обертання колеса ω_{km} та валу двигуна дорівнюють [14]:

$$\omega_{km} = \frac{V_M}{R_k} = 94,07 \text{ рад/с}; \quad (2.8)$$

$$\omega_M = \frac{V_M \cdot i}{R_k} = 940,78 \text{ рад/с}. \quad (2.9)$$

Відповідно номінальна швидкість обертання валу двигуна ω_n та швидкість обертання колеса ω_{kn} та дорівнюють [14]:

$$\omega_{kn} = \frac{V_n}{R_k} = 29,69 \text{ рад/с}; \quad (2.10)$$

$$\omega_n = \frac{V_n \cdot i}{R_k} = 296,96 \text{ рад/с}. \quad (2.11)$$

Найближча до стандартного значення номінальна швидкість ω_n валу двигуна, що розрахована вище, відповідає АД з однією парою полюсів. Надалі у розрахунках прийнято номінальне значення обертання валу двигуна $\omega_n = 314 \text{ рад/с}$.

Так як перевантажувальна здатність асинхронного двигуна за моментом дорівнює 2-2,5, вибраний двигун має максимальне прискоренням $1,5 \text{ м/с}^2$.

Оскільки номінальна швидкість обертання валу двигуна набагато менша за максимальну, то доцільно використовувати ослаблення поля. Двигун у зоні ослаблення поля працює у режимі постійної потужності. При цьому, розрахований коефіцієнт ослаблення потоку дорівнює [1]:

$$D = \frac{\omega_M}{\omega_n} = \frac{940,78}{314} \approx 3,0. \quad (2.12)$$

Як відомо [5], діюча на електромобіль сила опору при русі по горизонтальній поверхні складає незначну частину від динамічного моменту двигуна. Тому надалі приймемо значення сили опору $F_c = 428,0 \text{ Н}$, якій відповідає статичний момент $M_c \approx 12 \text{ Нм}$.

Динамічний момент двигуна можна визначити з (2.6). Він дорівнює [14]:

$$M_{\delta} = J \cdot \frac{a_m \cdot i}{R_k} = 44.47 \text{ Нм.} \quad (2.13)$$

Максимальний пусковий M_n та максимальний гальмівний момент M_z відповідно дорівнюють [14]:

$$M_n = M_{\delta} + M_c = 28,24 \text{ Нм;} \quad (2.14)$$

$$M_z = M_c - M_{\delta} = -20.42 \text{ Нм.} \quad (2.15)$$

Час розгону Δt_{p1} та гальмування Δt_{z1} при роботі двигуна дорівнюють [14]: $\Delta t_{p1} = \Delta t_{z1} = J \cdot \frac{\omega_n}{M_{\delta}} = 3,86 \text{ с.}$

Рівняння руху механічної частини електромобіля в режимі постійної потужності має вигляд [14]:

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_m \frac{\omega_n}{\omega}, \quad (2.16)$$

де M_m – максимальний момент двигуна, $M_m = M_n$ або $M_m = M_z$ (в залежності від режиму руху – розгону чи гальмування).

Розв'язуючи диференціальне рівняння (2.16) для початкових умов $\omega(0) = \omega_n = 314 \text{ рад/с}$, отримаємо аналітичний вираз для кутової швидкості обертання валу двигуна при роботі АД з ослабленням потоку:

$$\omega(t) = \sqrt{2 \cdot \frac{M_m \cdot \omega_n}{J} \cdot t + 314^2}, \text{ для } \omega_n < \omega < \omega_m. \quad (2.17)$$

Розв'язуючи вираз (2.17) відносно часу визначимо час розгону Δt_{p2} та гальмування Δt_{z2} двигуна при роботі з ослабленням потоку.

Відповідно Δt_{p2} та Δt_{z2} складають :

$$\Delta t_{p2} = \frac{J(\omega_m^2 - 314^2)}{2 \cdot M_n \cdot \omega_n} = 4,06 \text{ с;} \quad (2.18)$$

$$\Delta t_{z2} = \frac{J(\omega_m^2 - 314^2)}{2 \cdot M_z \cdot \omega_n} = 8,84 \text{ с.} \quad (2.19)$$

Сумарний час розгону Δt_p та гальмування Δt_{z2} складає:

$$\Delta t_p = \Delta t_{p1} + \Delta t_{p2} = 7,92 \text{ с та } \Delta t_z = \Delta t_{z1} + \Delta t_{z2} = 12,71 \text{ с.}$$

Пройдений шлях на ділянках розгону/гальмування визначається шляхом інтегрування швидкості :

$$\begin{aligned} S_p &= \frac{R_k}{i} \left(\int_0^{\Delta t_{p1}} \omega_1(\tau) d\tau + \int_0^{\Delta t_{p2}} \omega_2(\tau) d\tau \right) = \\ &= \frac{R_k}{i} \left(\frac{M_n \cdot \Delta t_{p1}^2}{2 \cdot J} + \frac{(2 \cdot k_1 \cdot \Delta t_{p2} + 157^2)^{3/2}}{3 \cdot k_1} \right) = 80.22 \text{ М,} \end{aligned} \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} S_z &= \frac{R_k}{i} \left(\int_0^{\Delta t_{z1}} \omega_1(\tau) d\tau + \int_0^{\Delta t_{z2}} \omega_2(\tau) d\tau \right) = \\ &= \frac{R_k}{i} \left(\frac{|M_z| \cdot \Delta t_{z1}^2}{2 \cdot J} + \frac{(2 \cdot k_2 \cdot \Delta t_{z2} + 157^2)^{3/2}}{3 \cdot k_2} \right) = 105.94 \text{ М,} \end{aligned} \quad (2.19)$$

де $\omega_1(\tau)$ та $\omega_2(\tau)$ – швидкості обертання валу двигуна при роботі в першій та

другій зоні, $k_1 = \frac{M_n \cdot \omega_n}{J}$, $k_2 = \frac{|M_z| \cdot \omega_n}{J}$.

Залежність моменту та кутової швидкості в умовах розглянутого циклу мають вигляд показаний на рис. 2.2

Потужність головного двигуна буде визначатись методом еквівалентного моменту. Воно визначається шляхом чисельного інтегрування навантажувальної діаграми моменту:

$$M_e = \sqrt{\frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} M^2(t) dt} = 20,81 \text{ Нм.} \quad (2.20)$$

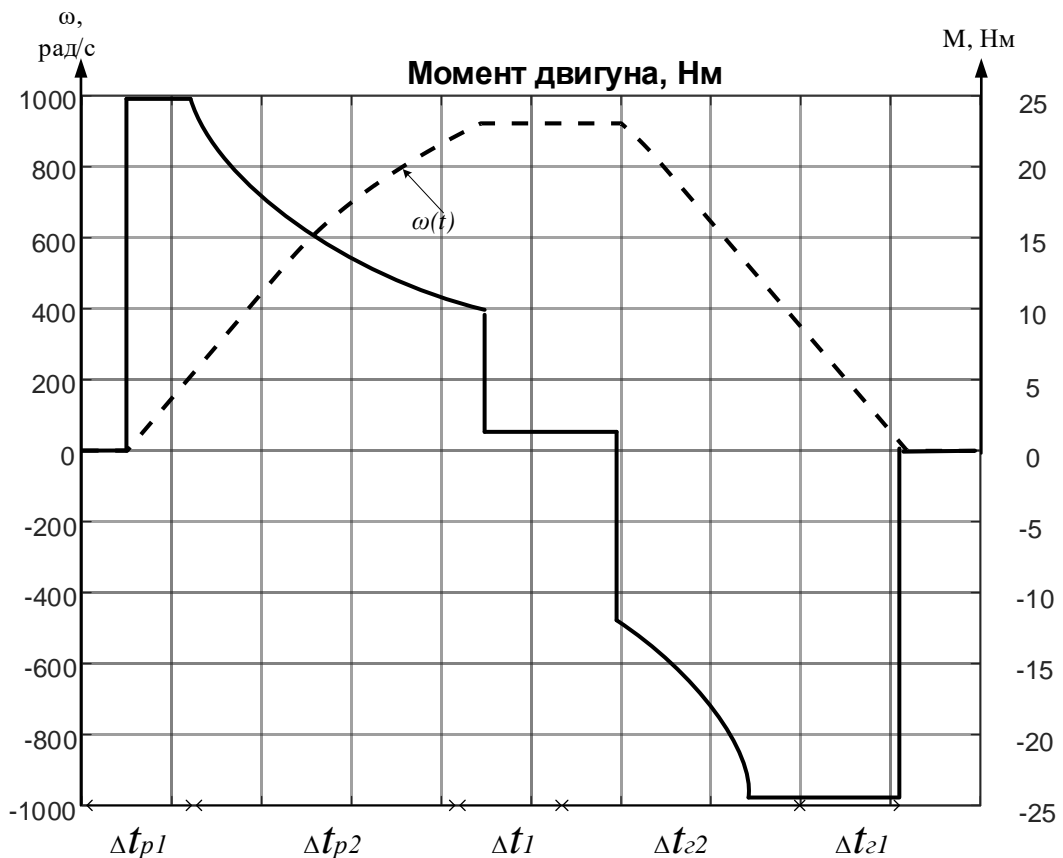


Рисунок 2.2 – Цикл руху електромобіля.

Значення (2.20) визначене для найважчого режиму роботи головного двигуна електромобіля.

Потужність двигуна визначається як [15]:

$$P_{\text{дв}} = k_3 \cdot M_e \cdot \omega_n = 1,1 \cdot 20,81 \cdot 314 = 7.187 \text{ кВт}, \quad (2.21)$$

де k_3 – коефіцієнт запасу.

Приймаємо рівним $k_3=1,1$. ω_n – номінальна швидкість обертання вала двигуна.

2.3.2 Уточнення розрахунку потужності двигуна

Цикл розгону та гальмування, який був представлений вище використовується для грубого розрахунку потужності. На сьогоднішній день провідні університети світу розробляють цикли розгону та гальмування, на основі яких розробники рекомендують обирати двигун та акумуляторну батарею. У даній роботі був обраний міський цикл швидкості «Fleet-BEV-Cycle» [16]. Це цикл

був розроблений у «Institute of Vehicle System Technology, Karlsruhe Institute of Technology (KIT)».

Обраний цикл найбільш повно відображає рух у міських умовах. Задана швидкість складається з ділянок прискорення, гальмування, ділянок з нульовою швидкістю та ділянок підтримання швидкості на постійному рівні. Ця траєкторія зміни швидкості та прискорення електромобіля, кутової швидкості валу двигуна та кутове прискорення зображена на рис. 2.3.

Масив даних, що описує траєкторію лінійної швидкості, представлений у [16].

Визначимо значення еквівалентного моменту двигуна шляхом чисельного інтегрування навантажувальної діаграми (рис. 2.3).

Отримаємо [14]:

$$M_e = \sqrt{\frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} M^2(t) dt} = 20,18 \text{ Нм} .$$

Потужність двигуна визначається як [14]:

$$P_{\text{дв}} = k_z \cdot M_e \cdot \omega_n = 1,1 \cdot 20,18 \cdot 314 = 7.4293 \text{ кВт} ,$$

За отриманими значенням еквівалентної потужності обирається тяговий асинхронний двигун.

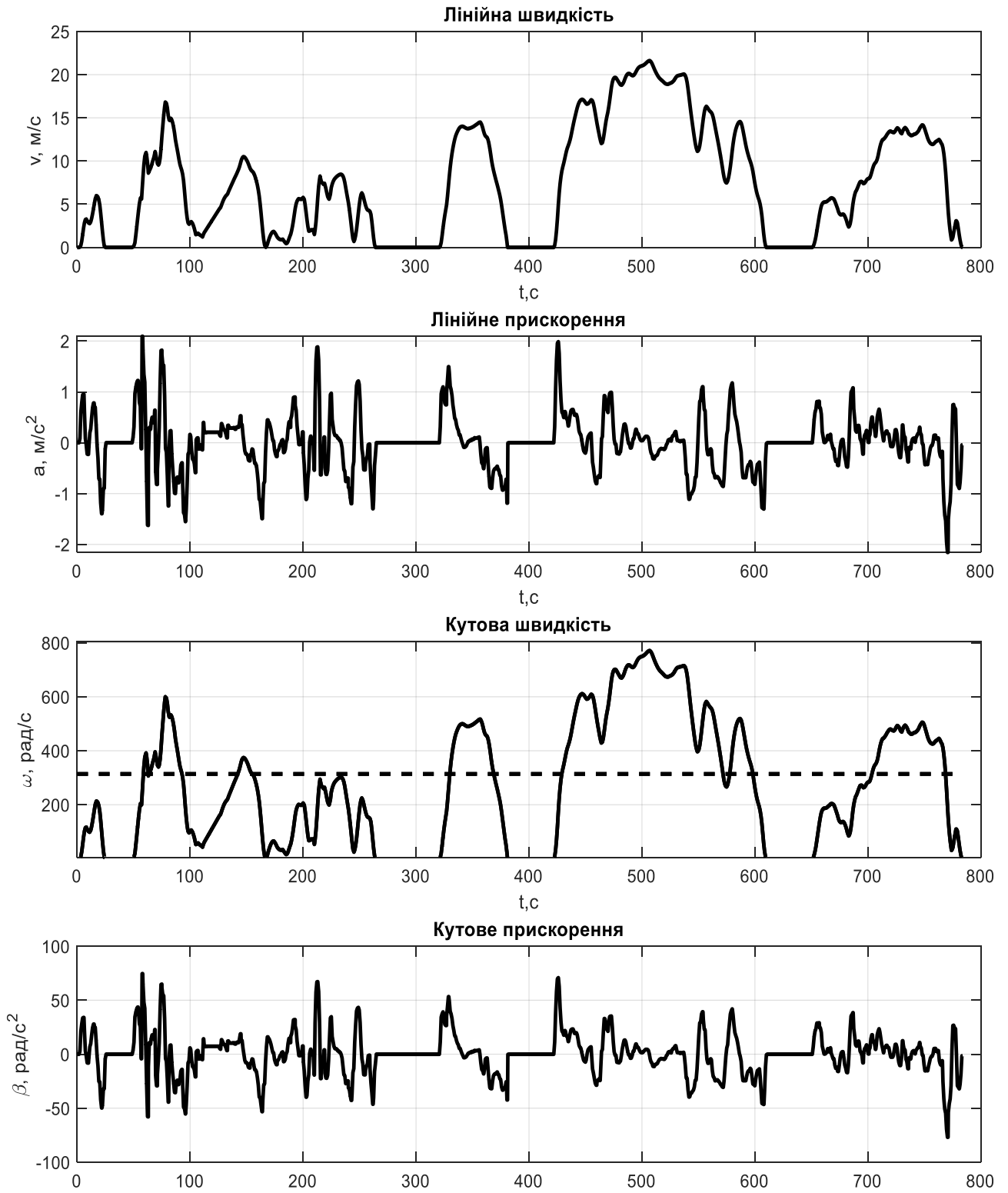


Рисунок 2.3 – Траєкторія зміни швидкості / прискорення ТЗ.

На основі вищенаведених розрахунків обрано загальнопромисловий асинхронний двигун серії 4А112М2У3. Параметри цього двигуна, наведені у таблиці 2.3 [17].

Таблиця 2.3 - Паспортні дані двигуна 4А112М2У3

| Параметр | Значення |
|--|------------------------------|
| Номінальна потужність | $P_{2n}=7500$ Вт |
| Номінальна лінійна напруга статора | $U_{1n}=380$ В |
| Число пар полюсів | $P_n=1$ |
| Момент інерції | $J_r=0,01$ кг/м ² |
| Коефіцієнт корисної дії | $\eta=0,875$ |
| Коефіцієнт потужності | $\cos\varphi=0,88$ |
| Перевантажувальна здатність | $\lambda=2,2$ |
| Номінальне ковзання | $s_n=2,6\%$ |
| Критичне ковзання | $s_k=10,8\%$ |
| Номінальна частота напруги статора | $f=50$ Гц |
| Параметри Г-подібної схеми заміщення (відносні одиниці) | |
| Індуктивний опір розсіювання статора | $X'1=0,058$ |
| Активний опір статора | $R'1=0,046$ |
| Приведений індуктивний опір розсіювання ротора | $X''2=0,14$ |
| Приведений активний опір ротора | $R''2=0,028$ |
| Індуктивний опір намагнічуючого контуру | $X_\mu=3,7$ |

2.4 Перевірка правильності вибору двигуна

Перевірка двигуна виконується згідно методики. Для цієї перевірки двигуна за навантажувальною здатністю, із навантажувальної діаграми обирається момент M_1 , який має максимальну величину і порівнюється з максимальним моментом вибраного двигуна. При цьому повинна виконуватись умова [15]:

$$M_{\max} > M_1, \quad (2.22)$$

де $M_{\max} = \lambda M_H$ – максимальний момент двигуна, M_1 – максимальний момент з навантажувальної діаграми.

Умова перевантажувальної здатності виконується [15]:

$$\frac{M_1}{i} > M_{\max} = \frac{194}{10} \text{ Нм} > 20,18 \text{ Нм}. \quad (2.23)$$

Повинна виконуватись умова, коли відбувається перевірка двигуна за нагрівом [15]:

$$M_H \geq M_e. \quad (2.24)$$

Дана умова виконується [15]:

$$\frac{M_H}{i} > M_{\text{екв}} = \frac{240,48}{i} = 20,18 \text{ Нм}. \quad (2.25)$$

Ці дві перевірки виконуються. Ми можемо стверджувати, що двигун обрано вірно.

2.5 Розрахунок номінальних даних двигуна

Розрахунок параметрів вибраного двигуна проводився за методикою, яка наведена в [14]. Початкові дані взяті з таблиці 2.2.

Описана кутова частота напруги статора [14]:

$$\omega_{0n} = 2\pi f = 2 \cdot \pi \cdot 50 = 314,15 \text{ рад/с}. \quad (2.26)$$

Швидкість ідеального холостого ходу [14]:

$$\omega_{xx} = \frac{\omega_{0n}}{p_n} = \frac{314}{1} = 314,15 \text{ рад/с.} \quad (2.27)$$

Номінальна швидкість двигуна [14]:

$$\omega_n = \omega_{xx}(1 - s_n) = 314(1 - 0.02) = 307.72 \text{ рад/с.} \quad (2.28)$$

Номінальний момент двигуна [14]:

$$M_n = \frac{P_{2n} \cdot \kappa_{\text{охол}}}{\omega_n} = \frac{7500 \cdot 5}{307.72} = 120 \text{ Нм.} \quad (2.29)$$

де $\kappa_{\text{охол}}$ – коефіцієнт, що враховує водяне охолодження двигуна.

Критичний момент двигуна (за перевантажувальною здатністю λ з каталогу) [14]:

$$M_k = \lambda M_n = 2.2 \cdot 120 = 164 \text{ Нм.} \quad (2.30)$$

Номінальні діючі значення фазної напруги та струму статора [14]:

$$U_n = \frac{U_{1n}}{\sqrt{3}} = \frac{380}{\sqrt{3}} = 220 \text{ В;} \quad (2.31)$$

$$I_n = \frac{P_{2n}}{3U_n \eta \cos \varphi} = \frac{7500}{3 \cdot 380 \cdot 0.875 \cdot 0.88} = 14,79 \text{ А.} \quad (2.32)$$

Амплітудні значення фазної напруги і струму статора [14]:

$$U_{na} = \sqrt{2}U_n = \sqrt{2} \cdot 220 = 310.26 \text{ В;} \quad (2.33)$$

$$I_{na} = \sqrt{2}I_n = \sqrt{2} \cdot 14.79 = 20,92 \text{ А.} \quad (2.34)$$

Амплітудне значення потокозчеплення статора в режимі холостого ходу при $R1=0$ [14]:

$$\psi_{xx} = \frac{U_{na}}{\omega_{0n}} = \frac{310,269}{314,159} = 0,98(\text{Вб}). \quad (2.35)$$

2.6 Розрахунок параметрів Т-подібної схеми

Параметри Г-подібної схеми заміщення, які вказані в таблиці 2.3, будуть приведені до параметрів до параметрів Т-подібної схеми.

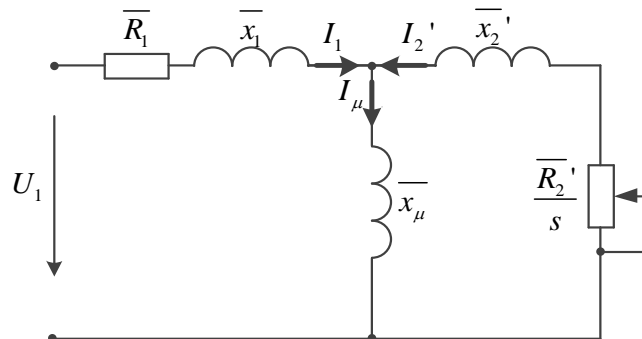


Рисунок 2.4 – Т-подібна схема заміщення асинхронного двигуна.

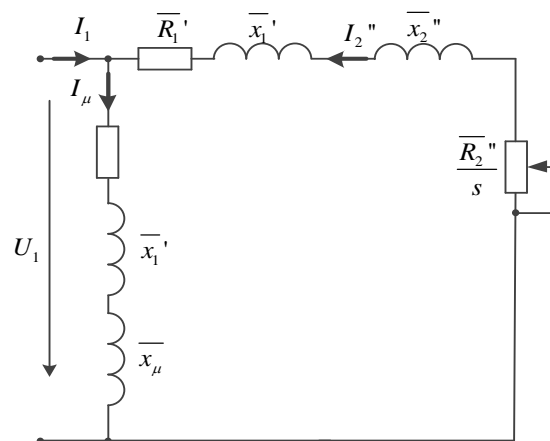


Рисунок 2.5 – Г-подібна схема заміщення асинхронного двигуна.

Коефіцієнт перерахування між Т-подібною та Г-подібною схемами заміщення [14]:

$$c_1 = \frac{\bar{X}_\mu + \sqrt{X_\mu^2 + 4X_1' \bar{X}_\mu}}{2X_\mu} = \frac{3.7 + \sqrt{3.7^2 + 4 \cdot 0.058 \cdot 3.7}}{2 \cdot 3.7} = 1,0154. \quad (2.36)$$

Параметри Т-подібної схеми заміщення у відносних одиницях [14]:

$$\bar{X}_1 = \frac{X_1'}{c_1} = \frac{0,058}{1,0154} = 0,0571 \text{ Ом}; \quad (2.37)$$

$$\overline{R}_1 = \frac{R'_1}{c_1} = \frac{0,046}{1,0154} = 0,0453 \text{ Ом}; \quad (2.38)$$

$$\overline{X}'_2 = \frac{X''_2}{c_1^2} = \frac{0,14}{1,0154^2} = 0,1358 \text{ Ом}; \quad (2.39)$$

$$\overline{R}'_2 = \frac{R''_2}{c_1^2} = \frac{0,021}{1,0154^2} = 0,0272 \text{ Ом}. \quad (2.40)$$

Параметри Т-подібної схеми заміщення в абсолютних одиницях [14]:

$$X_1 = \overline{X}_1 \frac{U_n}{I_n} = 0,1157 \cdot \frac{220}{14,79} = 0,84 \text{ Ом}; \quad (2.41)$$

$$R_1 = \overline{R}_1 \frac{U_n}{I_n} = 0,0453 \cdot \frac{220}{14,79} = 0,67 \text{ Ом}; \quad (2.42)$$

$$X'_2 = \overline{X}'_2 \frac{U_n}{I_n} = 0,1358 \cdot \frac{220}{14,79} = 2,010 \text{ Ом}; \quad (2.43)$$

$$R'_2 = \overline{R}'_2 \frac{U_n}{I_n} = 0,0272 \cdot \frac{220}{14,79} = 0,40 \text{ Ом}; \quad (2.44)$$

$$X_\mu = \overline{X}_\mu \frac{U_n}{I_n} = 3,71 \cdot \frac{220}{14,79} = 54,85 \text{ Ом}. \quad (2.45)$$

Індуктивність розсіювання статора і ротора [14]:

$$L_{1\sigma} = \frac{X_1}{\omega_{0n}} = \frac{0,814}{314,15} = 0,0027 \text{ Гн}; \quad (2.46)$$

$$L_{2\sigma} = \frac{X'_2}{\omega_{0n}} = \frac{2,01}{314,15} = 0,0064 \text{ Гн}. \quad (2.47)$$

Індуктивність намагнічуючого контуру [14]:

$$L_m = \frac{X_\mu}{\omega_{0n}} = \frac{3,782}{314,15} = 0,1746 \text{ Гн}. \quad (2.48)$$

Індуктивності статора і ротора [14]:

$$L_1 = L_{1\sigma} + L_m = 0,0027 + 0,1746 = 0,1773 \text{ Гн}; \quad (2.49)$$

$$L_2 = L_{2\sigma} + L_m = 0,0064 + 0,1746 = 0,1810 \text{ Гн}. \quad (2.50)$$

2.7 Розрахунок параметрів статора і ротора

Значення параметрів ротора [14]:

$$\alpha_1 = \frac{R_1}{L_1} = \frac{0.67}{0.17} = 3.78 \left(\frac{\text{Ом}}{\text{Гн}} \right). \quad (2.51)$$

Значення параметрів статора [14]:

$$\alpha = \frac{R'_2}{L_2} = \frac{0.40}{0.18} = 2.22 \frac{\text{Ом}}{\text{Гн}}; \quad (2.52)$$

$$\begin{aligned} \sigma &= L_1 \left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \right) = 0.1773 \left(1 - \frac{0,1746^2}{0.1773 \cdot 0.1810} \right) = \\ &= 0.0089 \text{ Гн}; \end{aligned} \quad (2.53)$$

$$\beta = \frac{L_m}{L_2 \sigma} = \frac{0,1746}{0.181 \cdot 0.0089} = 108.6784 \text{ Гн}^{-1}; \quad (2.54)$$

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{R_1}{\sigma} + \alpha \cdot L_m \cdot \beta = \frac{0.67}{0.0089} + 2,22 \cdot 0,1746 \cdot 108.84 = \\ &= 117.86. \end{aligned} \quad (2.55)$$

Результати розрахунків зведені до таблиці 2.4.

Таблиця 2.4 - Параметри двигуна 4А112М2УЗ

| | | | |
|-----------------------------|--------|--------------------|--------|
| P_{2n} , кВт | 7,5 | $R_{.1}$, Ом | 0.67 |
| $\omega_{.xx}$, рад/с | 314 | $R_{.2}$, Ом | 0.40 |
| $\omega_{.n}$, рад/с | 307.72 | $L_{.1}$, Гн | 0.1773 |
| $M_{.n}$, Нм | 24.51 | $L_{.2}$, Гн | 0.1810 |
| $M_{.k}$, Нм | 53.92 | $L_{.m}$, Гн | 0.1746 |
| $I_{.na}$, А | 20.92 | α_1 , Ом/Гн | 3.7863 |
| $\psi_{.1xx}$, Вб | 0,98 | α , Ом/Гн | 2.22 |
| η , % | 0,875 | β , 1/Гн | 108.67 |
| $\cos\phi$ | 0,88 | γ , Ом/Гн | 117.86 |
| $J_{.r}$, кгм ² | 0,0185 | σ , Гн | 0.0089 |
| λ | 2.2 | | |

2.8 Розрахунок потужності акумуляторної батареї

Наш розрахунок ми проводимо на основі експериментального графіку швидкості робота по циклу Fleet-BEV-Cycle (рис. 2.3). Графік пройденого шляху за цикл зображений на рисунку 2.6.

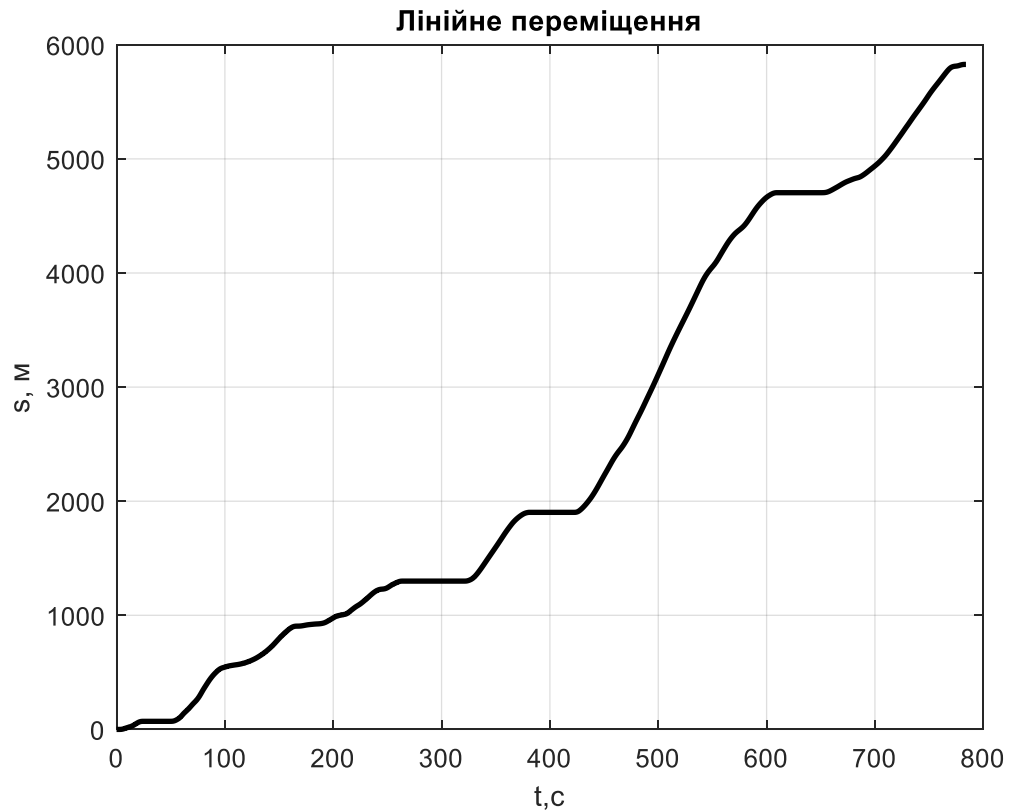


Рисунок 2.6 – Шлях пройдений за один цикл .

Енергія, яка витрачається при русі електромобіля, буде складатися з витрат під час перетворення електричної енергії в кінетичну і навпаки. І витрат енергії на тертя та аеродинамічний опір. Отже, необхідна енергія акумуляторної батареї буде розраховується за формулою [18] :

$$W_{\text{аккумулятор}} = W_{\text{тертя}} + W_{\text{ел}}, \quad (2.56)$$

де $W_{\text{тертя}}$ – енергія втрат, за рахунок сил тертя та аеродинамічним опором, $W_{\text{ел}}$ – втрати в електричному обладнанні та трансмісії.

Використавши формулу для розрахунку потужності [14], складемо вираз:

$$W_{\text{мертя}} = \frac{1}{T} \int_0^T (mgf + \frac{1}{2} \xi C_w A_f V^2) \cdot V dt, \quad (2.57)$$

де $T = 784$ с — кінцевий час циклу, $g = 9.81$ — прискорення вільного падіння.

Під час перетворення електричної енергії батареї в кінетичну енергію потрібно враховувати ККД перетворювача, електричного двигуна та редуктора. Прийmemo, що ККД інвертора $\eta_{\text{інв}} = 0,97$, ККД двигуна $\eta_{\text{дв}} = 0,93$, ККД редуктора $\eta_{\text{ред}} = 0,98$

Сумарний ККД становить [18]:

$$\eta_{\Sigma} = \eta_{\text{інв}} \cdot \eta_{\text{дв}} \cdot \eta_{\text{ред}} = 0,97 \cdot 0,93 \cdot 0,98 = 0,88. \quad (2.58)$$

Виходячи з вищезазначеного, енергія, що витрачається під час перетворення з електричної в кінетичну розраховується за цією формулою [18]:

$$W_{\text{ел}} = (1 - \eta_{\Sigma}) \frac{1}{T} \int_0^T m \frac{dV}{dt} \cdot V dt. \quad (2.59)$$

Підставивши відомі нам коефіцієнти та розрахувавши інтеграли, знаходиться потрібний запас енергії акумуляторної батареї для подолання 300 км шляху [18]:

$$W_{25} = \frac{W_{\text{акум.бат.}} \cdot S_{\text{макс}}}{S_{\text{циклу}}} = \frac{13,28 \cdot 25}{5.828} = 57,6 \text{ МДж}, \quad (2.60)$$

де $W_{\text{акум.бат}} = 13,28$ МДж — для маршрутного циклу, $S = 5.828$ км — пройдена відстань за повний цикл.

Виходить заряд, який необхідний, щоб подолати маршрут у 300 км для електромобіля, при умові, що постійна напруга акумуляторної батареї $U_{dc} = 540$ В, становить [18]:

$$Ih = \frac{W_{25}}{3600 \cdot U_{dc}} = \frac{57,6 \cdot 10^6}{3600 \cdot 540} = 29,69 \text{ А} \cdot \text{год} .$$

Виберемо елемент типу MS1690175-20AH з каталогу [19], параметри якого наведені в таблиці 2.5

Таблиця 2.5 Параметри акумулятора MS1690175-20AH

| Найменування | Номинальна ємність, С _з , Аг | Номинальний діапазон напруг | Габарити, мм (довжина ширина висота) | Струм зарядки, С | маса m, кг |
|----------------|---|-----------------------------|--------------------------------------|---------------------------------------|------------|
| MS1690175-20AH | 20 | 4.2-2.75 | 175x90x16 | 0.2 - номінальний 1 - максимальний | 0.53 |

Для досягнення ємності батареї з'єднаємо 2 елементи паралельно та отримаємо комірку ємністю 40 А·год. Кількість послідовних комірок розрахуємо за формулою:

$$n_{\text{ком}} = \frac{U_{dc}}{U_{\text{li-ion}}} = \frac{540}{3,7} \approx 146 \text{ Шт} .$$

Висновки до другого розділу

1. За вище вказаною методикою були розраховані кінематичні параметри шасі електромобіля. Визначені сили опору, сумарний момент опору, маси приведені до моменту інерції.
2. Представлена методика вибору двигуна на основі типового міського циклу Fleet-BEV-Cycle для електротранспорту був визначений еквівалентний момент двигуна, на його основі був вибраний двигун потужністю 7500 КВт, розраховані параметри T-схеми заміщення, які використовуються для моделювання.
3. Обраний двигун є представником загальнопромислової серії асинхронних двигунів 4A. Такий вибір дозволяє значно знизити вартість електротранспортної системи. Також у осяжному майбутньому планується започаткувати серійне виробництво таких двигунів з водяним охолодженням.
4. На циклі Fleet-BEV-Cycle була представлена пропорційна методика вибору елементів акумуляторної батареї. Розраховано ємність акумуляторної батареї, її потужність та напруга, кількість елементів та тип їх з'єднання у комірці та повна кількість комірок АКБ. Обрано елемент типу MS1690175-20AH, який буде паралельно з'єднаний у комірці, що забезпечить ємність у 40 А·год , які будуть складені у 146 послідовно з'єднаний елемента, які забезпечать напругу ланки постійного струму у 540 В.

3. ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ, ШВИДКІСТЮ ТА ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯМ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ З ОСЛАБЛЕННЯМ ПОЛЯ

3.1 Пряме векторне керування асинхронним двигуном

Математична модель АД і постановка задачі керування

Математична модель асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором (АД) в стаціонарній системі координат (a-b), записана через вектори струму статора та потокозчеплення ротора за умов лінійної магнітної характеристики АД та збалансованого живлення, має вигляд [20]:

$$\begin{aligned}
 \dot{\theta} &= \omega, \\
 \dot{\omega} &= \frac{1}{J} (M - v\omega - M_c), \quad M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p_n (\Psi_{2a} i_{1b} - \Psi_{2b} i_{1a}), \\
 \dot{i}_{1a} &= -\gamma i_{1a} + \alpha \beta \Psi_{2a} + \beta \omega p_n \Psi_{2b} + \frac{1}{\sigma} u_{1a}, \\
 \dot{i}_{1b} &= -\gamma i_{1b} + \alpha \beta \Psi_{2b} - \beta \omega p_n \Psi_{2a} + \frac{1}{\sigma} u_{1b}, \\
 \dot{\Psi}_{2a} &= -\alpha \Psi_{2a} - \omega p_n \Psi_{2b} + \alpha L_m i_{1a}, \\
 \dot{\Psi}_{2b} &= -\alpha \Psi_{2b} + \omega p_n \Psi_{2a} + \alpha L_m i_{1b},
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

де ω – швидкість ротора, θ – кутове положення ротора, $(i_{1a}, i_{1b})^T$ – вектор струмів статора в системі координат (a – b); $(\Psi_{2a}, \Psi_{2b})^T$ – вектор потокозчеплень ротора; $(u_{1a}, u_{1b})^T$ – вектор прикладених напруг до статора, M – момент двигуна, M_c – момент навантаження; R_1, R_2 – активні опори статора і ротора, L_1, L_2 – індуктивності статора і ротора, L_m – індуктивність намагнічуючого контура, J – сумарний момент інерції, v – коефіцієнт в'язкого тертя, p_n – кількість пар полюсів; $\alpha = \frac{R_2}{L_2} = T_R^{-1}$, T_R – стала часу роторного кола, $\beta = \frac{L_m}{L_2 \sigma}$,

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

Динамічна модель АД системі координат (d – q) використовується частіше. Визначимо змінні в синхронній системі координат наступним чином:

$$\mathbf{x}^{(d-q)} = \mathbf{e}^{-\mathbf{J}\varepsilon_0} \mathbf{x}^{(a-b)}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{e}^{-\mathbf{J}\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos\varepsilon_0 & \sin\varepsilon_0 \\ -\sin\varepsilon_0 & \cos\varepsilon_0 \end{bmatrix}, \quad (3.2)$$

де \mathbf{x} – двомірні вектори напруги, струмів та потокозчеплень, тоді двофазна модель АД в синхронній системі координат ротора (d – q), яка обертається з синхронною кутовою швидкістю ω_0 , буде:

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} (M - v\omega - M_c), \quad M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p_n (\psi_{2d} i_{1q} - \psi_{2q} i_{1d}), \\ \dot{i}_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \alpha \beta \psi_{2d} + \beta \omega p_n \psi_{2q} + \frac{1}{\sigma} u_{1d}, \\ \dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} - \omega_0 i_{1d} + \alpha \beta \psi_{2q} - \beta \omega p_n \psi_{2d} + \frac{1}{\sigma} u_{1q}, \\ \dot{\psi}_{2d} &= -\alpha \psi_{2d} + \omega_2 \psi_{2q} + \alpha L_m i_{1d}, \\ \dot{\psi}_{2q} &= -\alpha \psi_{2q} - \omega_2 \psi_{2d} + \alpha L_m i_{1q}, \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0, \\ \varepsilon_0(0) &= 0, \end{aligned} \quad (3.3)$$

де частота ковзання дорівнює $\omega_2 = \omega_0 - \omega p_n$, ε_0 – кутове положення рухомої системи координат (d-q) відносно нерухомої системи координат статора (a-b), в якій визначені фізичні змінні АД.

У загальному випадку задача асимптотичного відпрацювання моменту та модуля потокозчеплення формулюється наступним чином. Нехай $M^*(t)$ та $\psi^*(t)$ є задані гладкі функції моменту та модуля потокозчеплення. Кутова швидкість при керуванні моментом розглядається, як обмежена зовнішня функція часу.

Припустимо, що для моделі АД, заданої (3.3), виконуються припущення:

А.1. Електрична машина живиться від ідеального перетворювача так, що вектор його вихідних напруг співпадає з заданим. Ці вимоги задовольняють

сучасні транзисторні перетворювачі з векторною широтно-імпульсною модуляцією та достатньо малим періодом комутації, у порівнянні з електромагнітною інерційністю обмоток живлення.

A.2. Механічні координати електричної машини: кутове положення θ , кутова швидкість ω та струми статора вимірюються.

A.3. Параметри електричної машини відомі та сталі.

A.4. Момент навантаження M_c відомий, постійний та обмежений.

A.5. Задані траєкторії моменту M^* та потокозчеплення $\psi^* > 0$ обмежені функції часу з обмеженими першою та другою похідними за часом.

Тоді необхідно сконструювати вектор керуючих дій \mathbf{u} (алгоритм керування), як функцію вимірюваних змінних стану і задаючих дій $M^*(t)$ та $\psi^*(t)$, що гарантує системі:

СО.1. Глобальні асимптотичні властивості відпрацювання моменту та потокозчеплення, тобто:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0, \quad (3.4)$$

де похибки відпрацювання моменту та потокозчеплення визначені як:

$$\tilde{M} = M - M^*, \tilde{\psi} = \psi - \psi^*; \quad (3.5)$$

СО.2. Розв'язаність процесів керування моментом та потокозчепленням, тобто з умови $\tilde{\psi}(0) = 0$ слідує $\tilde{\psi}(t) = 0 \forall t \geq 0$.

СО.3. Асимптотичну орієнтацію за вектором потокозчеплення ротора АД, тобто:

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \psi_d &= |\psi_2|, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \psi_q &= 0. \end{aligned} \quad (3.6)$$

Додатково вимагається гарантувати невиродженість алгоритму керування та обмеженість усіх його внутрішніх змінних.

В нелінійній моделі АД (3.3) вимірюваним є вектор змінних $\mathbf{y} = (\theta, \omega, i_{1d}, i_{1q})^T$, в той час, як потокозчеплення ротора не вимірюється, тому

векторне керування АД визначається як задача керування за вимірюваним вектором \mathbf{y} .

В загальному формулюванні векторного керування моментом та модулем потокозчеплення ротора вихідні змінні, що мають відпрацьовуватися, визначаються як нелінійні функції часу

$$\mathbf{y}_1 = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} P_n (\Psi_{2d} \dot{i}_{1q} - \Psi_{2q} \dot{i}_{1d}) \\ (\Psi_{2d}^2 + \Psi_{2q}^2)^{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \triangleq \begin{pmatrix} M \\ |\Psi_2| \end{pmatrix}. \quad (3.7)$$

Детальне виведення алгоритму прямого векторного керування моментом і потокозчепленням АД розглянуто у додатку А.

3.2 Ослаблення поля в системах векторного керування АД

В більшості типових використань векторно-керуваних асинхронних електроприводів вимагається забезпечити постійний момент (до максимального значення) для кутових швидкостей нижче номінальної і функціонування приблизно з постійною потужністю для більших значень кутової швидкості. Ослаблення поля АД дозволяє підвищити кутову швидкість в межах встановленої потужності двигуна і інвертора.

Стандартним способом ослаблення поля є регулювання модуля вектору потокозчеплення інверсно до кутової швидкості двигуна [20]-[22]. Таке розімкнене керування має декілька недоліків, головними з яких є завищене значення струму, необхідне для формування моменту, неповне використання інвертора по напрузі і струму. Починаючи з 1990-х років було відновлено інтерес до розробки оптимізованих стратегій керування ослабленням поля [23] – [27]. Наприклад, в [26] розроблено метод регулювання потоку за рахунок непрямого керування струмом, який є не тільки складним, але й вимагає складних розрахунків, а також табличного представлення інформації.

В загальному випадку розглядається декілька стратегій оптимізації режимів ослаблення поля: стандартна МТРА (максимізація моменту на ампер від

англ. МТРА – maximum torque per Ampere); максимальної потужності, яка еквівалентна максимізації моменту для даної швидкості. На сьогодні для усіх стратегій немає аналітичного розв'язку в умовах фізичних обмежень АД та інвертора.

3.2.1 Обмеження за струмом і напругою

Швидкісні режими роботи АД мають три регіони: постійного моменту ($\omega_0 < \omega_{0b}$), постійної потужності ($\omega_{0b} \leq \omega_0 < \omega_{0c}$) і постійного ковзання ($\omega_0 \geq \omega_{0c}$) [22], де ω_{0b} і ω_{0c} визначають як базову і критичну частоти струму статора, як це показано на рис. 3.1.

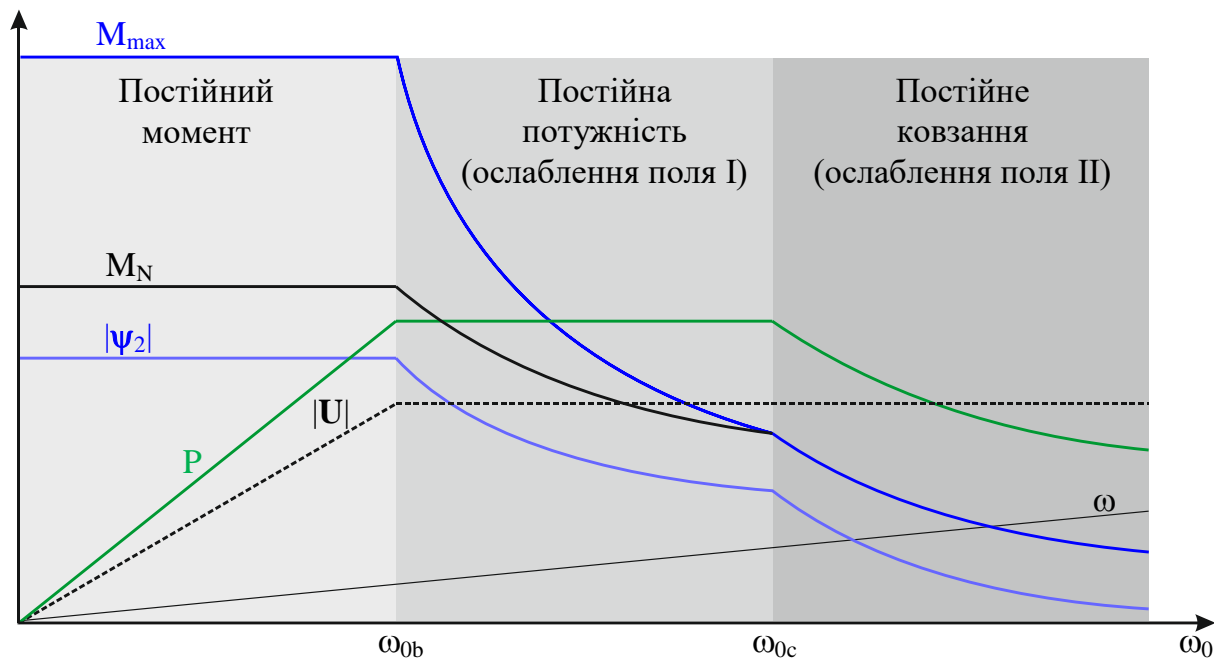


Рисунок 3.1 – Характеристики АД в режимі постійного і ослабленого потоку.

Максимальне значення моменту АД визначається обмеженнями за струмом і напругою інвертора, а також термальним струмом АД. Базуючись на моделі АД (3.3) в синхронній системі координат ($d - q$), яка обертається з синхронною кутовою швидкістю ω_0 , обмеження за струмом мають вигляд:

$$i_{1d}^2 + i_{1q}^2 \leq I_{\max}^2. \quad (3.8)$$

Обмеження (3.8) має вигляд кола на площині струмів з радіусом I_{\max} .

Відповідно обмеження за напругою визначаються виразом:

$$u_{1d}^2 + u_{1q}^2 \leq U_{\max}^2, \quad (3.9)$$

де максимальне значення вихідної напруги інвертора $U_{\max} = \eta V_{dc} / \sqrt{3}$, V_{dc} – напруга ланки постійного струму, η – коефіцієнт запасу.

Для формалізації обмеження (3.9) розглянемо модель електричної частини АД в системі координат (d – q):

$$\begin{aligned} \dot{i}_{1d} &= -\frac{R_1}{\sigma} i_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \alpha \beta \psi_{2d} + \beta \omega_p \psi_{2q} - \alpha L_m \beta i_{1d} + \frac{1}{\sigma} u_{1d}, \\ \dot{i}_{1q} &= -\frac{R_1}{\sigma} i_{1q} - \omega_0 i_{1d} + \alpha \beta \psi_{2q} - \beta \omega_p \psi_{2d} - \alpha L_m \beta i_{1q} + \frac{1}{\sigma} u_{1q}, \\ \dot{\psi}_{2d} &= -\alpha \psi_{2d} + (\omega_0 - \omega_p) \psi_{2q} + \alpha L_m i_{1d}, \\ \dot{\psi}_{2q} &= -\alpha \psi_{2q} - (\omega_0 - \omega_p) \psi_{2d} + \alpha L_m i_{1q}. \end{aligned} \quad (3.10)$$

В усталеному режимі ($\dot{\psi}_{2d} = \dot{\psi}_{2q} = 0$) рівняння (3.10) переписуться як:

$$\begin{aligned} i_{1d} &= -\frac{R_1}{\sigma} i_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \beta \omega_0 \psi_{2q} + \frac{1}{\sigma} u_{1d}, \\ i_{1q} &= -\frac{R_1}{\sigma} i_{1q} - \omega_0 i_{1d} - \beta \omega_0 \psi_{2d} + \frac{1}{\sigma} u_{1q}. \end{aligned} \quad (3.11)$$

За умови полеорієнтування $\psi_{2d} = |\psi_2|$, $\psi_{2q} = 0$ рівняння (3.11) спрощуються:

$$\begin{aligned} \sigma \dot{i}_{1d} &= -R_1 i_{1d} + \sigma \omega_0 i_{1q} + u_{1d}, \\ \sigma \dot{i}_{1q} &= -R_1 i_{1q} - \sigma \omega_0 i_{1d} - \frac{L_m}{L_2} \omega_0 |\psi_2| + u_{1q}. \end{aligned} \quad (3.12)$$

В статичі з (3.12) отримаємо вирази:

$$\begin{aligned} u_{1d} &= R_1 i_{1d} - \sigma \omega_0 i_{1q}, \\ u_{1q} &= R_1 i_{1q} + \sigma \omega_0 i_{1d} + \frac{L_m}{L_2} \omega_0 |\psi_2|. \end{aligned} \quad (3.13)$$

Враховуючи, що $|\psi_2| = L_m i_{1d}$, за умови $R_1 = 0$ маємо:

$$U_{\max}^2 = \omega_0^2 \left[(\sigma i_{1q})^2 + (L_1 i_{1d})^2 \right]. \quad (3.14)$$

Рівняння (3.14) визначає еліпс на площині струмів, який за умов збільшення ω_0 або зменшення напруги ланки постійного струму звужується відносно початку координат.

Виходячи з обмеження (3.8) для номінального струму $i_{1dN} = \psi_N^* / L_m$ маємо обмеження для моментного струму:

$$i_{1q \max} \leq \left(I_{\max}^2 - i_{dN}^2 \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (3.15)$$

Обмеження (3.15) визначає, що для номінального потокозчеплення ψ_N^* максимальний момент в першій зоні завжди однаковий, оскільки відсутнє обмеження за напругою.

Зі зростанням кутової швидкості, а відповідно і зростанням ω_0 , еліпс (3.15) звужується і настає момент, коли обмежуюче коло (3.9) і еліпс (3.15) мають спільну точку. Вона визначає частоту ω_{0b} , яку прийнято називати базовою для початку ослаблення поля. Після перетворень з (3.14) можна визначити:

$$\omega_{0b} = \frac{U_{\max}}{L_1 \sqrt{i_{dN}^2 (1 - \sigma^2) - \sigma^2 I_{\max}^2}}, \quad (3.16)$$

а також базову кутову швидкість:

$$\omega_b = \omega_{0b} - \omega_2, \quad (3.17)$$

де ω_2 – частота ковзання для струму I_{\max} ∴

Режим постійної потужності ($\omega_{0b} \leq \omega_0 \leq \omega_{0c}$) – ослаблення поля №1.

У цьому режимі АД розвиває приблизно номінальну потужність (в установленому режимі), тому момент описується виразом:

$$M = \frac{P_N}{\omega}. \quad (3.18)$$

Режим ослаблення починається з частоти ω_{0b} і закінчується в точці критичної частоти ω_{0c} , після якої відсутні точки перетину еліпса (для ω_{0c}) і кривої

постійного моменту $M = M_N (\omega_{0b}/\omega_{0c})$. Зона ослаблення поля II відома також як зона постійного ковзання.

Відповідно до встановлених робочих зон АД важливо відмітити, що в режимах з постійним потокозчепленням обмеження за моментом визначаються $I \leq I_{\max}$, в зоні I ослаблення поля встановлюються обмеження за струмом $I \leq I_{\max}$ та напругою $U \leq U_{\max}$.

В [28] показано, що максимальна частота ковзання в зоні II за умови нехтування активним опором статора дорівнює:

$$\omega_{2\max} = \frac{R_2 L_1}{L_2 \left(L_1 - \frac{L_m^2}{L_2} \right)} = \frac{L_1}{\left(L_1 - \frac{L_m^2}{L_2} \right) \tau_r}, \quad (3.19)$$

де $\tau_r = L_2/R_2$ – стала часу роторного кола, а критична частота струму статора з $R_1 = 0$ дорівнює:

$$\omega_{0c} = \frac{U_{\max} \sqrt{2(\sigma_o^2 + 1)}}{2\sigma_o L_1 \omega_0 I_{\max}}, \quad (3.20)$$

де $\sigma_o = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \right)$ – повни фактор розсіювання.

Використання виразів для розрахунку частот ω_{0b} , ω_{0c} вимагає точної інформації про параметри АД, а також їх незмінності.

Максимальне значення моментного струму статора може бути розраховано з використанням виразу [29]:

$$i_{1q\max} = \omega_{2\max} i_{1d} \tau_r = \frac{L_1 L_2}{(L_1 L_2 - L_m^2)} \frac{|\Psi_2|}{L_m}. \quad (3.21)$$

Після підстановки (3.21) в рівняння моменту АД отримаємо вираз максимального моменту в зоні II ослаблення поля:

$$M_{\max} = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} |\Psi_2| i_{1q\max} = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} |\Psi_2|^2 \frac{L_1}{(L_1 L_2 - L_m^2)}. \quad (3.22)$$

Вирази для базової частоти ω_{0b} (3.16), критичної частоти ω_{0c} (3.20) і максимального ковзання ω_{2max} (3.19) використовуються для формування завдання модуля вектору потокозчеплення $\psi^*(\omega_0)$ в системах з розімкненим керуванням ослаблення поля. В той же час невизначеність параметрів, а також їх варіації в залежності від насичення магнітної системи АД, вимагають реалізації функцій ψ^* на основі наперед сформованих таблиць, використовуючи для цього експериментальні дані. Такий підхід є не тільки складним, але й виключає можливість отримання надійних (робастних) уніфікованих рішень. Розповсюджений технічний підхід передбачає встановлення значення ω_{0b} набагато менше розрахункових значень, завдяки чому досягається підвищення максимального моменту в умовах обмежень за напругою.

Алгоритм формування фізичних обмежень (3.8), (3.9) для забезпечення функціонування контурів регулювання струмів статора наступний:

a) для напруги по осі d: $u_{1dmax} = U_{max}$;

b) для напруги по осі q: $u_{1qmax} = \sqrt{U_{max}^2 - u_{1d}^2}$;

c) для завдання струму по осі d: $i_{1dmax} = i_{1dN}$;

d) для завдання струму по осі q: $i_{1qmax} = \sqrt{I_{max}^2 - i_{1d}^2}$.

Якщо ці сформовані обмеження гарантуються, то контури регулювання струмів здійснюють безперервне регулювання і системи векторного керування забезпечують регулювання моменту (швидкості), модуля вектору потокозчеплення в умовах асимптотичного полеорієнтування.

Необхідно відмітити, що для заданих параметрів АД, напруги ланки постійного струму і встановлення обмежень a) – d) відпрацювання заданого моменту і модуля вектору потокозчеплення ротора забезпечується формуванням заданих функцій моменту $M^*(t)$ і потокозчеплення $\psi^*(t)$ за розімкненим керуванням.

З метою підвищення робастності керування, починаючи з 2000-х років було розглянуто декілька підходів, які надають системам властивості замкненості зворотним зв'язкам. Аналогічно до систем ослаблення поля в машинах постійного струму запропоновано рішення, в яких замість регулятора модуля (оціненого) вектору потокозчеплення використовується регулятор ЕРС (оціненого значення) [20] – [23]. Цикл досліджень [29] – [33] розглядає системи зі зворотним зв'язком за модулем напруги інвертора.

В даному дослідженні запропоновано новий алгоритм керування координатами АД в режимі ослаблення поля, який:

1) передбачає формування заданого моменту з врахуванням обмеження (3.22) на основі інформації зі спостерігача потокозчеплення (А.9);

2) завдання для модуля вектору потокозчеплення $\psi^*(t)$ формується як функція синхронної частоти ω_0 і сигналу обмеження напруги статора, який формує регулятор напруги.

В режимі обмеження напруги регулятор напруги корегує завдання $\psi^*(t)$ на основі вимірюваного (оціненого) модуля вектору напруги статора з метою підтримання його на максимальному рівні $U_{\max} = \eta V_{dc} / \sqrt{3}$ з коефіцієнтом запасу $\eta = 0.9 - 0.95$.

3.3 Результати дослідження розроблених алгоритмів керування

моментом-потокозчепленням АД, яка реалізує алгоритм керування підрозділу 3.1, представлено на рис. А.1. Задані функції моменту $M^*(t)$ і потокозчеплення $\psi^*(t)$ формуються в залежності від задач керування, що розглядаються. Оскільки алгоритм векторного керування забезпечує асимптотичне відпрацювання моменту і потокозчеплення за умови, коли $\psi^*(t)$ має відомі обмежені дві перші похідні за часом, а $M^*(t)$ – відому першу похідну, то це відкриває можливість вільного формування динамічних режимів АД з метою їх оптимізації.

Динаміка транспортних засобів є достатньо повільною у порівнянні з динамікою електричної підсистеми АД, тому можливо розглядати її квазіусталені режими, в яких похідні $\dot{\psi}^*(t)$ і $\dot{M}^*(t)$ нехтувано малі. Завдяки цьому можливо спростити структуру системи векторного керування рис. А.1, прийнявши $\dot{M}^*(t) = \dot{\psi}^*(t) = \dot{i}_{1d}^* = \dot{i}_{1q}^* = 0$. Таке спрощення не впливає на досягнення кінцевої мети керування в режимах постійного потокозчеплення і в режимах ослаблення поля.

З урахуванням припущень про квазіусталеність процесів алгоритм прямого векторного керування має наступні складові (тут і далі індекси відношення до статора і ротора було прибрано):

– спостерігач вектору потокозчеплення ротора в синхронній системі координат (А.9):

$$\begin{aligned} |\dot{\hat{\Psi}}| &= -\alpha |\hat{\Psi}| + \alpha L_m i_d, \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = p_n \omega + \alpha L_m \frac{i_q}{|\hat{\Psi}|}; \end{aligned} \quad (3.23)$$

– регулятор моменту (А.18):

$$i_q^* = \frac{1}{\mu_1 \Psi^*} M^*, \quad (3.24)$$

з обмеженням $i_{q\max} = \sqrt{I_{\max}^2 - i_d^2}$;

– регулятор струму по осі q (А.21):

$$\begin{aligned} u_q &= \sigma \left(\omega_0 i_d - k_{iq1} \tilde{i}_q - x_q + \gamma i_q^* + \beta p_n \omega |\hat{\Psi}| \right), \\ \dot{x}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_q, \end{aligned} \quad (3.25)$$

з обмеженням $u_{q\max} = \sqrt{U_{\max}^2 - u_d^2}$;

– регулятор модуля вектору потокозчеплення (А.19):

$$\begin{aligned} \dot{i}_d^* &= \frac{1}{\alpha L_m} \left(\alpha \Psi^* + \dot{\psi}^* - k_{\psi 1} \tilde{\psi} - x_{\psi} \right), \\ \dot{x}_{\psi} &= k_{\psi i} \tilde{\psi}; \end{aligned} \quad (3.26)$$

– регулятор струму по осі d (А.20):

$$\begin{aligned} u_d &= \sigma \left(-\omega_0 i_q - k_{id1} \tilde{i}_d - x_d + \gamma i_d^* - \alpha \beta |\hat{\psi}| \right), \\ \dot{x}_d &= k_{iid} \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (3.27)$$

з обмеженням на рівні $u_{d\max} = U_{\max}$.

Для виходів усіх регуляторів встановлено алгоритм anti-windup.

Відповідно до методу формування динамічних режимів ослаблення поля, розглянутих в пункті 3.2.1, задана траєкторія потокозчеплення $\psi^*(t)$ конструюється виходячи з номінального значення $\psi_{\text{ref}} = \psi_N^*$ і базової частоти ω_{0b} , яка знаходиться з умови $|\mathbf{u}_1| < U_{\max}$ в усіх режимах ослаблення поля. Індикативне значення ω_{0b} (3.16) при цьому корегується з метою більш повного використання напруги для моментів більше за номінальний. На рис. 3.2 формування завдання ψ^* здійснює задавач потоку.

Важливою відмінністю запропонованого методу є формування заданого моменту $M^*(t)$. В другій зоні ослаблення поля (див. рис. 3.1) задане значення M_{ref} обмежується на рівні $M_{\max} = \frac{3}{2} \frac{L_1}{(L_1^2 - L_m^2)} |\hat{\psi}|^2$ (3.22), що забезпечує роботу

АД з максимальним сталим значенням частоти ковзання $\omega_{2\max}$ (3.19). Додатково в задавачі моменту на рис. 3.2 здійснюється обмеження похідної від заданого моменту \dot{M}^* для попередження насичення регулятора струму по осі q в динаміці. Сумісне формування $M^*(t)$, $\psi^*(t)$ сприяє формуванню таких траєкторій руху потокозчеплення і струмів, за яких зменшується вірогідність обмеження напруги інвертора. В той же час такий метод непрямого керування (за рахунок завдань) є розімкненим і, відповідно, не є достатньо робастним.

Система векторного керування на рис. 3.2. Дослідження динамічних режимів систем векторного керування виконано для електроприводу з АД потужністю 7.5 кВт, паспортні дані якого наведено в таблиці Б.2 в Додатку Б. Параметри Т-подібної схеми заміщення і номінальні дані наступні: номінальний момент $M_N = 24,51$ Нм, номінальна кутова швидкість $\omega_N = 307,72$ рад/с, номі-

нальне потокозчеплення $\psi_N = 0.95$ Вб, повний момент інерції $J = 0.01$ кгм², активний опір статора $R_1 = 0.67$ Ом, приведений опір ротора $R_2 = 0.40$ Ом, індуктивності статора $L_1 = 0.1772$ і ротора $L_2 = 0.1810$ Гн, індуктивність намагнічуючого контуру $L_m = 0.1746$ Гн.

Системи векторного керування в умовах ослаблення поля з регулюванням тільки шляхом завдання потокозчеплення для номінального потокозчеплення $\psi_N^* = 0.95$ Вб мають однакову динаміку. Перехідні процеси для цього режиму представлено на рис. 3.3 в умовах розгону до номінальної швидкості з динамічним моментом $M_N = 24,51$ Нм, який дорівнює номінальному. В умовах тесту встановлено $i_{dN} = 20$ А, $I_{max} = 2.5I_{1N} = 140$ А, $U_{max} = 310$ В. З графіків перехідних процесів слідує, що відпрацювання моменту і потокозчеплення відбувається з нульовими похибками в межах встановлених обмежень за струмами і напругою.

В умовах тесту заданий момент для постійного потокозчеплення дорівнює номінальному зниженню. Графіки перехідних процесів змінних кутової швидкості, моменту, потокозчеплення, потужності, струму i_q , модуля напруги і ковзання відповідають теоретично визначеним (див рис. 3.1), вміщують зони постійного моменту, постійної потужності і постійного ковзання. Напруга інвертора не перевищує максимальне значення, в процесі розгону обмежується максимальне значення моменту M_{max} відповідно до виразу (3.22), а також максимальне значення струму i_q .

Графіки перехідних процесів демонструють динамічну поведінку регульованих змінних моменту і потокозчеплення, а також усіх внутрішніх координат системи, які відповідають загальнотеоретичним рис. 3.1. Відмітимо, що максимальне ковзання в другій зоні ослаблення поля відповідає розрахунковим згідно (3.19).

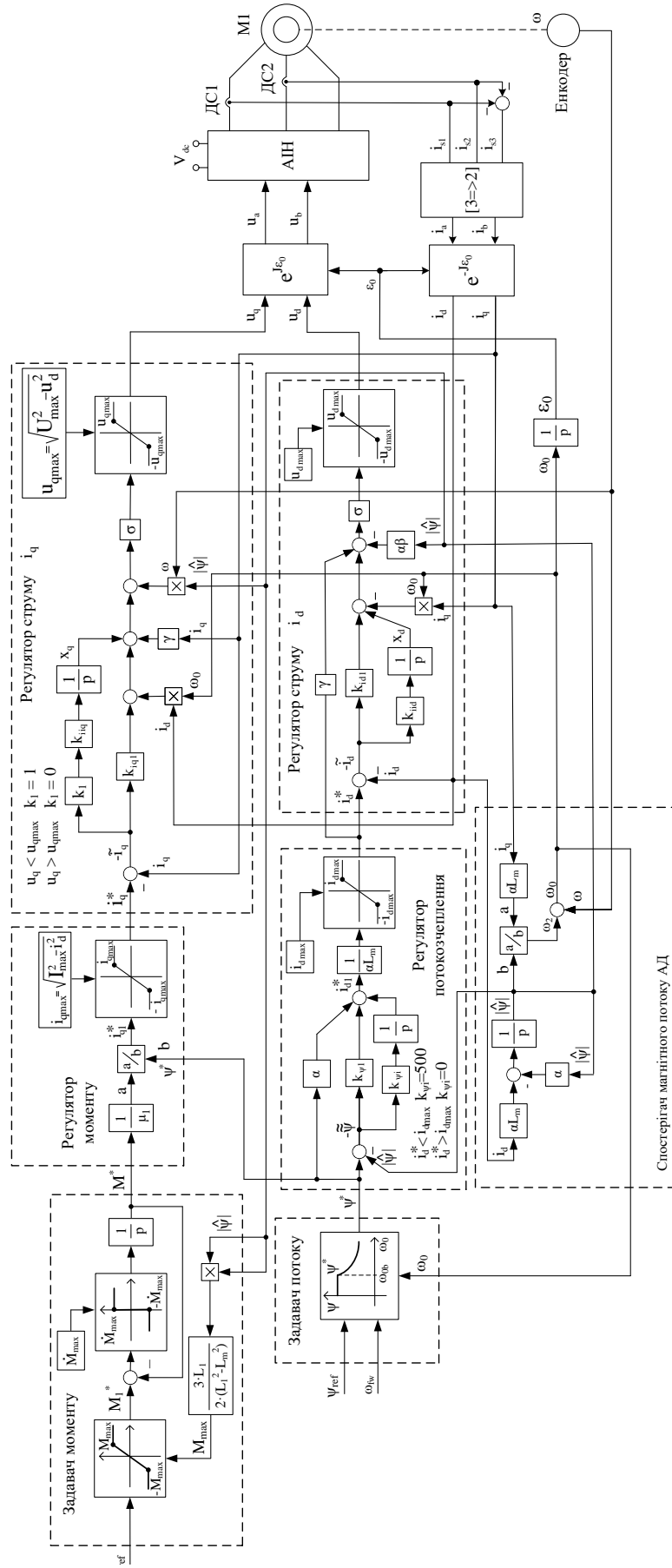


Рисунок 3.2 – Структурна схема системи прямого векторного керування моментом АД (система ОП-1).

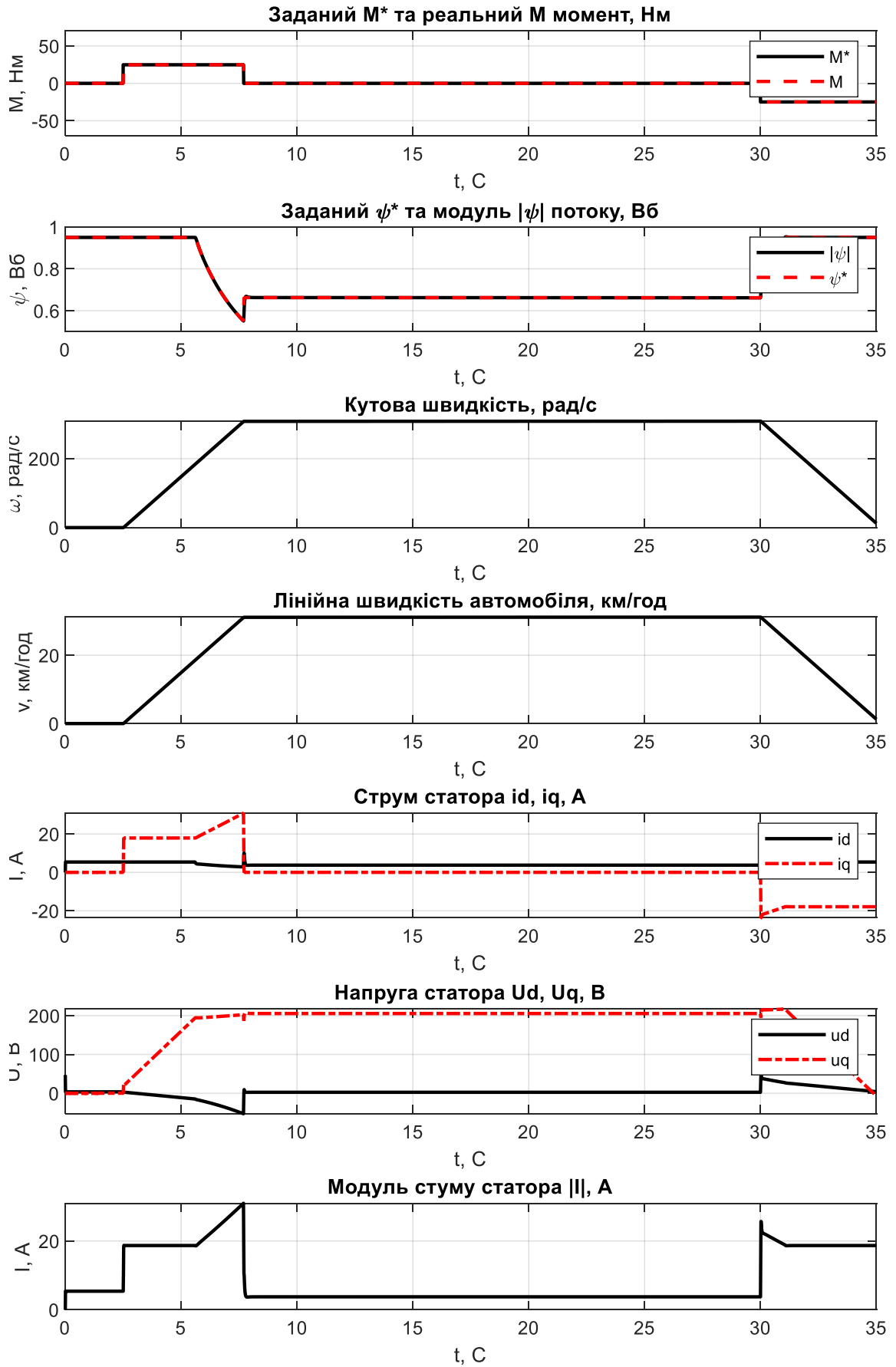


Рисунок 3.3 – Графіки перехідних процесів при $M^* = 25,8$ Нм, $\omega^* = 307,8$ рад/с.

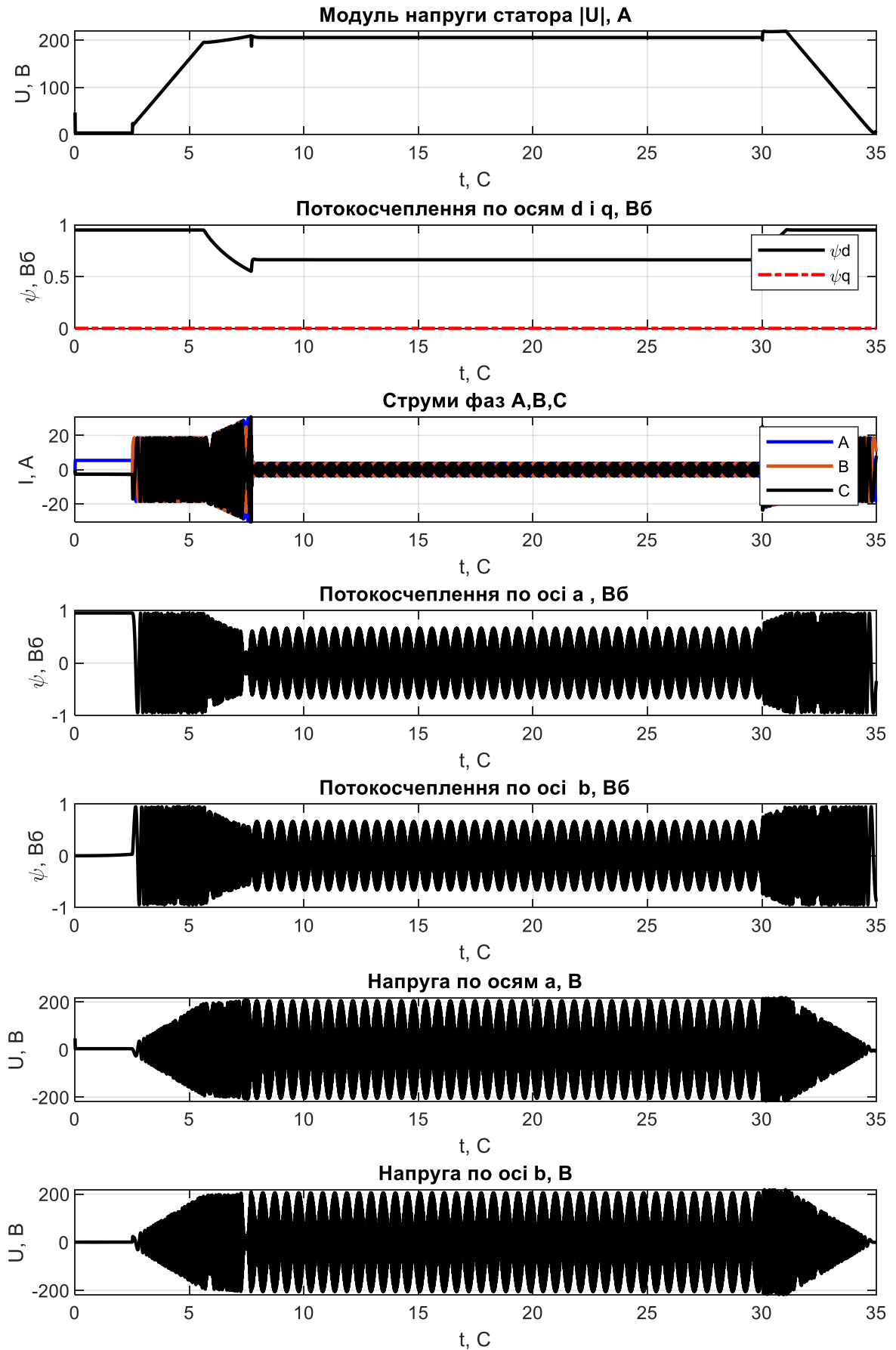


Рисунок 3.4 – Графіки перехідних процесів при $M^* = 25,8$ Нм, $\omega^* = 307,8$ рад/с.

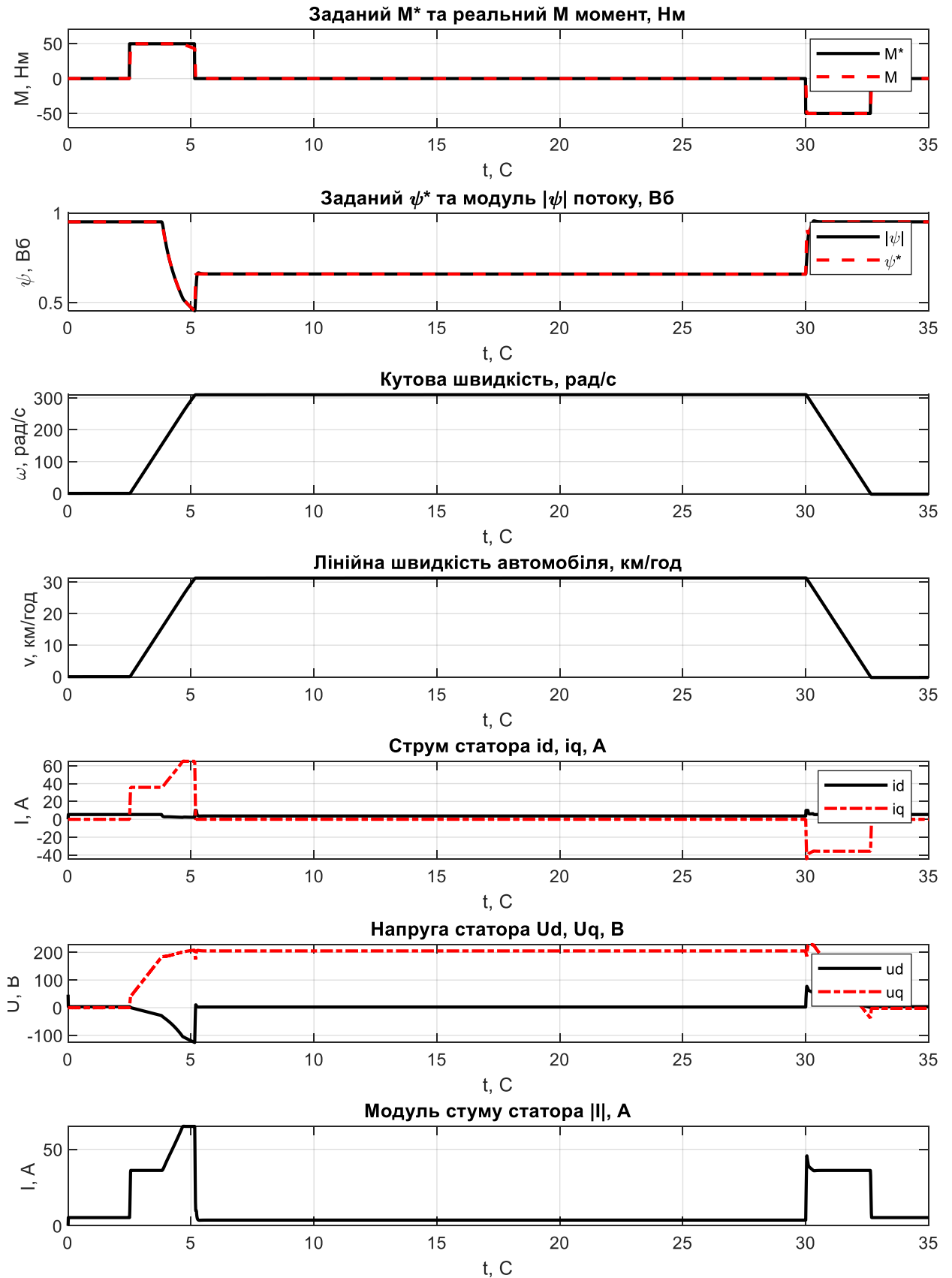


Рисунок 3.5 – Графіки перехідних процесів при $M^* = 51,6$ Нм, $\omega^* = 307,8$ рад/с.

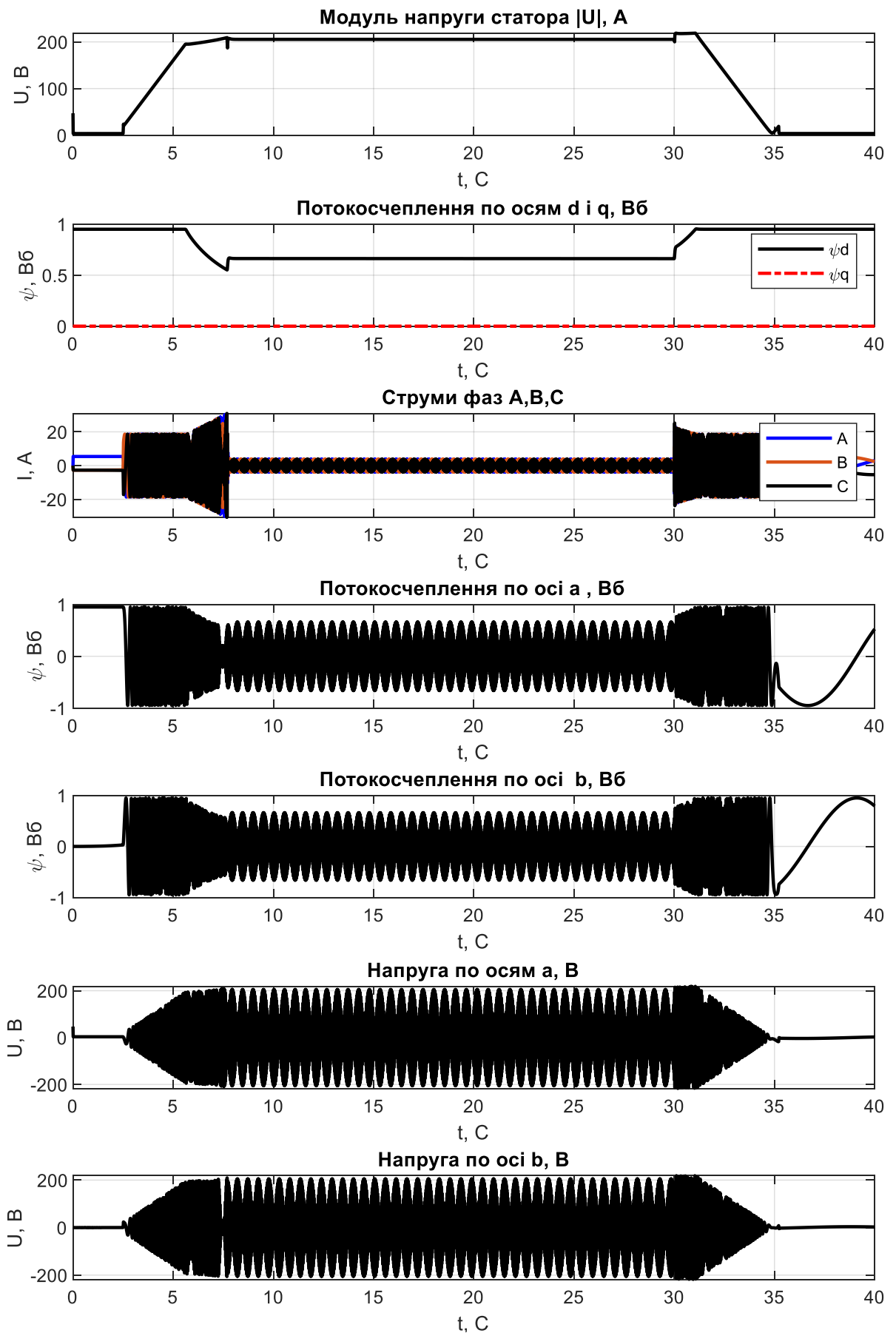


Рисунок 3.6 – Графіки перехідних процесів при $M^* = 51,6$ Нм, $\omega^* = 307,8$ рад/с.

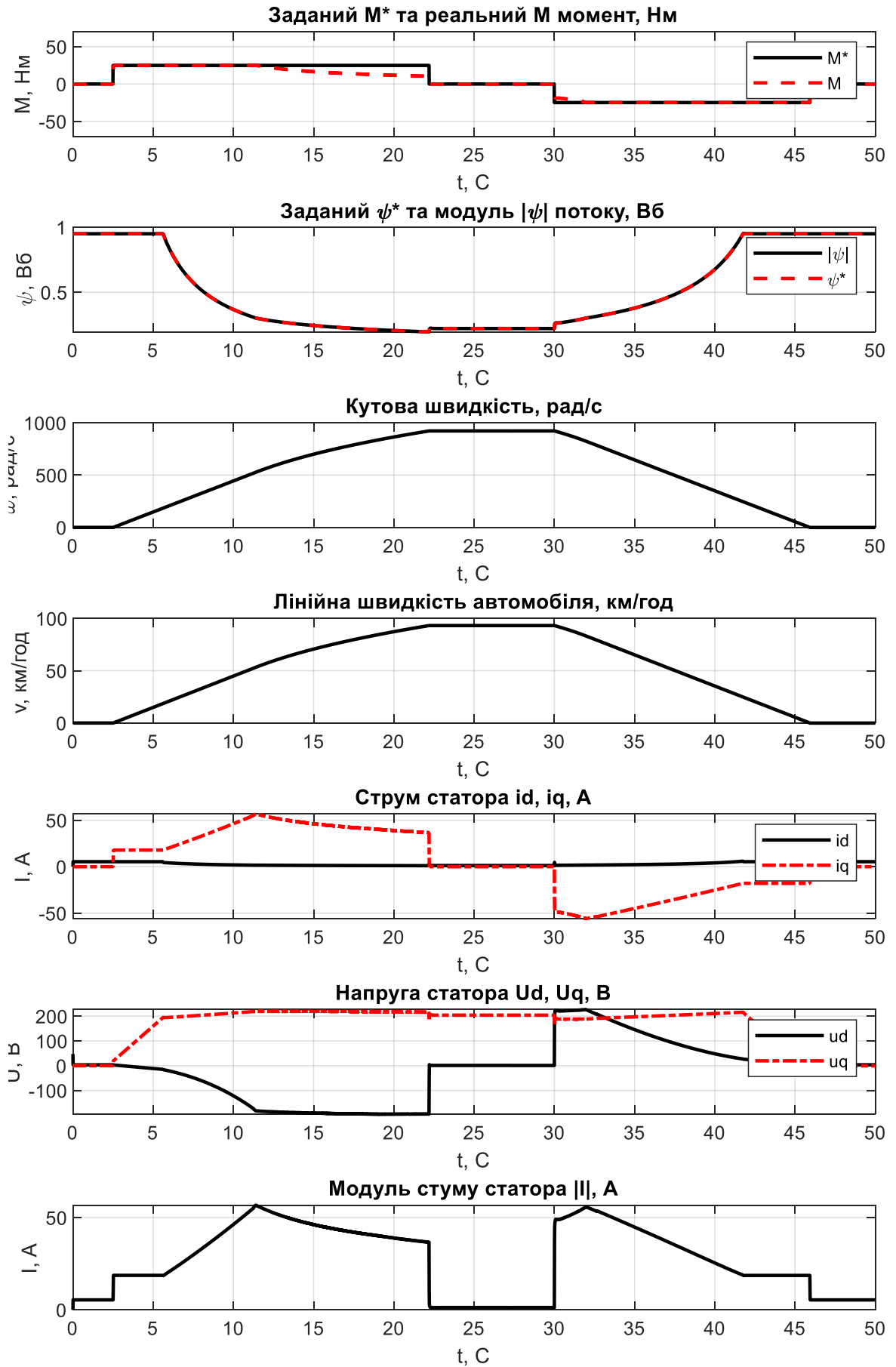


Рисунок 3.7 – Графіки перехідних процесів при $M^* = 25,8$ Нм,
 $\omega^* = 921$ рад/с.

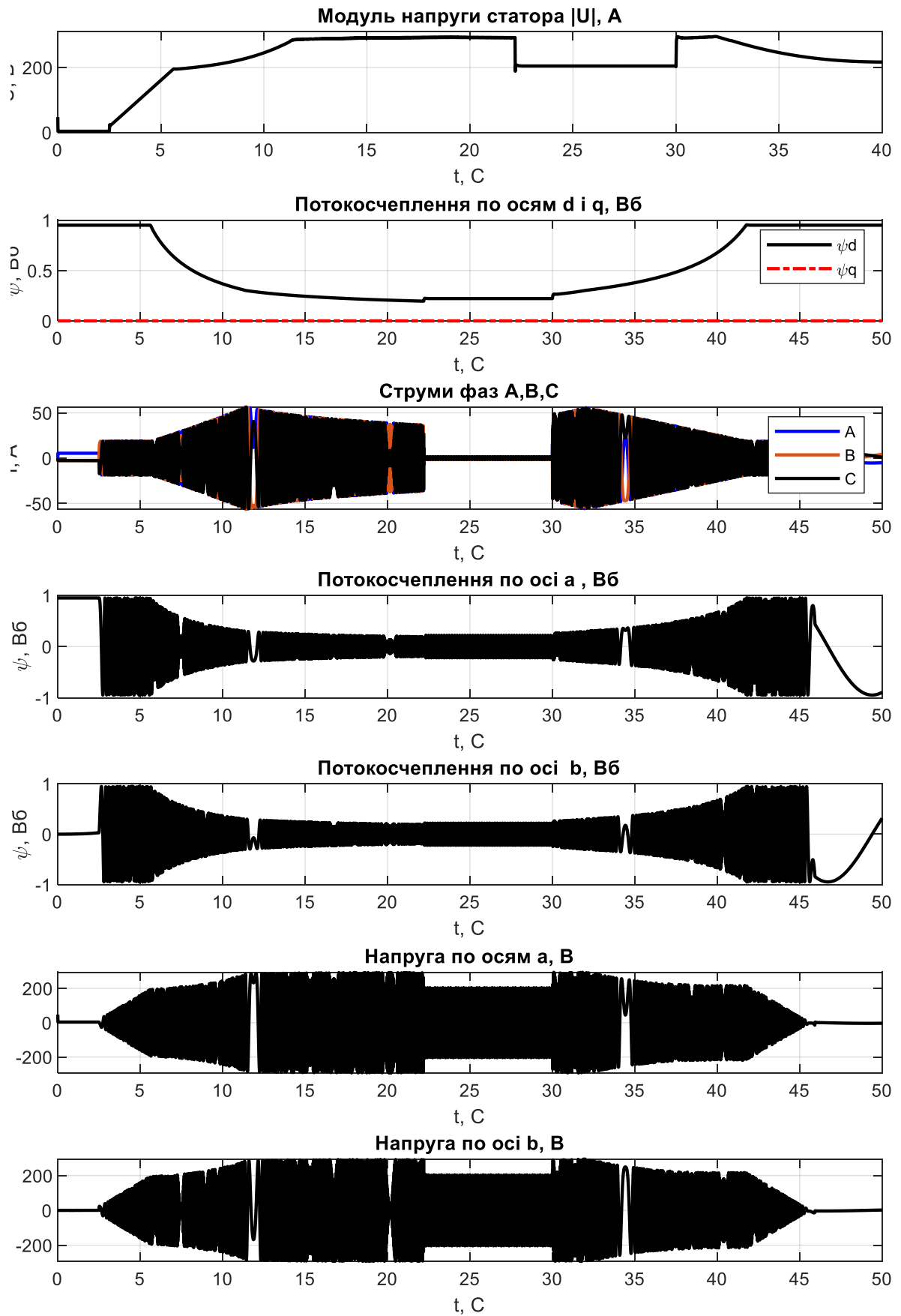


Рисунок 3.8 – Графіки перехідних процесів при $M^* = 25,8$ Нм,
 $\omega^* = 921$ рад/с.

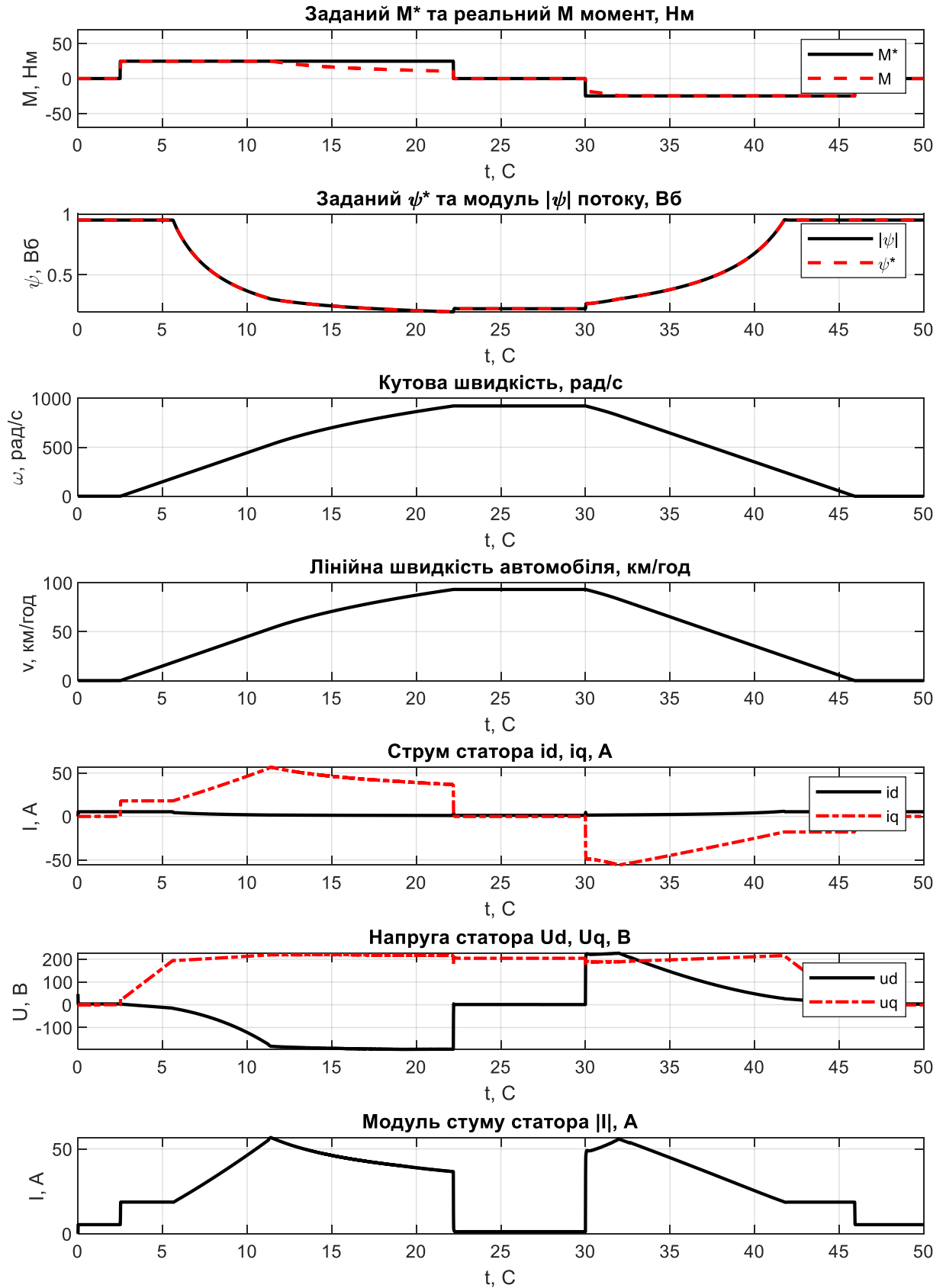


Рисунок 3.9 – Графіки перехідних процесів при $M^* = 51,6$ Нм,
 $\omega^* = 921$ рад/с.

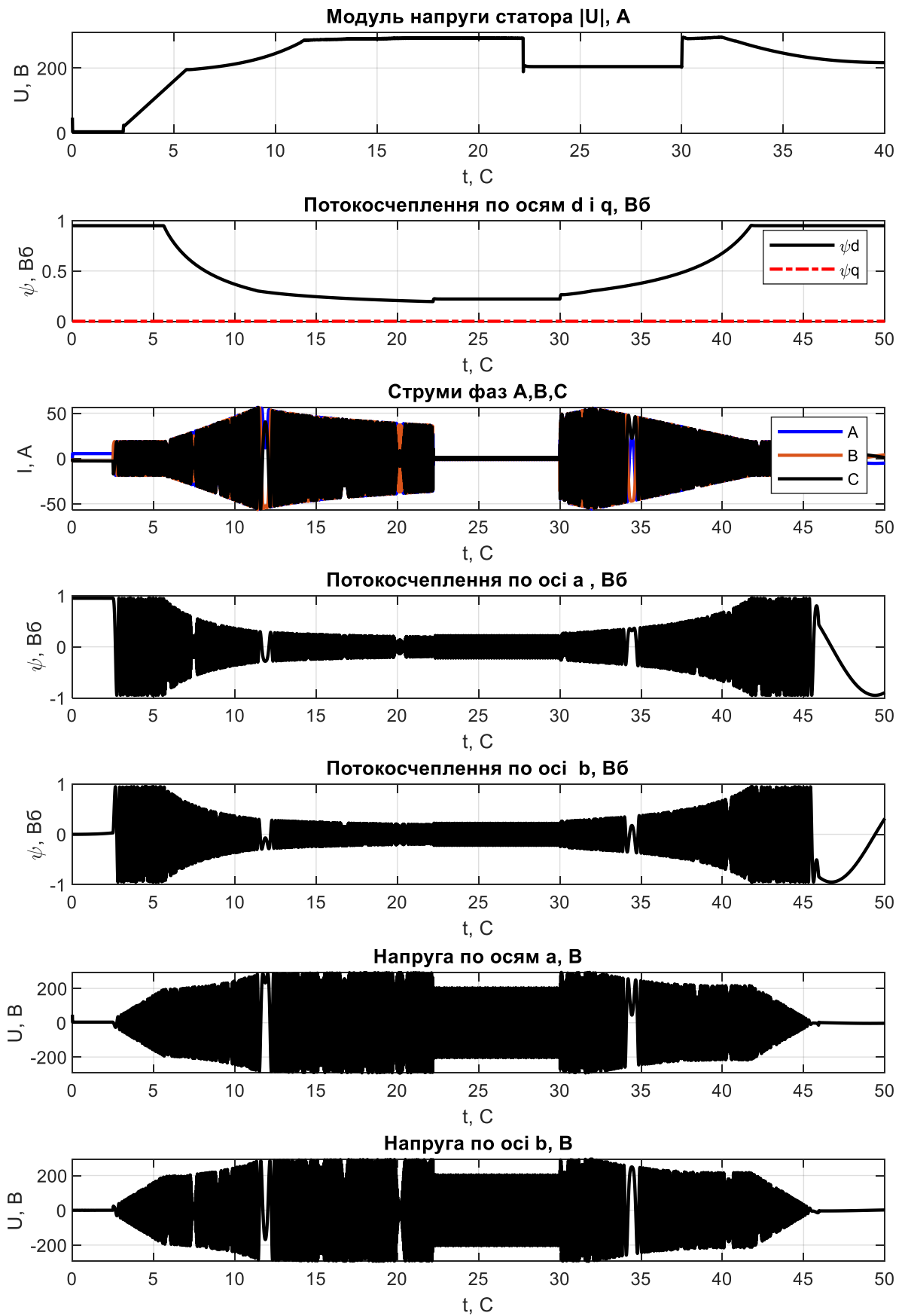


Рисунок 3.10 – Графіки перехідних процесів при $M^* = 51,6$ Нм,
 $\omega^* = 921$ рад/с.

Висновки до третього розділу

1. Синтезовано розімкнений спостерігач потокозчеплення з властивостями асимптотичної стійкості який забезпечує асимптотичне оцінювання вектору потокозчеплення ротора.

2. Запропоновано синтез алгоритмів стандартного прямого векторного керування моментом з регулятором потоку, який забезпечує системі керування АД наступні якості:

- глобальне асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту-потокозчеплення;
- асимптотичну розв'язку процесів керування моментом та потокозчепленням АД;

3. Представлено алгоритм прямого векторного керування моментом з регулятором ЕРС, який забезпечує системі керування АД глобальне асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту – ЕРС.

4. Представлено структурні схеми та рівняння обох алгоритмів з врахуванням коректно побудованих регуляторів та необхідних обмежень.

Проведено математичне моделювання досліджуваної системи для 2 значень динамічного моменту (M_n та $2M_n$) та для 2 значень заданої швидкості (ω_n та $2\omega_n$). Алгоритм забезпечує відповідну якість перехідних процесів, хоча динамічний момент відчутно падає в зоні над великих швидкостей.

Для рішення даної проблеми слід замінити штатний редуктор на редуктор з меншим передатним числом. Це дозволить спростити вимогу до системи ЕП та може значно здешевити систему.

4. ВИБІР ОБЛАДНАННЯ

4.1 Вибір кузова

Автономні ЕТЗ – найчастіше застосовують для накопичення енергії АКБ, а у якості головного рушія – електродвигун. Проте в усьому іншому електромобілі мало чим відрізняються від звичайних автомобілів.

Потенційний споживач має бути забезпечений усі додатковими системами та підсистемами, які наявні у ЕТЗ. Окрім того, при виборі кузова слід передбачити наявність штатних ніш, які дозволять встановлювати обладнання, не зменшуючи комфорт чи місце у салоні.

Зазвичай у ЕТЗ АКБ встановлюється під дном авто, а саме – під заднім диваном пасажирів та багажником. ПЧ встановлюється під капотом авто разом з головним двигуном. Зарядний пристрій та плати BMS також встановлюються під капотом. Обмежень для установки перетворювача постійної напруги немає, за умови відповідної захищеності цього пристрою.

У якості кузова електромобіля буде застосований машинокомплект LSEV виробника Yang Zhou Wu Huan Long Electric Vehicle Co [34] з наступними параметрами:

Таблиця 4.1 – Характеристики перетворювача

| | |
|-------------------------------------|---|
| Виробник | <u>Yang Zhou Wu Huan Long Electric Vehicle Co</u> |
| Модель | LSEV |
| Вага, кг | 500 |
| Кліренс, мм | 180 |
| Габаритні розміри, мм | 3570 x 1600 x 1470 |
| Колісна база, мм | 2360 |
| Напруга живлення бортової мережі, В | 12 |

Кузов LSEV комплектується штатною панеллю приладів, які мають наступні контрольні лампи та прилади:

- контрольна лампа ременю безпеки;
- контрольна лампа ближнього світла;
- контрольна лампа дальнього світла;
- контрольна лампа переднього протитуманного ліхтаря;
- контрольна лампа заднього протитуманного ліхтаря;
- контрольна лампа ручного гальма;
- контрольна лампа режиму паркінга;
- контрольна лампа габаритів;
- контрольна лампа відкритих дверей;
- контрольна лампа перегріву двигуна;
- контрольна лампа зарядки;
- контрольна лампа сервісного обслуговування ;
- контрольна мережі 12В;
- контрольна лампа ESP;
- одометр;
- амперметр;
- вольтметр;
- спідометр;
- індикатор положення куліси;
- індикатор обертів двигуна;
- індикатор напруги батареї.

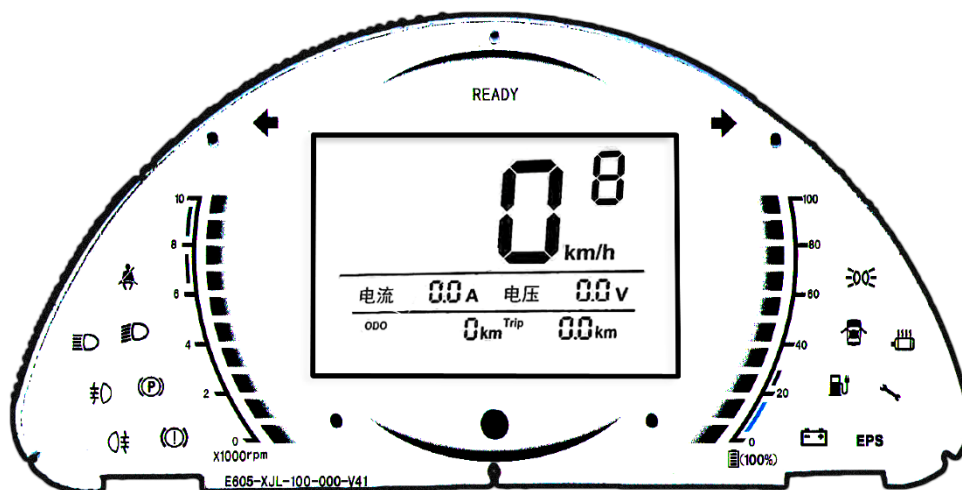


Рисунок 4.1 – Панель приладів E605-KJL-100-000-V41.

Даний кузов має також наступні допоміжні пристрої:

- фари;
- електричний склопідйомник ;
- задні вогні;
- повторювачі повороту;
- парктроніки;
- динаміки;
- пічка;
- педаль акселератора;
- куліса напрямку руху.

Фотографії машинокомплекту LSEV зображені на рис.4.2-рис.4.10



Рисунок 4.2. – Зовнішній вид кузова LSEV спереду.



Рисунок 4.3. – Зовнішній вигляд кузова LSEV збоку.



Рисунок 4.4 – Інтер'єр салону кузова LSEV.



Рисунок 4.5 – Штатна ніша під акумуляторні батареї кузова LSEV.



Рисунок 4.6 – Зовнішній вигляд багажника та місця під задній диван кузова LSEV.

На рис 4.7 можна побачити штатне місце для перетворювача частоти та тягового двигуна.

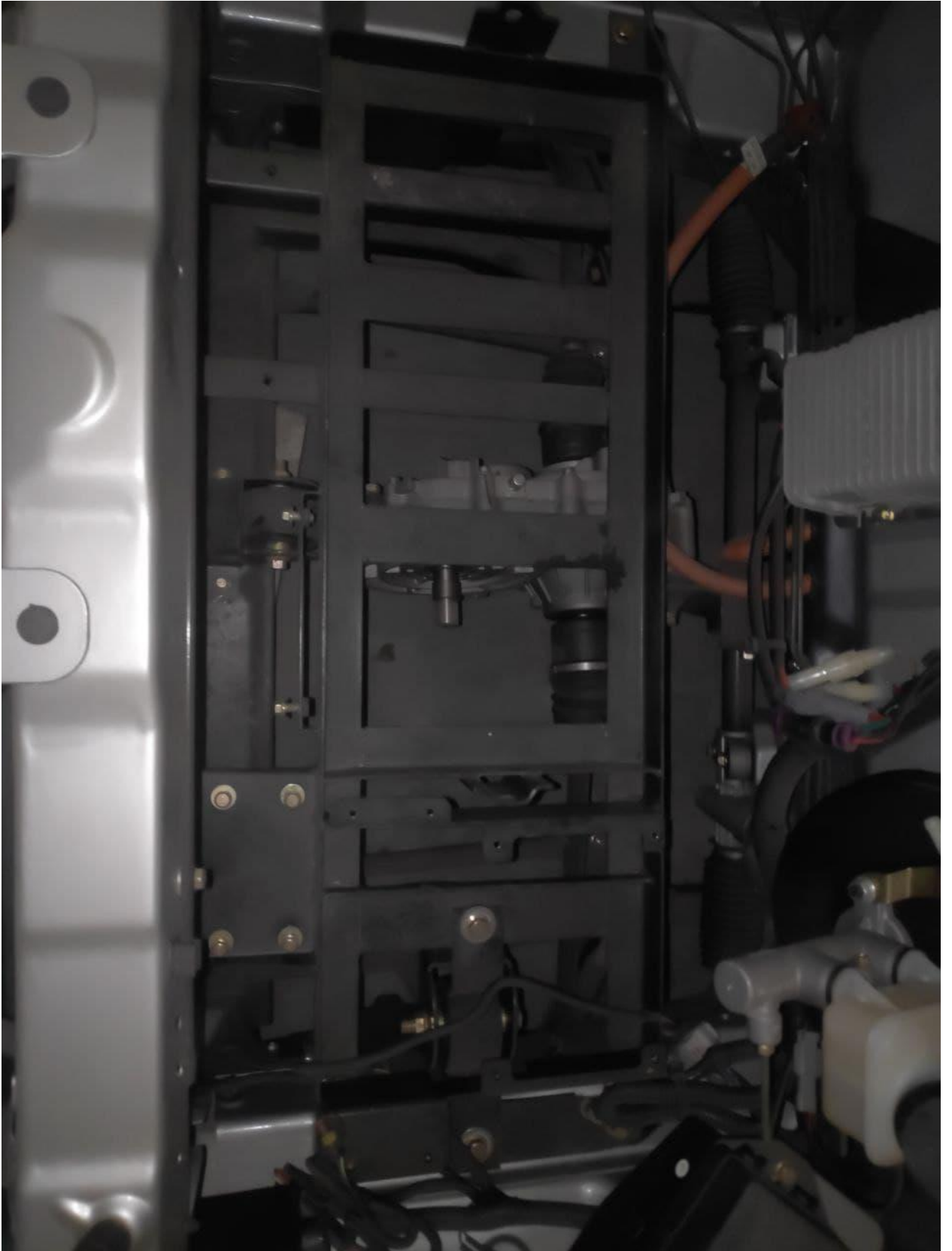


Рисунок 4.7 – Підкапотний простір кузова LSEV.



Рисунок 4.8 – Штатний редуктор з диференціалом та полуосями кузова LSEV.

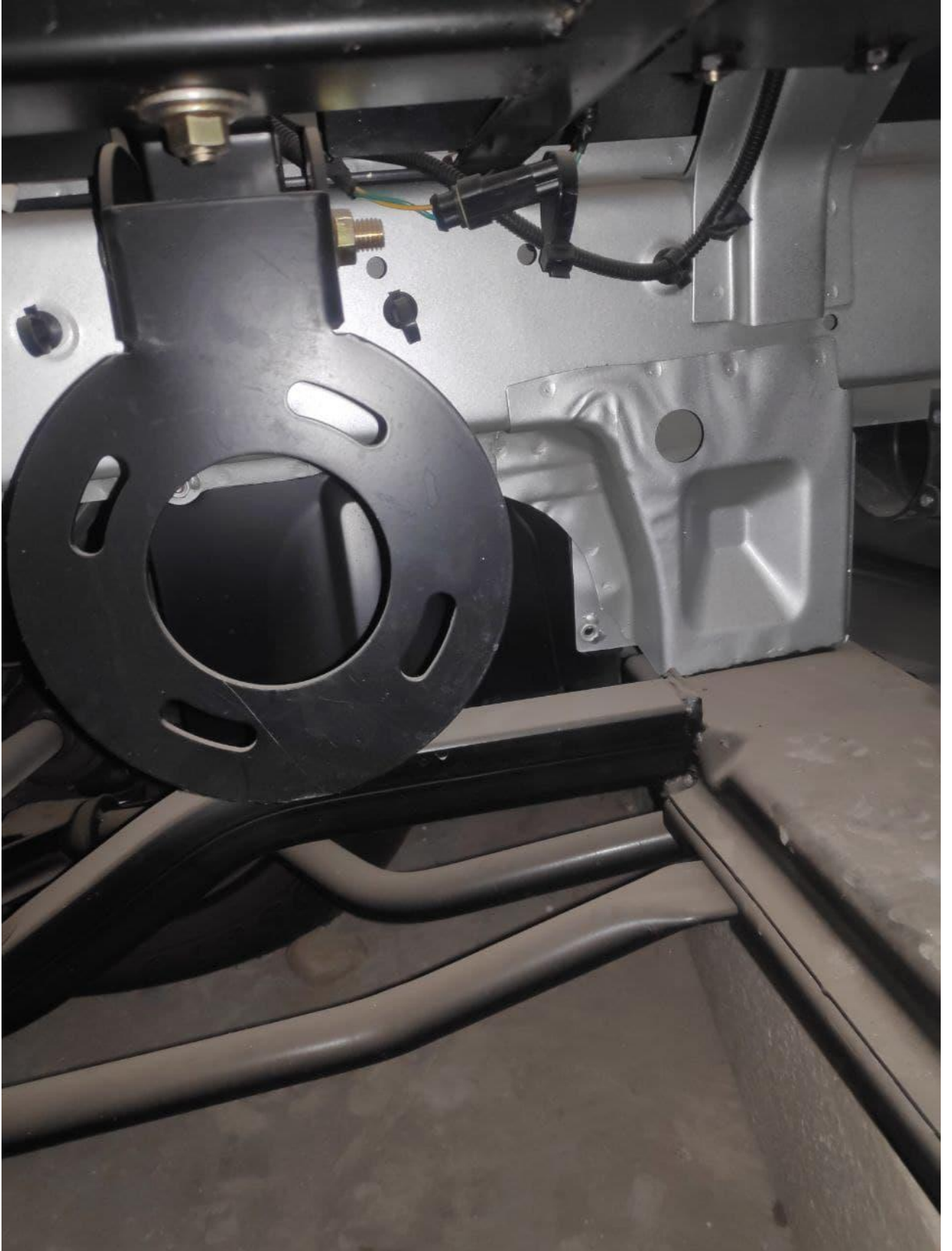


Рисунок 4.9 – Штангний тримач двигуна кузову LSEV.

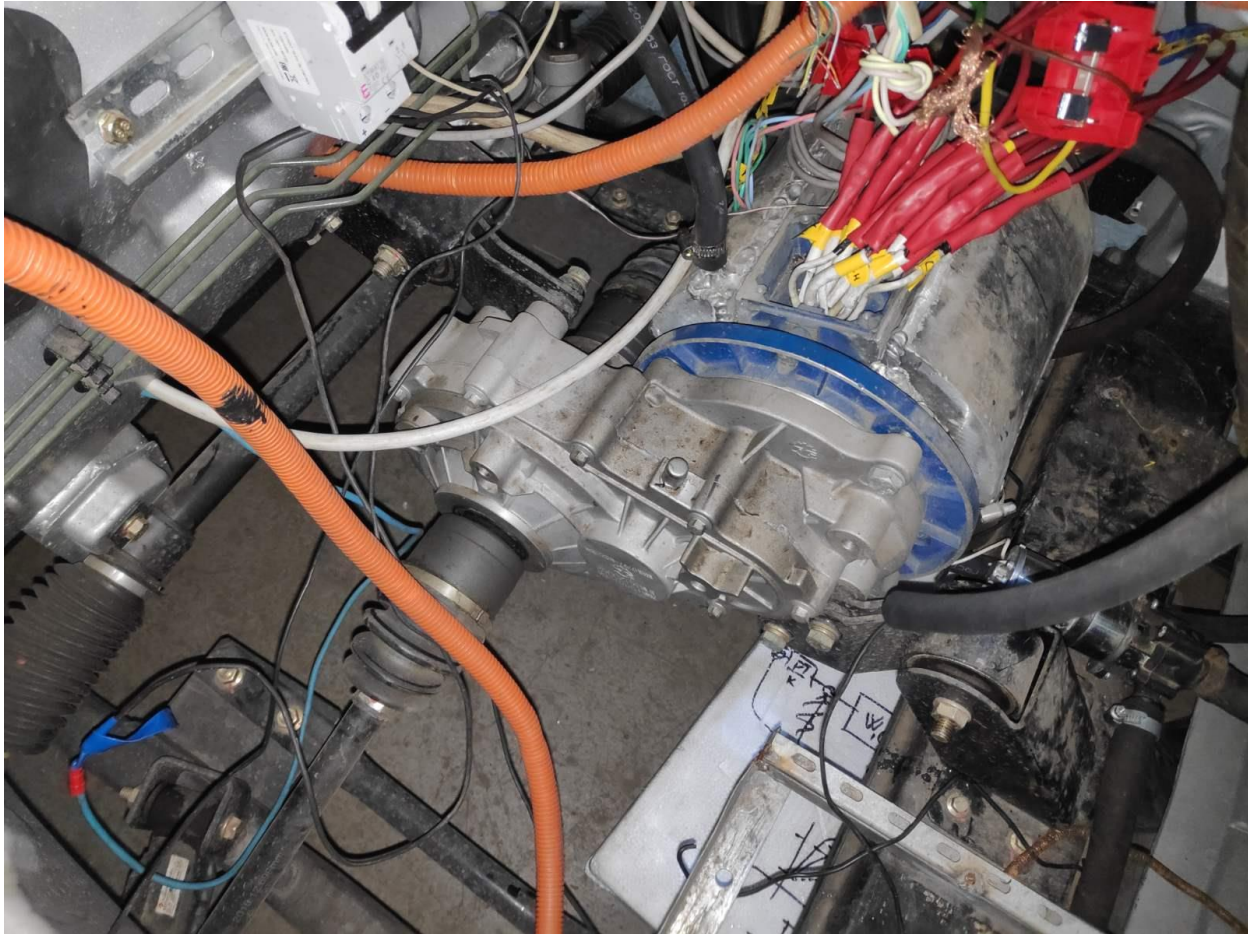


Рисунок 4.10 – Встановлений двигун 4A112M2УЗ на кузові LSEV.

Окремо слід зазначити, що двигун перед встановленням має бути відповідно підготовленим. У першу чергу слід відбалансувати ротор для зниження рівня биття маси ротора. Це дозволить зменшити вібрацію та збільшити термін служби двигуна, насамперед підшипників.

Також слід підготувати втулку для заднього валу, на яку буде встановлений інкрементальний енкодер. Втулка має максимально мале радіальне биття, оскільки це биття буде значно скорочувати термін служби енкодеру.

Ця підготовка зображена на рис.4.11-рис.4.12.:



Рисунок 4.11 – Балансування ротора.



Рисунок 4.12 – Виготовлення втулки .

4.2 Вибір частотного перетворювача

Вибір обладнання відбувається згідно параметрів електричної машини, які приведені у табл. 2.2.

Вибір перетворювача частоти проводиться по наступним параметрам:

- номінальна потужність;
- номінальний струм;
- необхідний закон керування;
- сумісність з додатковим обладнанням;
- габарити;
- тип охолодження.

З каталогу [35] вибираємо перетворювач частоти фірми Jaro1 серії JAC580, який використовує векторне керування в якості базової технології керування двигуном.

Загальні характеристики серії перетворювачів частоти JAC580:

- підтримка великої кількості машин різної потужності;
- підтримка векторного керування для 3-фазних асинхронних двигунів і 3-фазних синхронних двигунів з постійними магнітами;
- підтримка бездатчикового векторного керування моментом для 3-фазних асинхронних двигунів і 3-фазних синхронних двигунів з постійними магнітами;
- підтримка скалярного керування за законом u/f ;
- підтримка протоколу зв'язку modbus;
- можливість встановлення тормозного резистора.
- плата керування має наступні порти входу-виходу:
 - аналоговий вхід 10 В;
 - 3 цифрових входи 9-30 В;
 - аналоговий вихід;
 - цифровий вихід;
 - релейний вихід.

Характеристики перетворювача JAC580 -90G-4-5060A [35] наведені в табл. 4.1.

Таблиця 4.1 – Характеристики перетворювача

| | |
|--|--|
| Виробник | Jarol |
| Модель | JAC580-90G-4-5060A |
| Потужність, кВт | 90 |
| Номінальний вихідний струм, А | 180 |
| Метод керування двигуном | Векторне з давачем швидкості, без-давачеве векторне керування момен-том, скалярне керування швидкістю. |
| Максимальна вихідна частота, Гц | 300 |
| Перевантажувальна здатність по струму | 150% 60с |
| Вбудовані гальмівні кола | Немає |
| Аналогові входи/виходи | 2/1 |
| Тип аналогових входів | 0 ... 10В і 4 ... 20мА |
| Тип аналогових виходів | 0 ... 10В |
| Дискретні входи/виходи | 7/1 |
| Дискретні виходи транзисторні | 1 |
| Дискретні виходи релейні | 1 |
| PID-регулятор | Є |
| Лічильник загальної кількості аварій і значень останніх аварій | Є |

Продовження таблиці 4.1.

| | |
|---|---|
| Лічильник годин живлення і роботи з двигуном | Є |
| Вбудований програмований контролер | Є |
| Мінімальна робоча температура навколишнього середовища | -10 °С |
| Максимальна робоча температура навколишнього середовища | +40 °С |
| Рівень захисту | IP 20 |
| Інші функції | Захист від короткого замикання, захист від перенапруги, захист від пошкодження силового модуля, захист від перевантаження по максимальному струму, захист від підвищення і пониження напруги, обмеження по струму, самодіагностика, захист від перегріву, захист від перевантажень, захист від замикання на землю (перед стартом), обмеження перенапруги. |
| Габарити, мм | 350x550x205 |
| Маса (кг) | 6,5 |
| Вхідна напруга | 400 В постійної напруги |
| Вихідна напруга (напруга на електродвигуні) | 3 фази 0 ... 280 В |



Рисунок 4.13 – Зовнішній вигляд частотного перетворювача JAC580-90G-4-5060A.

4.3 Вибір АКБ

У пункті 2.8 був вибраний акумуляторний елемент типу MS1690175-20AH з характеристиками[19] які наведені в табл. 4.2.

Таблиця 4.2 – Характеристики акумуляторний елемент типу MS1690175-20AH

| н/н | Параметр | Значення |
|-----|--|--------------|
| 1 | Номінальна ємність, А·год | 20 |
| 2 | Мінімально-допустима ємність, А·год | 19.5 |
| 3 | Номінальний розряд, С | 0.2 |
| 4 | Номінальна напруга, В | 3.7 |
| 5 | Максимально-допустима напруга, В | 4.2 |
| 6 | Мінімально-допустима напруга, В | 2.75 |
| 7 | Максимально-допустима напруга зарядки, В | 4.2 ± 0.05 % |
| 8 | Максимальний струм зарядки, С | 1 |
| 9 | Номінальний струм розряду, С | 1 |
| 10 | Максимально-допустимий струм розряду, С | 3 |
| 11 | Максимальний піковий струм розряду, С | 5 |
| 12 | Кількість циклів заряду-розряду | 1000 |
| 13 | Вага, г | 530 |
| 14 | Кількість | 192 |

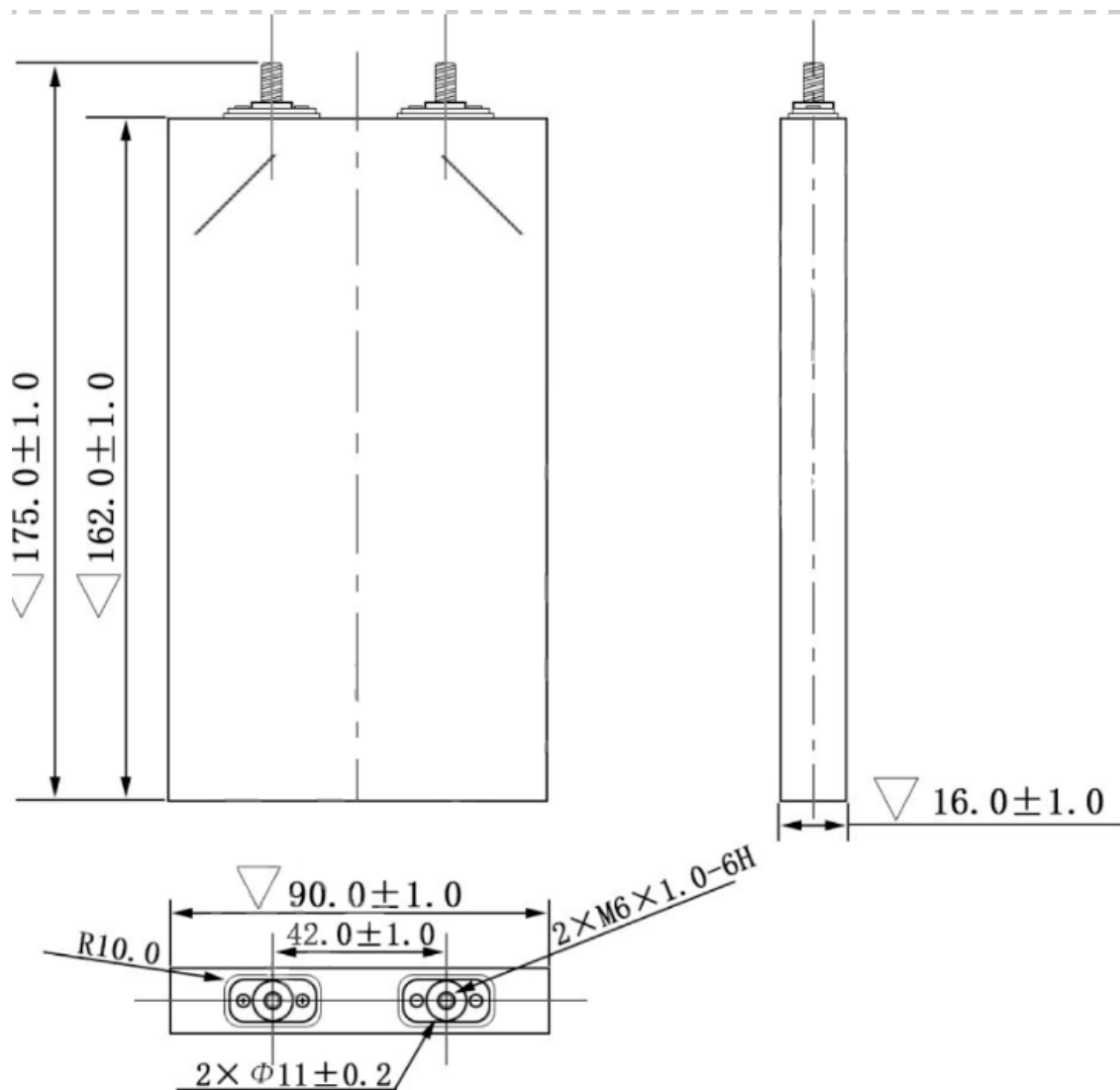


Рисунок 4.14. – Габаритні розміри батареї MS1690175-20AH.

4.4 Вибір зарядного пристрою

Зарядний пристрій обрається за наступними критеріями[5]:

- напруга;
- потужність;
- номінальний струм заряду.

Обираємо зарядний пристрій PA6K6W360FB20 PTRS [36] з параметрами, які визначені у табл. 4.3:

Таблиця 4.3 – Характеристики бортового зарядного пристрою PA6K6W360FB20

| | |
|--|--|
| Напруга живлення пристрою, В | 220 |
| Тип напруги живлення пристрою | Змінна |
| Максимальний вхідний струм, А | 32 |
| Номінальна напруга батареї, В | 420 |
| Максимальна вихідна напруга, В | 540 |
| Максимальний струм заряду, А | 20 А |
| Захист | IP54 |
| Діапазон робочих температур, °С | -30 – +55 |
| Наявні захисти у зарядному пристрої | <ul style="list-style-type: none"> • захист від короткого замикання; • захист від перебільшення напруги; • захист від перевищення струму зарядки; • захист від обриву живлення; • від роботи без навантаження; • захист від перевищення вхідної напруги; • захист від недостатнього рівня напруги; • захист від перебільшення температури батареї. |
| Протокол комунікації з системою керування батареєю | CAN |
| Додаткові пристрої | Пристрій для живлення бортової мережі 12 В |

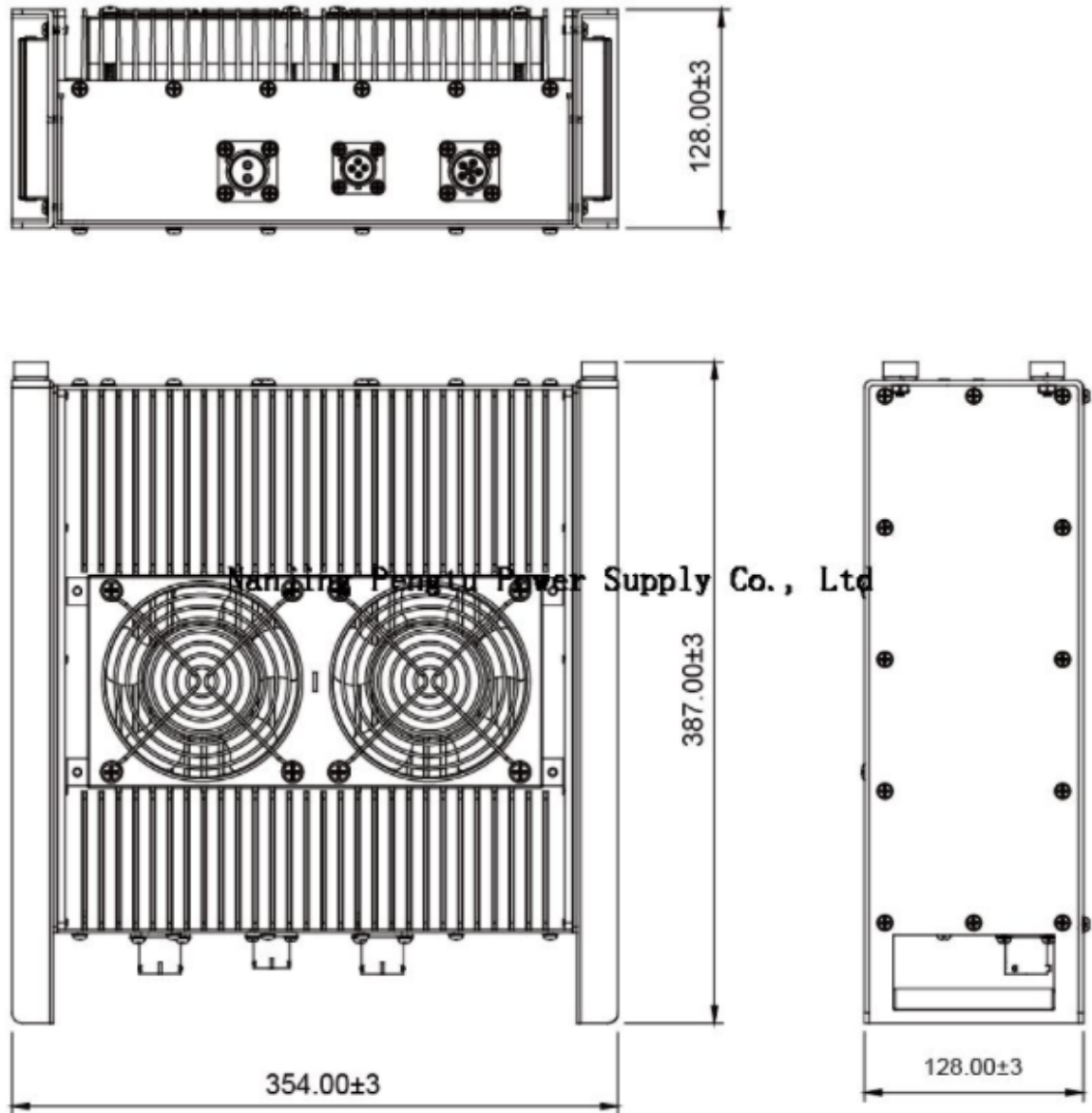


Рисунок 4.15. – Габаритні розміри зарядного пристрою
РА6К6W360FB20.

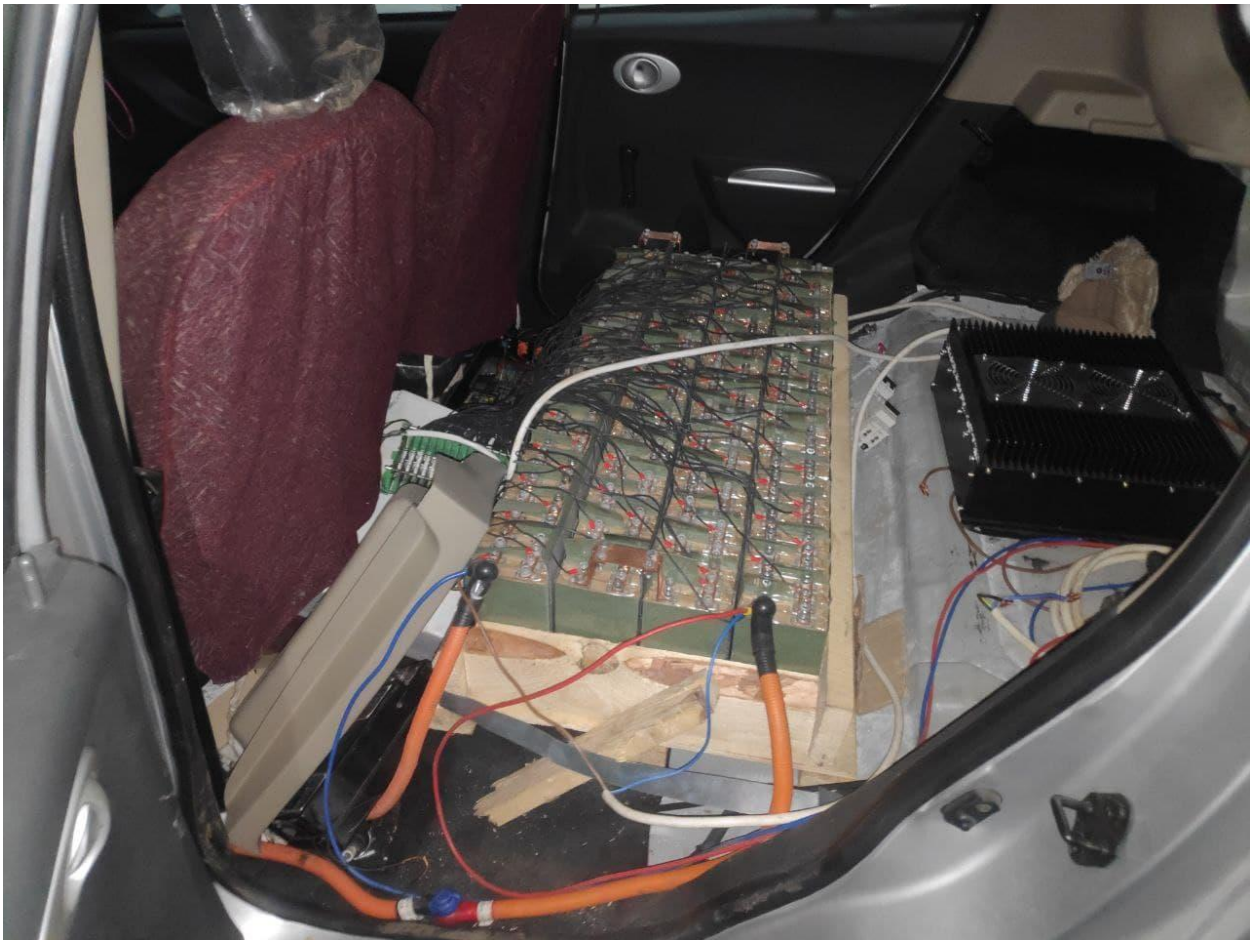


Рисунок 4.15. – Зовнішній вигляд змонтованої АКБ та зарядного пристрою.

Слід зазначити, що на даному етапі проєкту АКБ та зарядний пристрій не змонтовані на штатні місця, оскільки силова частина постійно доповнюється периферійними пристроями. При такому розміщенні монтаж та демонтаж периферійних пристроїв є найбільш швидким та простим.

4.5. Вибір системи керування батареєю

Система керування батареєю обирається за наступними критеріями [10]:

- кількість комірок;
- напруги комірки;
- струм балансування комірки;
- виконання;
- протокол комунікації.

Обираємо систему керування батареєю АВМ-BMS-0118 [37] з характеристиками, які вказані у табл.4.4.

Таблиця 4.4 – Характеристики бортової системи керування батареєю АВМ-BMS-0118.

| | |
|--|-----------------------------|
| Діапазон робочих напруг комірки АКБ, В | 2 – 4.3 |
| Максимальний струм балансування, А | 0.25 |
| Діапазон робочих температур °С | -40 і – +90 |
| Типи АКБ, які підтримуються | Li-ion, LiPO, LiFePO4, LiTI |
| Максимальна кількість комірок, яку підтримує система керування, шт | 250 |

Master плата АВМ-BMS-0118-1 керування містить:

- аналогових входи 12 В.;
- логічний виходи 12 В.;
- BMS-шина для опросу додаткових модулів;
- RS485-шина для підключення допоміжних пристроїв;
- UART-шина. Рівень сигналу – 3.3 В.;
- CAN-шина для зв'язку з зарядним пристроєм. Гальванічно-розв'язана від живлення плати.

Slave плата АВМ-BMS-0118-2 керування містить:

- 7 клем балансування;
- Клеми зв'язку CAN;
- Клеми балансуєчого терморезистора;

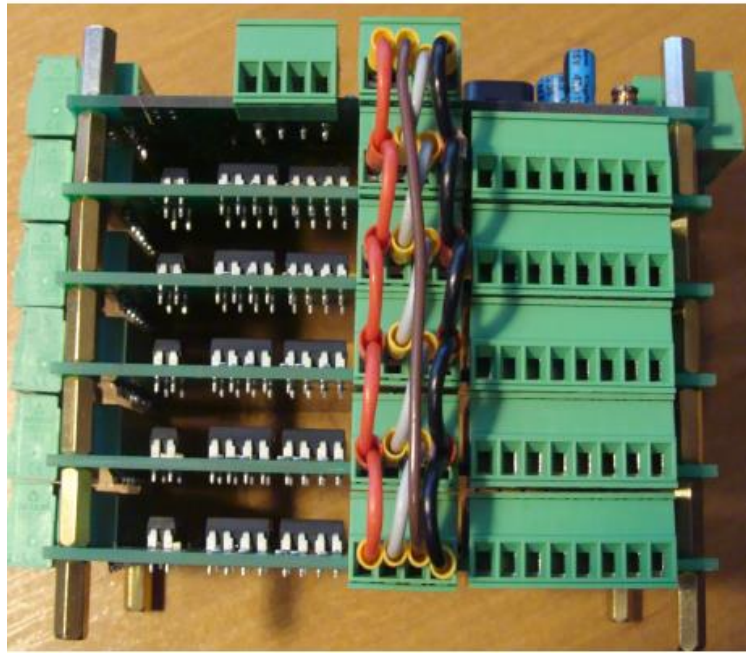


Рисунок 4.16. – Зовнішній вигляд змонтованих між собою плат системи керування АКБ.

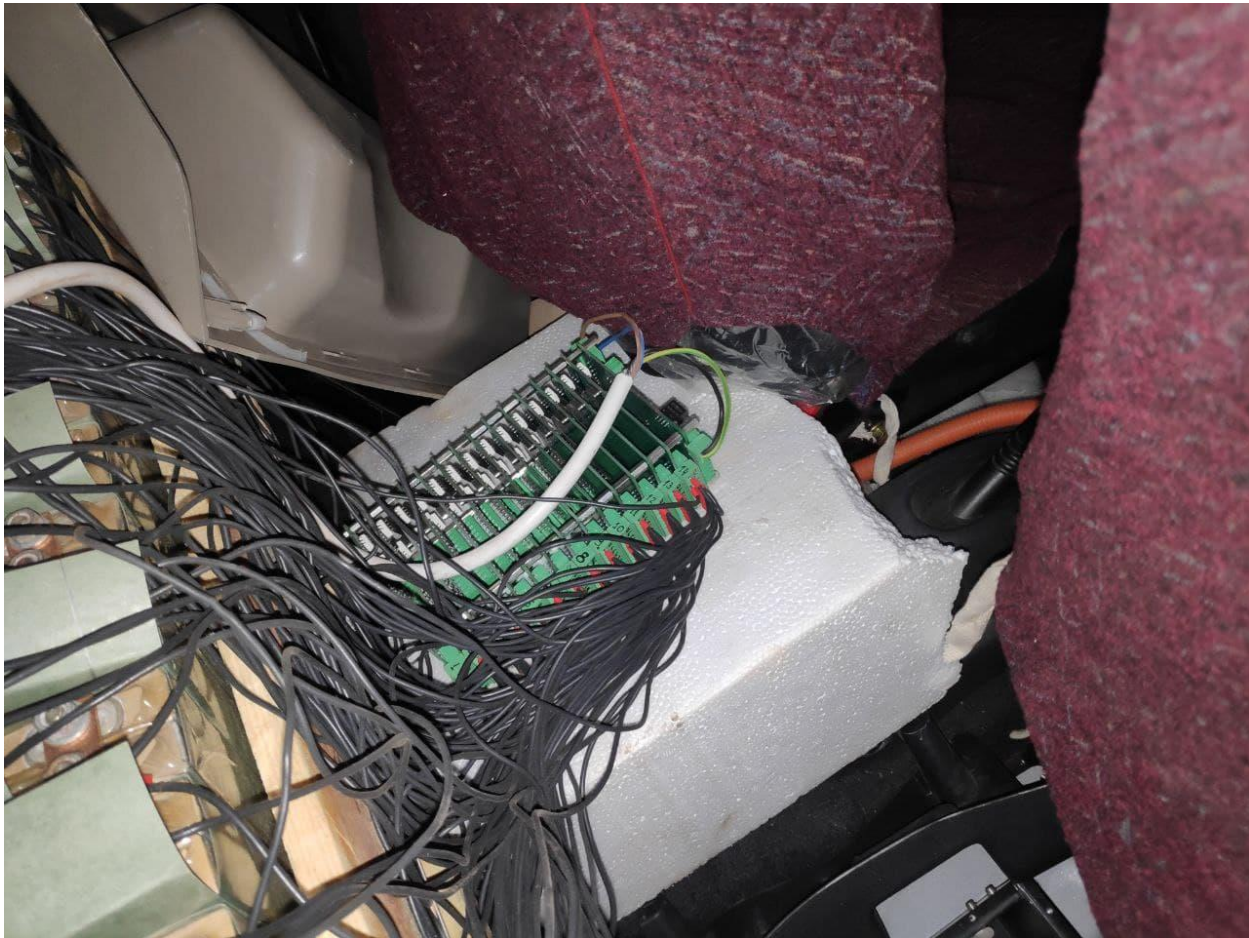


Рисунок 4.16. – Зовнішній вигляд змонтованих плат системи керування АКБ.

4.6 Вибір перетворювача постійного струму

За параметрами, вказаними у табл. 4.1. обираємо з каталогу [38] перетворювач постійного струму PD1K0E14ZM70 з параметрами, вказаними у табл 4.5.

Таблиця 4.5 – параметри перетворювача постійного струму

| | |
|-----------------------------|---|
| Вхідна напруга, В | 250-450 |
| Вихідна напруга, В | 14 |
| ККД, % | 94 |
| Рівень захисту | IP64 |
| Повна вага, КГ | 7,3 |
| Діапазон робочих температур | -30 – +70 |
| Типи захисту | <ul style="list-style-type: none"> • захист від кз; • захист від перенапруги на вході; • захист від перенапруги на виході; • струмовий захист від перевантаження; • захист від недостатнього рівня напруги; • температурний захист. |

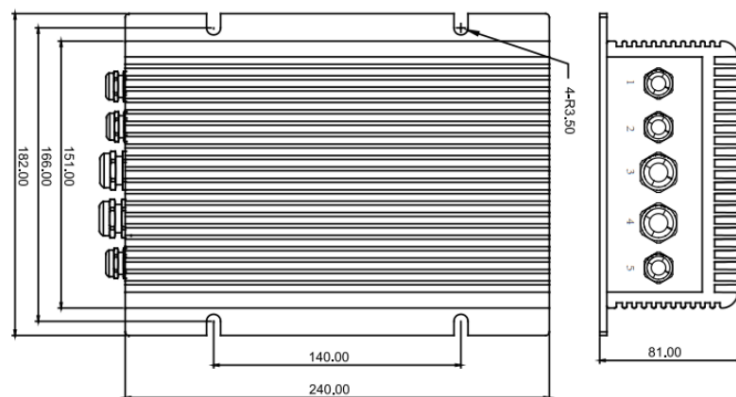


Рисунок 4.17 Габаритні розміри перетворювача постійного струму

PD1K0E14ZM70.

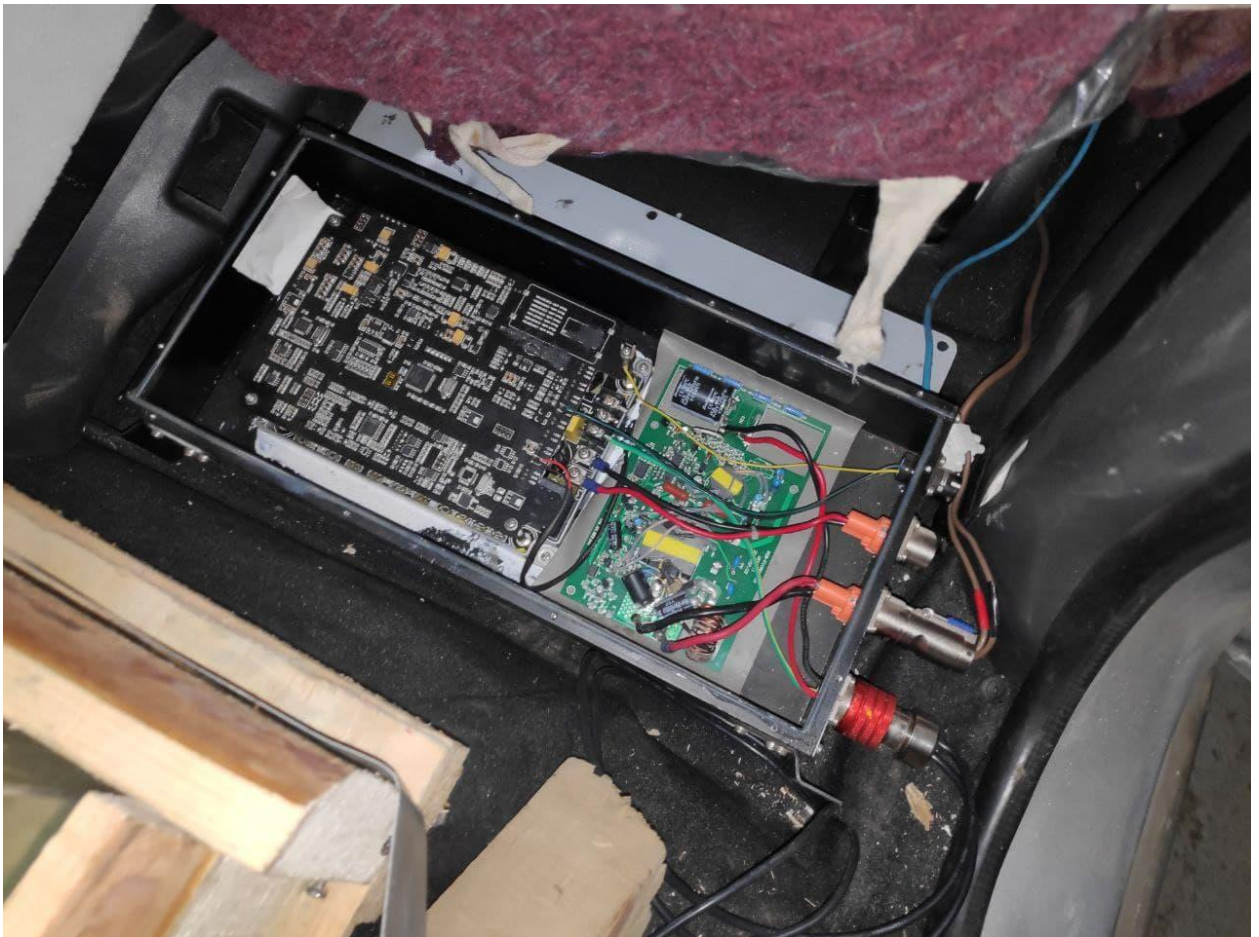


Рисунок 4.17 Зовнішній вигляд перетворювача постійного струму PD1K0E14ZM70.

4.7 Вибір проміжних реле

У якості реле напруги буде застосоване реле типу E.Next e.control.v02 [39] з наступними характеристиками:

Таблиця 4.6. – характеристики реле E.Next e.control.v02

| | |
|----------------------------|------|
| Номінальна напруга, В | 230 |
| Номінальний струм, А | 1.5 |
| Кількість контактів, тип | 1 NO |
| Нижня межа відключення, В | 165 |
| Верхня межа відключення, В | 265 |

Проміжне реле, що буде комутувати батарею з ПЧ, зарядний за батареєю та зарядний пристрій з мережею. Обираємо за струмом зарядки – 32 А. Для

сумісності з системою керування батареєю котушка реле має мати напругу 12 В.

Обрано реле типу G6QE [40] з характеристиками, вказаними у табл. 4.7.

Таблиця 4.7. – характеристики реле G6QE

| | |
|--------------------------|---------|
| Номінальна напруга, В | 12 |
| Номінальний струм, А | 32 |
| Кількість контактів, тип | 1 NO/NC |

4.8 Вибір давача швидкості

Давач швидкості обирається за максимальною циклічною частотою обертання двигуна. Ця частота складає 9000 об/хв. Проте на таких високих швидкостях обертання значний вплив має биття мас. Воно спричиняє вібрації які впливають на роботу давачів швидкості на основі енкодера.

Додатковою проблемою є те, що звичайні оптичні інкрементальні енкодери розраховані на роботу з циклічною швидкістю обертання 3000 об/хв.

Для вирішення цієї проблеми обираємо резольвер [40] з наступними характеристиками:

Таблиця 4.8. – характеристики резольвера Er5kd

| | |
|---|---------|
| Номінальна напруга живлення, В | 7 |
| Номінальна напруга сигналу, В | 3.5 |
| Коефіцієнт трансформації | 0,5 |
| Номінальна частота напруги живлення, КГц | 10 |
| Номінальний струм, мА | 50 |
| Ступінь захисту | IP00 |
| Максимальна циклічна частота обертання, Об/хв | 20 000 |
| Кількість контактів, тип | 1 NO/NC |

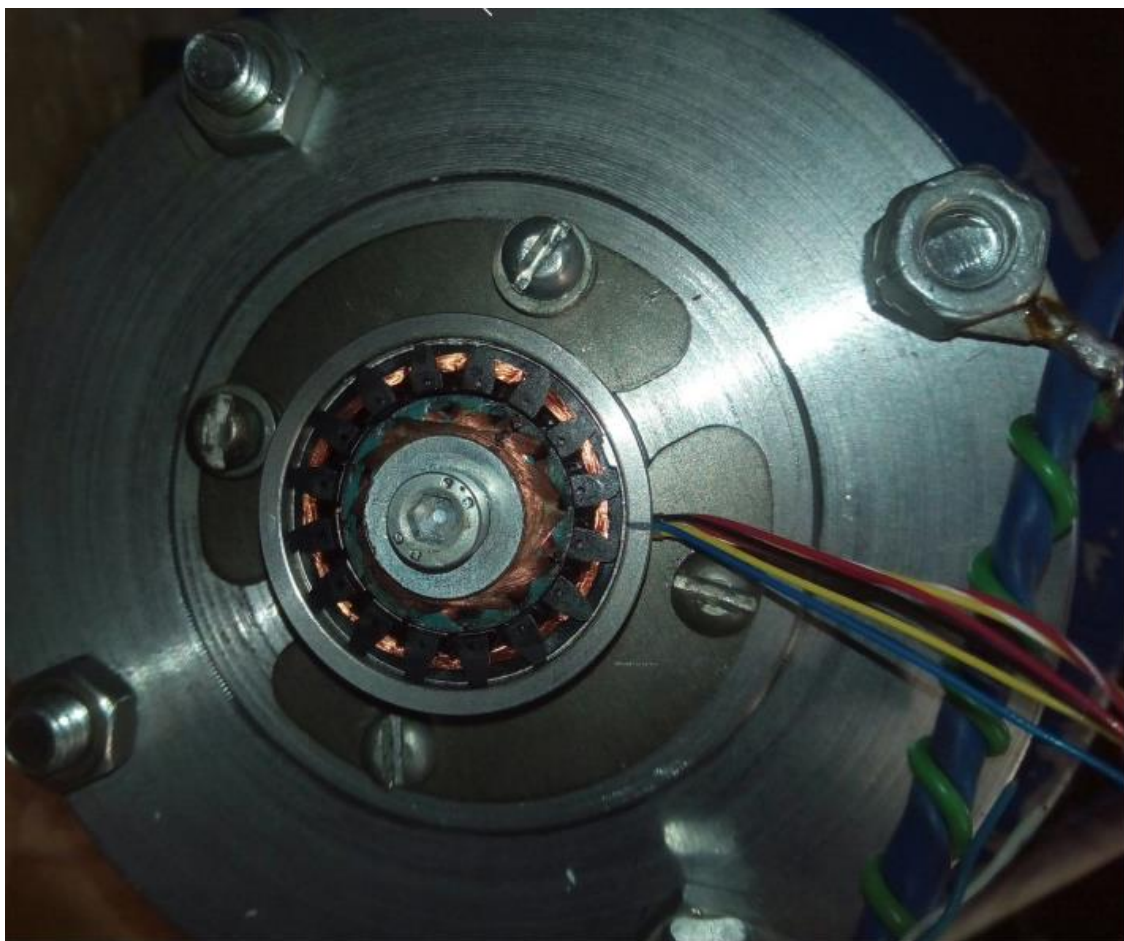


Рисунок 4.18 –Встановлений резольвер Er5kd.

Висновки до четвертого розділу

У розділі 4 було виконано підбір обладнання для практичної реалізації цієї схеми, а саме були вибрані:

1. Кузов електромобіля, з наявними на ньому відповідними штатними місцями для встановлення обладнання, оздобленням, підсистемами безпеки, освітлення, інформаційних сигналів, а також асистенту паркування. Кузов LSEV був розроблений у якості шасі для ЕТЗ, що дозволяє використовувати вбудовані системи замість розробки нових;

2. Перетворювач частоти з векторним керуванням по моменту, з наявними на ньому відповідними аналоговими та дискретними входами-виходами, які дозволяють застосовувати наявні на шасі пристрої керування. Перетворювач частоти JAC580 -90G-4-5060A має значний запас по потужності а також водяне охолодження, яке дозволяє зменшити габарити такого пристрою, а також збільшити його пікові навантаження;

3. Бортовий зарядний пристрій, який має відповідну номінальну напругу та струм забезпечують відповідну потужність, яка необхідна для зарядки. Також окремим фактом є те, що обраний пристрій підтримує сап протокол, за рахунок якого скб має змогу регулювати струм заряду. Також даний зарядний пристрій підтримує зарядний стандарт sae j1772;

4. Обрано модульну СКБ, яка збирає інформацію про зарядний струм комірок, їх температуру та напругу та за необхідності знижує струм зарядки та виконує процедуру пасивного балансування комірки. Також докладно розглянуто процедуру налаштування та конфігурування СКБ.

5. Обрано додаткове обладнання, таке як комутаційні апарати, проміжні реле, захисту та перетворювач постійного струму.

Слід зауважити, що дане обладнання було перевірено на реальній експериментальній установці.

Безпосередній монтаж схем живлення та керування відбувався у задній частині автомобіля на місці демонтованих заднього дивана та оздоблення багажника. Всі провідники знаходились у безпосередній видимості, що дозволяє легко переконфігурувати схему та додавати у неї нові пристрої.

В осяжному майбутньому планується додати головний контролер, який буде самостійно збирати дані та виводити відповідну інформацію на екран водія. При закінченні проекту всі пристрої будуть відповідно розміщені на своїх штатних місцях.

5. РОЗРОБКА СХЕМИ ПРИНЦИПОВОЇ

Акумуляторна батарея складається з 98 послідовно з'єднаних пар елементів типу MS1690175-20AH.

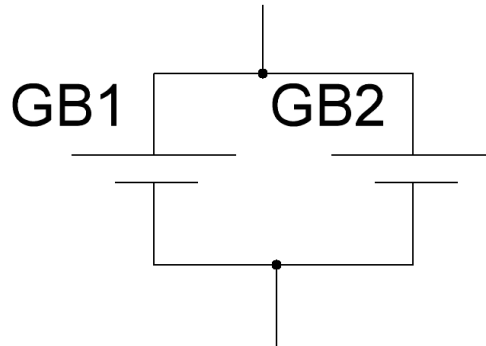


Рисунок 5.1 Комірка батареї, що створена із елементів типу MS1690175-20AH.

Обраний тип з'єднання вважається доцільним, оскільки це дозволяє застосувати меншу кількість контрольних провідників, плат системи керування батареєю, досягнути необхідних показників напруги та ємності.

5.2 Розробка схеми з'єднань системи керування батареї

Система керування акумуляторної АВМ-BMS-0118-1 складається з базового модуля АВМ-BMS-0118 та допоміжних модулів АВМ-BMS-0118-1. Вони разом створюють єдину систему, яка об'єднана цифровою шиною даних, інформація по якій передається за допомогою протоколу передачі CAN. Контролюється кожна комірка батареї, а саме: вимірюється напруга і температура. Зібранні данні передаються на головний модуль, який дає сигнал керування на комутацію навантаження або зарядного пристрою.

Кожен додатковий модуль керує від 4 до 7 комірок батареї. Також кожен модуль можливо підключити до термодатчиків через роз'єм «THERMO»
Схема принципова з'єднань зображена на рис.5.2.

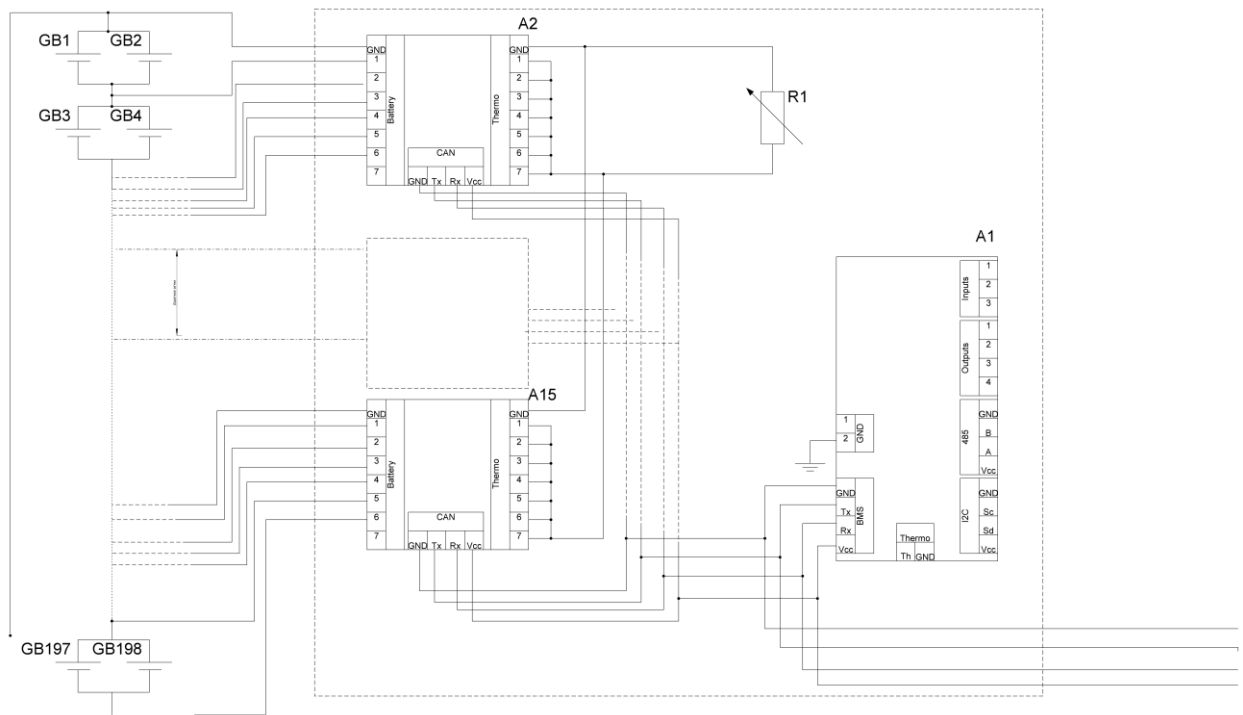


Рисунок 5.2 Схеми принципова у частині з'єднань елементів керування батареєю.

Усі вводи-виводи розраховані на напругу 12 В. Живити головну плату можна з будь-якого вводу «INPUT». Подача напруги з виводів забезпечується комутації польового транзистора з будь-якого входу. Номінальний струм виводу – 1 А.

Вводи-виводи використовуються для дискретного керування режимами роботи. У схемі вони використовуються для подачі напруги на котушки реле К2-К3.

При введенні системи керування батареєю у режим зарядки, через реле К1 на головну плату надходить сигнал наявності напруги на клеммах роз'єму XS1, після чого головна плата дає дозвіл на подачу напруги мережі на зарядний пристрій та розмикається контакт К3.1 реле режиму роботи К3.

Конфігурація вводів-виводів зображена на рис 5.3.

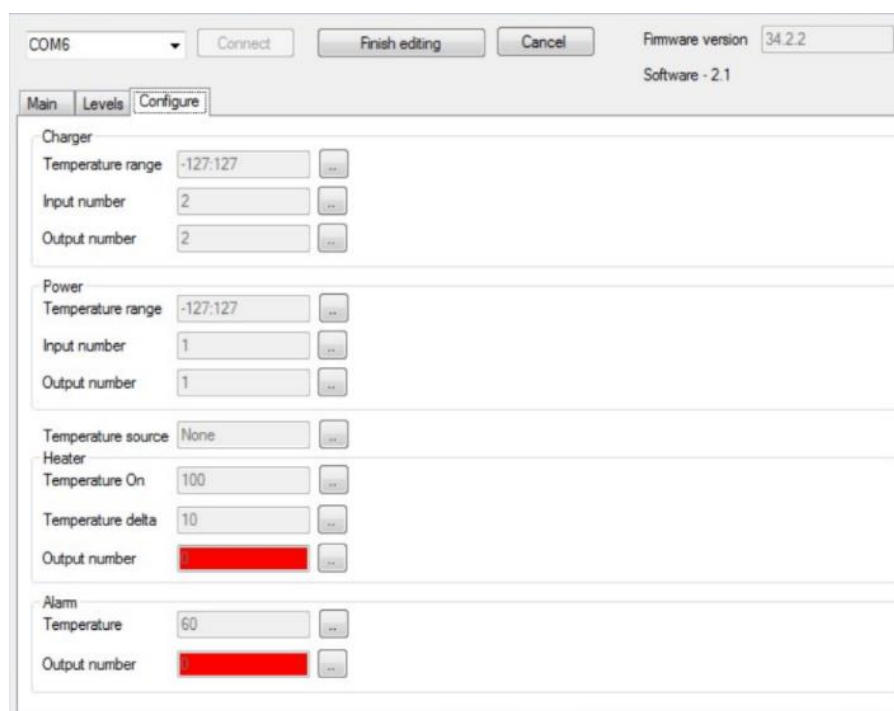


Рисунок 5.3 – Вікно налаштування портів вводу-виводу.

Сигнальна частина з'єднується 4 шинами керування:

- GND – шина землі живлення;
- VCC – шина напруги живлення +5В;
- Rx – шина сигналу отримання інформації;
- Tx – шина сигналу відправлення інформації.

Передача інформації відбувається послідовно.

За умови, якщо додатковий модуль обслуговує менш, ніж 7 комірок, виробником рекомендується, щоб сьома клема попередньої додаткової плати з'єднувалась з клемою «-» наступної АкБ для підвищення завадозахищеності.

Кількість комірок, що обслуговуються, задаються наявністю перемичок навпроти роз'єму «Thermo». Якщо перемичка встановлена навпроти 7-го виводу - 6 осередків. Навпроти 6-го - 5 осередків. Навпроти 5го - 4 осередки. Ці перемички з'єднують відповідний вивід термодатчика на GND.

Також слід врахувати, що живлення терморезистора береться тільки з 7-ї клеми додаткового модуля. Тому, якщо плата працює з кількістю комірок менше 7-ми, необхідно з крайнього робочого піна завести перемичку на 7-й пін.

Кожен терморезистор з'єднується однією ніжкою на GND, а другий - на свій вивід роз'єму. Якщо ставиться один терморезистор на всі 7 осередків - всі 7 виводів паралельні і терморезистор другою ніжкою приєднується до цього з'єднання.

Відповідні рівні напруги контролю встановлюються у відповідному вікні конфігурування, зображеному на рис. 5.4:

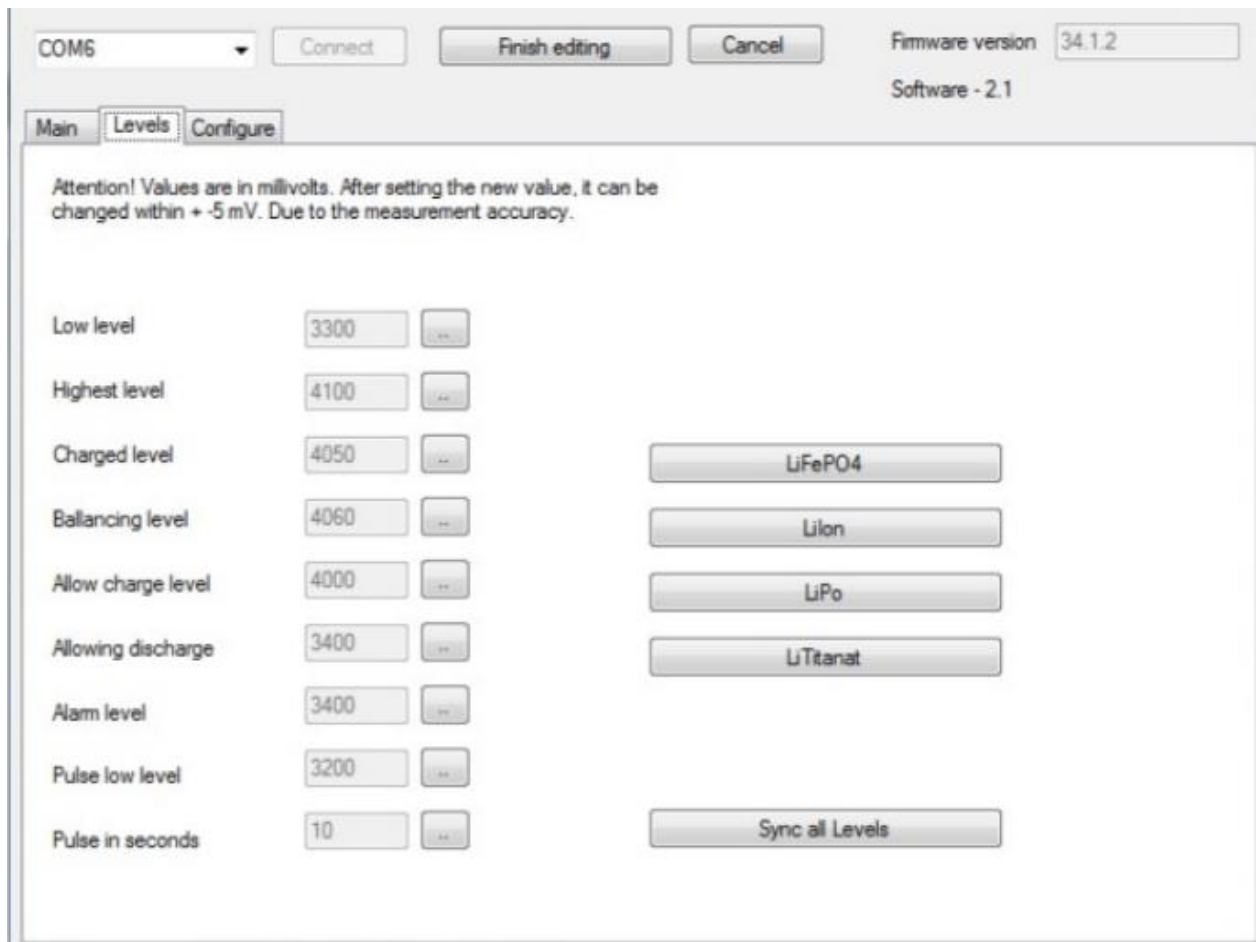


Рисунок 5.4 – Вікно налаштування напруги комірки.

5.3 Принцип роботи схеми

У режимі обслуговування ключ запалювання S1 та ввідний автомат QF1 розімкнені. У номінальному вимкненому режимі автомат QF1 має бути ввімкненим. Через цей автоматичний вимикач живиться перетворювач постійного струму UV1.

При розімкненому ключі запалювання S1 схема повністю розібрана, ключ знаходиться під напругою 12В. При переведенні ключа у режим запалювання подається напруга на бортову мережу автомобіля, а також на живлення

кіл керування системи керування батареєю та кіл керування зарядним пристроєм.

Система керування батареєю після надходження сигналу напруги від ключа запалювання S1, за умови відсутності напруги на зарядному порті дає дозвіл на рух шляхом подачі напруги на реле K3, через контакти якого в свою чергу подається напруга 400 В на перетворювач частоти UZ1.

Керування моментом відбувається аналогово, шляхом зміни напруги на клемі керування AP1. Опір напруга для педалі береться на відповідних клеммах керування 10V і GND.

Напрямок руху обирається за положенням куліси напрямку руху, яка є за своєю суттю перемикачем. Через цей перемикач подається логічний «0» на клему X1 для руху уперед та X2 для руху назад.

Для переведення електромобіля у режим зарядки, потрібно перевести кулісу у положення «N», відімкнути запалювання та приєднати зовнішній роз'єм до бортового роз'єму XS1. Реле напруги K1 своїм контактом подасть напругу на кола керування системи керування батареєю. За умови відсутності ввімкненого запалювання система керування батареєю подасть напругу на силове реле K4, яке подає напругу мережі на силові кола зарядного пристрою UV2.

Керування процесом зарядки відбувається за рахунок CAN-протоколу за стандартом SAE J1772.

На початковому етапі до клем батареї прикладається повна напруга 400 В. Система керування контролює напругу кожної комірки батареї, струм заряду, температуру.

При досягненні хоча би однією коміркою напруги, яка вище за рівень, вказаний при конфігурації у параметрі «balancing level» рівня напруги, за короткий період ця комірка шунтується резистором 13 Ом і розряджається на нього до досягнення відповідного рівня напруги. З умови наявності CAN інтерфейсу, зарядний пристрій знижує струм заряду до 250 мА. Таким чином на-

пруга на усіх комірках піднімається, а напруга перезаряду розсіюється на шунтуючому резисторі. Процес зарядки продовжується до того моменту, поки на усіх комірках не буде відповідний рівень напруги у 4.2 В.

Висновки до п'ятого розділу

1. У цьому розділі розроблена схема електрична принципова. Було роз'яснено принцип роботи системи керування батареєю, її конфігурація, підключення до CAN шини зарядного пристрою, головного та ведених контролерів.

2. Надана інформація щодо підключення перетворювача частоти, пристроїв керування автомобілем. Показано з'єднання штатних елементів керування ЕТЗ з клемами керування ПЧ.

3. Додано схему захисту електромобіля від несанкціонованих режимів роботи, таких як рух при зарядці. Вона реалізована за рахунок реле К1-К4.

4. Дана схема дозволяє повністю використовувати потенціал наявних пристроїв, проте для досягнення відповідного рівня конкурентоспроможності на ринку варто цю схему доповнювати такими пристроями як головний комп'ютер, який буде збирати інформацію про рух, виводити повідомлення з нагадуванням про сервіс, залишок пробігу в кілометрах і т. д.

5. На даному етапі штатна система релейної логіки працює окремо та ізолювано від системи електроприводу та зарядки. Також у майбутньому планується замінити дійсний частотний перетворювач на ПЧ з рекуперацією.

6. РОЗРОБКА СТАРТАП-ПРОЕКТУ

6.1 Опис ідеї проекту

Головна ідея створення електромобіля на базі готового машинокомплекту, полягає у простоті виробництва та низькій ціні. Стартап-проект розробляється за методикою, що описана у [41].

Основна інформація стосовно вигоди для користувачів та напрямку застосування відображена у табл.6.1.

Таблиця 6.1. Опис ідеї стартапу

| Зміст ідеї | Напрямки застосування | Вигода для користувача |
|---|---------------------------------------|--|
| Створення міського електромобіля на базі готового машинокомплекту із застосуванням готових функціональних пристроїв та систем | 1. Особистий транспорт | низька ціна тз економія фінансів за рахунок відмови від традиційного палива екологічність малі габарити |
| | 2. Міське таксі | низька ціна тз економія фінансів за рахунок відмови від традиційного палива екологічність малі габарити |
| | 3. Малогабаритні вантажні перевезення | низька ціна тз економія фінансів за рахунок відмови від традиційного палива екологічність малі габарити |

Продовження табл.6.1.

| | | |
|--|---|--|
| | 4. Закупівля для використання комунальними службами | низька ціна тз економія фінансів екологічність малі габарити |
|--|---|--|

Аналіз потенційних техніко-економічних переваг відображений у табл.6.2.

Таблиця 6.2. – Аналіз потенційних техніко-економічних переваг

| № п/п | Техніко-економічні характеристики ідеї | (потенційні) товари/концепції конкурентів | | | | W (слабка сторона) | N (нейтральна сторона) | S (сильна сторона) |
|-------|--|---|---------------|---------------|----------|--|--|---|
| | | LSEV | Jaguar I-pace | Hyundai IONIQ | BMW i3 | | | |
| 1. | Ціна | 10 000 \$ | 78 000\$ | 30 000\$ | 44 800\$ | | | Низькі капіталовкладення |
| 2. | Використання готових загальнопромислових рішень | + | - | - | - | Низькі показники енергоефективності | Широкий доступ до налаштувань | Низька ціна і простота виробництва |
| 3. | Використання готового машинокомплекту без розробки | + | - | - | - | Неможливість вносити суттєві зміни у конструкцію на етапі виробництва. | Обслуговування не відрізняється від конкуретів. | Низька ціна і простота виробництва Забезпечення готовими рішенням для інтер'єру. |
| 4 | Максимальна швидкість, Км/год | 90 | 140 | 150 | 180 | Ускладнення використання за містом | Не впливає на рух у зонах обмеження швидкості до 80 км/год | Зменшені вимоги до безпеки кузова, а також підвищення безпеки на дорогах |

6.2 Технологічний аудит ідеї проекту

Технологічний аудит ідеї проекту відображений у табл 6.3.

Таблиця 6.3. Технологічний аудит ідеї проекту

| № п/п | Ідея проекту | Технології її реалізації | Наявність технологій | Доступність технологій |
|-------|---|--|--|-----------------------------------|
| 1 | Використання готового кузова | Технологія 1 (технологія виготовлення товару, надання послуги) | Чи вони наявні, або ж необхідно їх розробити/добробити? | Чи вони доступні авторам проекту? |
| 2 | Використання загальнопромислового ПЧ | Закупівля готового виробу та подальше його використання | Наявні | Так |
| 3 | Використання загальнопромислового двигуна | Закупівля готового виробу та подальше його використання | Необхідна доробка у вигляді закупілі швидкісних керамічних підшипників, ротора та обмотки статора з магнітопроводом та виробництво корпусу двигуна з водянним охолодженням | Так |
| 4 | Використання готових елементів АКБ | Закупівля готового виробу та подальше його використання | Наявні | Так |
| 5 | Розробка системи керування батареї | Розробка своїх плат керування батареєю. | Наявні | Так |
| 6 | Розробка головного комп'ютера | Розробка головного комп'ютера для збору інформації. | Наявні | Ні |

6.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

Планування напряму розвитку проекту відбувається з урахуванням стану ринку, потреб та вимог майбутніх потенційних споживачів та проектів, які конкурують з даним проектом. Це планування використовується для оцінки загроз, що можуть створити ринкові умови та для визначення можливостей проекту на ринку.

Аналіз попиту відображений у табл. 6.4.

Таблиця 6.4. Попередня характеристика потенційного ринку стартап-проекту

| № п/п | Показники стану ринку (найменування) | Характеристика |
|-------|--|--|
| 1 | Кількість головних гравців, од | 8 |
| 2 | Загальний обсяг продаж, грн/ум.од | 900 000 |
| 3 | Динаміка ринку (якісна оцінка) | Зростає |
| 4 | Наявність обмежень для входу (вказати характер обмежень) | Обов'язкова сертифікація |
| 5 | Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації | Підтримка великої кількості протоколів зарядки |
| 6 | Середня норма рентабельності в галузі (або по ринку), % | 10 |

Надалі необхідно визначити потенційні групи клієнтів та характеристики, сформувані орієнтовний перелік вимог до товару для кожної групи.

Визначення потенційних груп клієнтів, характеристик товару, формування переліку вимог до товару для кожної групи відображено у табл.6.5.

Таблиця 6.5 Характеристика потенційних клієнтів стартап-проекту

| № п/п | Потреба, що формує ринок | Цільова аудиторія (цільові сегменти ринку) | Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів | Вимоги споживачів до товару |
|-------|-------------------------------|--|---|--|
| 1 | Пересуванням містом . | Фізичні особи. | - Орієнтація на критиків; - Потреба в додатковому обладнанні . | до продукції: 1.Низька ціна ТЗ та обслуговування. До компанії-постачальника: 1.Гарантійні зобов'язання; 2.Кредитні програми. |
| 2 | Патрульні служби Мед заклади. | Комунальні компанії. | - Використання ТЗ протягом усього робочого дня. | - до продукції: 1.Низька ціна ТЗ та обслуговування 2. Навіть можливості перевезення додаткового обладнання - до компанії-постачальника 1.Гарантійні зобов'язання ; |

Продовження таблиці 6.5

| | | | | |
|---|-------------------------|---------------------------------------|--|---|
| | | | | 2.Кредитні програми; 3. Офіційний сервіс. |
| 3 | Малогабаритні доставки. | Приватні підприємці, служби доставки. | Використання ТЗ протягом усього робочого дня | - до продукції: 1.Низька ціна ТЗ та обслуговування 2. Збільшена АКБ - до компанії-постачальника 1.Гарантійні зобов'язання 2.Кредитні програми 3. Офіційний сервіс |

Надалі буде проведений аналіз ринкового середовища, який відображений у табл.6.6. та табл. 6.7. У цих таблицях відображені таблиці факторів можливостей та загроз.

Таблиця 6.6 Фактори загроз

| № п/п | Фактор | Зміст загрози | Можлива реакція компанії |
|-------|--|----------------------|---|
| 1 | Поставки з КНР | Переривання поставок | Тримання у резерві 2-3 постачальників, використання MRP II для планування виробництва |
| 2 | Поставки з Внутрішньо-українського ринку | Затримка поставок | Тримати резерв складових пристроїв на випадок затримок |
| 3 | Український ринок збуту | Корупційна складова | Постійна робота з юристами, поставки через прозорі тендери |

Таблиця 6.7. Фактори можливостей

| № п/п | Фактор | Зміст можливості | Можлива реакція компанії |
|-------|---|---|--|
| 1 | Наявність в Україні спеціалістів, що розуміються над більшістю складових пристроїв. | Можливість з часом перейти на власне виробництва головних складових пристроїв. | Залучення цих спеціалістів у перспективне проектування |
| 2 | Невисока ціна ТЗ | Можливість надати споживачу міський ТЗ, котрий не потребує великих затрат відносно традиційних ТЗ з ДВС | Маркетингова компанія націлена на міського споживача. |

Проведений аналіз пропозиції відображений у табл. 6.8.

Таблиця 6.8. Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

| Особливості конкурентного середовища | В чому проявляється дана характеристика | Вплив на діяльність підприємства (можливі дії компанії, щоб бути конкурентоспроможною) |
|--|---|--|
| 1. Тип конкуренції: олігополія | Відносно невелика кількість виробників | Диктування вимог для ринку |
| 2. За рівнем конкурентної боротьби : національний | Низька купівельна спроможність споживача | Підбір обладнання таким чином, щоб не перевищувати бюджет у 10 000\$ |
| 3. За галузевою ознакою внутрішньогалузева | Оцінка продукту відносно інших | Забезпечення продукту усіма доступними додатковими пристроями |
| 4. Конкуренція за видом товару: - товарно-видова; - між бажаннями. | - товарно-видова: електрообілі великого розміру з ціною 30 000 \$ - між бажаннями: на внутрішньому ринку не представлена | 1. Забезпечення ТЗ усіма додатковими пристроями 2. - |
| 5. За характером конкурентних переваг – цінова | - Менша ціна на 60% | Тримати ціну на тому ж рівні |
| 6. За інтенсивністю - не марочна | - Відсутні марки у тому виді | Максимально використовувати це допоки не з'явиться конкурент |

Після аналізу конкуренції проводиться більш детальний аналіз умов конкуренції в галузі (за моделлю 5 сил М. Портера, додаток А) (табл.6. 9).

Таблиця 6.9. Аналіз конкуренції в галузі за М. Портером

| Складові аналізу | Прямі конкуренти в галузі | Потенційні конкуренти | Постачальники | Клієнти | Товари-замінники |
|--|------------------------------------|--|---|--|---|
| | Навести перелік прямих конкурентів | Визначити бар'єри входу в ринок | Визначити фактори сили постачальників | Визначити фактори сили споживачів | Фактори загроз з боку замінників |
| Висновки: робота на ринку ускладнена макроекономічною ситуацією, проте наявні перспективи розвитку | Hyundai Nissan Smart BMW | - Державна сертифікація - Відсутність мережі дилерських підприємств | Великий досвід у виробництві автомобілей. | Клієнти диктують умови своєю платоспроможністю | Робота на ринку обмежена використанням авто з вторинного ринку. |

Проаналізувавши конкуренцію, характеристики ідеї проекту, вимоги споживачів та факторів маркетингового середовища визначені фактори конкурентоспроможності, які відображені у табл.6.10

Таблиця 6.10. Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

| № п/п | Фактор конкурентоспроможності | Обґрунтування (наведення чинників, що роблять фактор для порівняння конкурентних проектів значущим) |
|-------|----------------------------------|---|
| 1 | Ціна | Перевага у ціна: ціна нижча на 60% |
| 2 | Габарити | Малі габарити авто спрощують міську експлуатацію |
| 3 | Готові складові пристрої | Готові складові пристрої забезпечують невисоку собівартість та прості у обслуговуванні та заміні |
| 4 | Відсутність марочної конкуренції | Відсутність марочної конкуренції спрощує початкові умови стартапу |

За визначеними факторами конкурентоспроможності (табл. 6.10) проведений аналіз сильних та слабких сторін стартап-проекту (табл. 6.11).

Таблиця 6.11. Порівняльний аналіз сильних та слабких сторін «назва проекту»

| № п/п | Фактор конкурентоспроможності | Бали 1-20 | Рейтинг товарів-конкурентів у порівнянні з BMW i3 | | | | | | | |
|-------|-------------------------------|-----------|---|----|----|---|----|----|----|---|
| | | | -3 | -2 | -1 | 0 | +1 | +2 | +3 | |
| 1 | Ціна | 20 | * | | | | | | | |
| 2 | Сертифікація | 5 | | | | | | | | * |
| 3 | Обмеження швидкості | 5 | | | | | | | | * |
| 4 | Габарити | 10 | | | | * | | | | |
| 5 | Невеликий пробіг | 5 | | | | * | | | | |

Фінальним етапом ринкового аналізу можливостей впровадження проекту є складання SWOT-аналізу (матриці аналізу сильних (Strength) та слабких (Weak) сторін, загроз (Troubles) та можливостей (Opportunities) (табл. 6.12) на основі виділених ринкових загроз та можливостей, та сильних і слабких сторін (табл. 6.11).

Таблиця 6.11. SWOT- аналіз стартап-проекту

| | |
|--|---|
| Сильні сторони: Ціна Габарити | Слабкі сторони: Мала швидкість Велика ціна та малий строк АКБ |
| Можливості: Перехід на власне виробництво | Загрози: Обмежений час на впровадження та пошук ринку збуту |

На основі SWOT-аналізу була розроблена альтернатива ринкової поведінки для виведення стартап-проекту на ринок та орієнтовний оптимальний час їх ринкової реалізації з огляду на потенційні проекти конкурентів, що можуть бути виведені на ринок (див. табл. 6.9, аналіз потенційних конкурентів).

Визначені альтернативи аналізуються з точки зору строків та ймовірності отримання ресурсів (табл. 6.13).

Таблиця 6.12. Альтернативи ринкового впровадження стартап-проекту

| № п/п | Альтернатива (орієнтовний комплекс заходів) ринкової поведінки | Ймовірність отримання ресурсів | Строки реалізації |
|-------|--|--------------------------------|-------------------|
| 1 | Тримати низькою ціну | Висока | Перші 2 роки |
| 2 | Покращувати ТЗ за рахунок розробки нових складових пристроїв | Низька | Перші 5 років |

Після аналізу зазначити обрана альтернативу №1.

6.4 Розробка ринкової стратегії проекту

Розроблення ринкової стратегії першим кроком передбачає визначення стратегії охоплення ринку: опис цільових груп потенційних споживачів (табл. 14).

Таблиця 6.13. Вибір цільових груп потенційних споживачів

| № п/п | Опис профілю цільової групи потенційних клієнтів | Готовність споживачів сприйняти продукт | Орієнтовний попит в межах цільової групи (сегменту) | Інтенсивність конкуренції в сегменті | Простота входу у сегмент |
|---------------------------------|--|---|---|--------------------------------------|--------------------------|
| 1 | Держпідприємства | Низька | Низька | Низька | Середня |
| 2 | Приватні споживачі | Середня | Низька | Низька | Середня |
| 3 | Державні служби | Середня | Середня | Низька | Середня |
| 4 | Служби Доставки | Висока | Низька | Низька | Середня |
| 5 | Комунальні підприємства | Висока | Низька | Низька | Середня |
| Які цільові групи обрано: 2,3,4 | | | | | |

Для роботи в обраних сегментах ринку сформовано базову стратегію розвитку (табл. 6.15).

Таблиця 6.14. Визначення базової стратегії розвитку

| № п/п | Обрана альтернатива розвитку проекту | Стратегія охоплення ринку | Ключові конкурентоспроможні позиції відповідно до обраної альтернативи | Базова стратегія розвитку* |
|-------|--------------------------------------|----------------------------|--|----------------------------|
| 1 | Тримати ціну низькою | Робота через представників | Ціна | Стратегія диференціації |

Наступним кроком є вибір стратегії конкурентної поведінки (табл. 6.16).

Таблиця 6.15. Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

| № п/п | Чи є проект «першоходом» на ринку? | Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів? | Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкурента, і які? | Стратегія конкурентної поведінки* |
|-------|------------------------------------|--|---|-----------------------------------|
| 1 | Ні | Так | Буде: Безпека Супровідні системи | Стратегія наслідування лідера |

На основі вище розроблених стратегій розроблена стратегія позиціонування (табл. 6.17), що полягає у формуванні ринкової позиції (комплексу асоціацій), за яким споживачі мають ідентифікувати торгівельну марку/проект.

Таблиця 6.16. Визначення стратегії позиціонування

| № п/п | Вимоги до товару цільової аудиторії | Базова стратегія розвитку | Ключові конкурентоспроможні позиції власного стартап-проекту | Вибір асоціацій, які мають сформувати комплексну позицію власного проекту (три ключових) |
|-------|---|---------------------------|--|--|
| 1 | - до продукції: 1. Низька ціна ТЗ та обслуговування 2. Збільшена АКБ - до компанії-постачальника | Стратегія диференціації | Ціна та простота | Доступність; Простота у обслуговуванні; Малогабаритність. |

Продовження таблиці 6.17

| | | | | |
|--|---|--|--|--|
| | 1.Гарантійні зобов'язання ; 2.Кредитні програми; 3. Офіційний сервіс. | | | |
|--|---|--|--|--|

6.5. Розробка маркетингової програми стартап-проекту

Сформовано маркетингової концепції товару, який отримає споживач.

(табл. 6.18).

Таблиця 6.17. Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

| № п/п | Потреба | Вигода, яку пропонує товар | Ключові переваги перед конкурентами (існуючі або такі, що потрібно створити) |
|-------|-------------|----------------------------|--|
| 1 | Пересування | Комфортне пересування | Ціна, комфорт, максимальна комплектація |
| 2 | Вид енергії | Трати на заправку | Ціна |

Розроблена трирівнева маркетингова модель товару (табл. 6.19)

Таблиця 6.8. Опис трьох рівнів моделі товару

| <i>Рівні товару</i> | <i>Сутність та складові</i> | | |
|---|---|------|----------------|
| I. Товар за задумом | Дешево пересування містом при малих капіталовкладеннях, наявність великої кількості додаткових пристроїв за низькою ціною | | |
| II. Товар у реальному виконанні | Властивості/характеристики | М/Нм | Вр/Тх /Тл/Е/Ор |
| | 1. Дешевизна | М | Е |
| | 2. Екологічність | Нм | Ор |
| | Якість: система контролю якості ISO 9001 | | |
| | Пакування Відсутнє | | |
| | Марка: АВМ МІВ-01 | | |
| III. Товар із підкріпленням | До продажу Так | | |
| | Після продажу Так | | |
| За рахунок чого потенційний товар буде захищено від копіювання: | | | |
| За рахунок створення патенту на продукт | | | |

Наступним кроком є визначення цінових меж, якими необхідно керуватись при встановленні ціни на потенційний товар (табл. 6.20). Аналіз проводиться експертним методом.

Таблиця 6.20. Визначення меж встановлення ціни

| № п/п | Рівень цін на товари-замінники | Рівень цін на товари-аналоги | Рівень доходів цільової групи споживачів | Верхня та нижня межі встановлення ціни на товар/послугу |
|-------|--------------------------------|------------------------------|--|---|
| 1 | + - 30 000\$ | 15 000% | 600\$ на міс. | 8000-14000\$ |

Наступним кроком є визначення оптимальної системи збуту, в межах якого приймається рішення (табл. 6.21):

Таблиця 6.21. Формування системи збуту

| № п/п | Специфіка закупівельної поведінки цільових клієнтів | Функції збуту, які має виконувати постачальник товару | Глибина каналу збуту | Оптимальна система збуту |
|-------|---|---|----------------------|---------------------------------|
| 1 | Полягає у створення системи збуту та відповідної інфраструктури | Поставка, виїзний сервіс | Обласний рівень | З залученням сторонніх компаній |

Останньою складовою маркетингової програми є розроблення концепції маркетингових комунікацій (табл. 6.22), що спирається на попередньо обрану основу для позиціонування, визначену специфіку поведінки клієнтів

Таблиця 6.22. Концепція маркетингових комунікацій

| № п/п | Специфіка поведінки цільових клієнтів | Канали комунікацій, якими користуються цільові клієнти | Ключові позиції, обрані для позиціонування | Завдання рекламного повідомлення | Концепція рекламного звернення |
|-------|---|--|--|---|--|
| | Полягає у створення системи збуту та відповідної інфраструктури | Інтернет, мобільний зв'язок | Інтернет, мобільний зв'язок | Представити можливість закупки товару за низькою ціною. | Вітання; Інформування про загальну інформацію; Технічні характеристики; Ціна. |

Висновки до шостого розділу

В результаті виконання розділу 6 була розроблена концепція стартапу створення електромобіля на основі готового шасі. Було:

1. Описано основну ідею стартапу, визначені переваги для користувачів та напрями застосування а також проведено аналіз потенційних техніко-економічних переваг

2. Проведено технологічний аудит ідеї проекту. Визначені ідея проекту, технології її реалізації, наявність цих технологій та їх доступність.

3. Проведено аналіз ринкових можливостей запуску стартап проекту шляхом складанням характеристики потенційного ринку та клієнтів проекту, оцінені фактори загроз та можливостей, проведено аналіз конкуренції на ринку та конкуренції в галузі за М. Портером

4. Обґрунтовано фактори конкурентоспроможності проекту, наведено порівняльний аналіз сильних та слабких сторін, SWOT-аналіз, наведені альтернативи ринкового впровадження стартап-проекту

5. Розроблена ринкова стратегія проекту шляхом вибору цільових груп споживачів, визначення стратегій розвитку, позиціонування та конкурентної поведінки.

6. Була розроблена маркетингова програма стартап-проекту шляхом визначення ключових переваг та мж встановлення ціни, розроблено концепцію маркетингової комунікації та описано три рівні моделі товару. Також було сформовано потенційну систему збуту;

7. У розділі доведено, що у проекту є можливість ринкової комерціалізації, оскільки в Україні відсутні маркові конкуренти. Ціна є найнижчою на ринку. Наявні перспективи впровадження у таких потенційних групах клієнтів як служби доставки та фізичні особи. Бар'єр входження полягає лиш у сертифікації продукту. У розділі доведена доцільність подальшої імплементації проекту.

ВИСНОВКИ

В магістерській дисертації було вирішено актуальне питання розробки системи електроприводу з векторним керуванням на основі готового машинокомплекту. Теорія векторного керування асинхронним двигуном, методика конструювання та конфігурації силових елементів електромобіля отримали подальший розвиток у цій роботі, яка розв'язала актуальну задачу проектування силової частини та синтез нових ефективних алгоритмів керування тяговим двигуном на основі готового машинокомплекту. Основні практичні та наукові результати роботи полягають у наступному:

1. Проведено аналіз літературних джерел на предмет основних складових пристроїв та систем, які використовуються у електричних транспортних засобах., накопичувачів енергії та тягових двигунів для електротранспорту. Оглянуто типи електричних двигунів, акумуляторних батарей та інших складових пристроїв, що застосовуються у ЕТЗ, приведено їх порівняльний аналіз

Розроблено процедуру визначення основних параметрів опору тягового електродвигуна, приведення моментів опору та інерції до валу тягового двигуна, його вибору та вибору акумуляторної батареї на основі типового міського циклу руху електротранспорту. У ході роботи виявлено, що застосування схеми електроприводу з одним двигуном, редуктором та диференціалом є вдалими та простим рішенням, дозволяє значно спростити дослідження та вимоги до системи керування електроприводом. У дисертації обрано асинхронний двигун серії 4А для застосування у якості головного тягового двигуна ЕТЗ.

2. Визначено процедуру визначення параметрів акумуляторної батареї, таких як ємність та напруга. На основі цих параметрів обрано літій-іонний (Li-ion) акумуляторний елемент, за допомогою якого збудована схема АКБ ємністю 40 А·год та напругою 540 В, визначена кількість паралельних і послідовних гілок.

3. Обрана та обґрунтовано вибір алгоритм векторного керування АД з ослабленням поля, який забезпечує високу точність відпрацювання траекто-

рій потокозчеплення та моменту за експоненційного зменшення похибок відпрацювання. Цим алгоритмом забезпечується асимптотична лінеаризація регулятора моменту до повністю лінійної форми лінійного характеру.

4. Обраний алгоритм був досліджений методом математичного моделювання у середовищі Simnon 3.0 та MATLAB/Simulink. Моделювання показало високу якість показників перехідних процесів, стало постійне поле орієнтування. Моделюванням було доведено, що якість регулювання не залежить від заданої швидкості та моменту.

5. Проведено вибір обладнання та розроблена схема електрична принципову силової частини електромобіля. Обрано модульну систему керування батареєю з пасивним балансуванням, струм якого складає 250 мА. Також обрано бортовий зарядний пристрій, сумісний з СКБ, перетворювач постійного струму, комутаційні апарати та апарати захисту. Блокування реалізовані за допомогою проміжних реле. У якості датчика швидкості застосовано резольвер. Фото реалізації проекту додано до магістерської роботи.

6. обрано частотний перетворювач потужністю 90 кВт з водяним охолодженням. Головним напрямком подальшого розвитку є введення системи рекуперації, яка дозволить заощадити велику кількість енергії, що позитивно вплине на максимальний пробіг ТЗ.

7. для ринкової реалізації проекту було розроблено стартап-проект, у якому описана основна ідея проекту, проведено технічний аудит ідеї проекту та аналіз можливостей запуску проекту та розроблені ринкові стратегії розвитку а також маркетингова програма стартапу. Приведені переваги та недоліки проекту, наведені основні ризики ринкової реалізації. Аналіз показав, що за певних умов проект може стати висококонкурентним на ринку. Для цього слід обладнати електромобіль відповідними системами та підсистемами. Хоча у даному машинокомплекті наявні системи безпеки при гальмуванні, ABS, ESP, система стійкості при гальмуванні, на даному кузові відсутні будь-які системи збору даних, які є майже на всіх конкуруючих ТЗ. Також Один із пріоритетних

напрямів розвитку є застосування спеціалізованих двигунів, які значно покращать показники енергоефективності. .

ПОСИЛАННЯ

1. Chau K. T. *Electric Vehicle Machines and Drives: Design, Analysis and Application*. Singapore: Wiley-IEEE Press 2015. С. 402.
2. Emadi, A. *Handbook of Automotive Power Electronics and Motor Drives* New York, CRC-PRESS-Taylor&Drancis Group, 2005. 704 с.
3. Fuad Un-Noor , Sanjeevikumar Padmanaban, Lucian Mihet-Popa, Mohammad Nurunnabi Mollah I and Eklas Hossain. *A Comprehensive Study of Key Electric Vehicle (EV) Components, Technologies, Challenges, Impacts, and Future Direction of Development*, MDPI, 2018, 82 с.
4. Emma Arfa Grunditz. *Design and Assessment of Battery Electric Vehicle Powertrain, with Respect to Performance, Energy Consumption and Electric Motor Thermal Capability* Göteborg: Chalmers University Of Technology, 2016.
5. Mehrdad Ehsani, Yimin Gao, Sebastien E. Gay, Ali Emadi *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles*, New York: CRC PRESS, 2005
6. Y. Wenrong, L. Lulu and Z. Junyi, "Design for power lithium battery management system of electric vehicle," 2013 6th International Conference on Information Management, Innovation Management and Industrial Engineering, 2013, pp. 239-242, doi: 10.1109/ICIII.2013.6703559.
7. A. Emadi, Y. J. Lee and K. Rajashekara, "Power Electronics and Motor Drives in Electric, Hybrid Electric, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 6, pp. 2237-2245, June 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.922768.
8. Y. Wenrong, L. Lulu and Z. Junyi, "Design for power lithium battery management system of electric vehicle," 2013 6th International Conference on Information Management, Innovation Management and Industrial Engineering, 2013, pp. 239-242, doi: 10.1109/ICIII.2013.6703559.
9. Yeqin Wang and Yixing Liu, "Electronic control system design and test of pure electric vehicle battery management system," 2011 Second International Conference on Mechanic Automation and Control Engineering, 2011, pp. 1289-1292, doi: 10.1109/MACE.2011.5987178.

10. F. Helling, S. Götz and T. Weyh, "A battery modular multilevel management system (BM3) for electric vehicles and stationary energy storage systems," 2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications, 2014, pp. 1-10, doi: 10.1109/EPE.2014.6910821.
11. H. Wu, "Hardware-in-loop verification of battery management system," 2011 4th International Conference on Power Electronics Systems and Applications, 2011, pp. 1-3, doi: 10.1109/PESA.2011.5982950.
12. Jiapeng Wen and Jiuchun Jiang, "Battery management system for the charge mode of quickly exchanging battery package," 2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008, pp. 1-4, doi: 10.1109/VPPC.2008.4677489.
13. José Miguel Branco Marques. Battery Management System (BMS) for Lithium-Ion Batteries: Master Dissertation /Universidade De Coimbra, Coimbra, 2014. 89с.
14. Ключев В. И. Теория электропривода: Учебник для вузов. М.: Энергоатомиздат, 1985. 560 с.
15. Теорія електропривода: Підручник / За ред. М. Г. Поповича. К.: Вища шк; 1993. 543 С.
16. Matthias Pfrieml, Frank Gauterin. Development of real-world Driving Cycles for Battery Electric Vehicles. Montréal: EVS29 Symposium, , 2016. 11 с
17. А. Э. Кравчик Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник / А. Э. Кравчик, М. М. Шлаф, В. И. Афонин, Е. А. Соболенская. М.: Энергоатомиздат, 1982. 504с.
18. Larminie J. Lowry J. Electric Vehicle Technology Explained / J. Larminie,. West Sussex: John Wiley & Sons Ltd, 2003. 296 с.
19. 3.7V 20Ah Prismatic Li-ion Lithium Battery Prismatic Pouch Cell NCM Battery URL: каталог <http://www.ms-battery.com/product/58.html> (дата звернення 17.11.21)
20. W. Leonhard. Control of electrical drives. New York: London: Springer Science & Business Media. 2001. 241 p.

21. B. Bose. Power electronics and motor drives: advances and trends. 2nd edition, San Francisco: Academic press, Elsevier. 2020. 1088 c.
22. M.P. Kazmierkowski, H. Tunia. *Automatic control of converter-fed drives*. Elsevier: *Electronic Engineering*. 1994. 560 p.
23. D.W. Novotny, T.A Lipo. *Vector control and dynamics of AC drives*. Oxford: Oxford University Press. 1996. 440 p.
24. S. H. Kim, S. K. Sul. Maximum torque control of an induction machine in the field weakening region." in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 4, pp. 787-794, July-Aug. 1995, doi: 10.1109/28.395288.
25. J.-K. Seok, S.-Ki Sul, "Optimal flux selection of an induction machine for maximum torque operation in flux-weakening region," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 4, pp. 700-708, July 1999, doi: 10.1109/63.774208.
26. L. Harnefors, K. Pietilainen, L. Gertmar, "Torque-maximizing field-weakening control: design, analysis, and parameter selection," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 1, pp. 161-168, Feb. 2001, doi: 10.1109/41.904576.
27. G. Gallegos-Lopez, F. S. Gunawan, J. E. Walters, "Current Control of Induction Machines in the Field-Weakened Region," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 4, pp. 981-989, July-aug. 2007, doi: 10.1109/TIA.2007.900459.
28. K. Nguyen-Thac, T. Orłowska, G. Tarchala, "Comparative analysis of the chosen field-weakening methods for the direct rotor flux oriented control drive system", *Archives of electrical engineering*, 2012 vol. 61, no. 4, pp. 443-454.
29. P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, S. D. Pekarek. *Analysis of electric machinery and drive systems*. 3rd edition. IEEE Press: John Wiley & Sons. Vol. 75. 2013. 680 p.
30. L. Zarri, M. Mengoni, A. Tani, G. Serra, D. Casadei, J. O. Ojo, "Control schemes for field weakening of induction machines: A review," *2015 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, 2015, pp. 146-155, doi: 10.1109/WEMDCD.2015.7194523.

31. M. Mengoni, L. Zarri, A. Tani, G. Serra, D. Casadei, "Stator flux vector control of induction motor drive in the field weakening region," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 941-949, March 2008, doi: 10.1109/TPEL.2007.915636.

32. M. Mengoni, L. Zarri, A. Tani, G. Serra and D. Casadei, "A comparison of four robust control schemes for field-weakening operation of induction motors," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 307-320, Jan. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2156810.

33. WU HUAN LONG URL: каталог http://www.dragonev.com/cpzx.html#c_product_list-15466539912546845-8.
(дата звернення: 10.09.2021).

34. JAC580变频器型号与技术数据 URL: каталог http://www.jarol.com.cn/product_page.aspx?typeid=54&id=139.

35. 6.6KW Portable EV charger URL: каталог <http://www.100khz.com/content/?421.html>

36. BMS ABM. URL: каталог <http://abm-amper.com/product/>

37. 1000W DC DC Converter URL: каталог <http://www.100khz.com/content/?386.html>

38. Реле напряжения PH-S-32A URL: каталог <https://axiomplus.com.ua/odnofaznyie-rele-napryazheniya/product-3157/#descr>

39. Miniature and Low Height Single-pole Power Relay with 32A Switching Current URL: каталог <https://www.farnell.com/datasheets/2646743.pdf>

40. Resolver Er5KD URL: https://storage.ua.prom.st/1221250_er5kd.pdf

41. Розроблення стартап-проекту: Методичні рекомендації до виконання розділу магістерських дисертацій для студентів інженерних спеціальностей / За заг. ред. О.А. Гавриша. – Київ : НТУУ «КПІ», 2016. – 28 с.

ДОДАТОК А

ПРЯМЕ ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ І ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯМ АД

При прямому векторному керуванні кутове положення ε_0 системи координат (d-q) в (3.3) задається спостерігачем магнітного потоку.

Згідно принципу розділення невимірювані змінні (ψ_{2a}, ψ_{2b}) не можуть бути використаними в алгоритмі керування, тому вони замінюються на значення $\hat{\psi}_{2a}, \hat{\psi}_{2b}$, що отримуються за допомогою нелінійного асимптотичного спостерігача потокозчеплення із властивостями експоненційної стійкості. При певних умовах використання нелінійного принципу розділення гарантує алгоритму, що базується на інформації спостерігача, властивості локальної асимптотичної стійкості. Принцип розділення історично використовувався в перших системах векторного керування АД, даючи задовільні результати, але не маючи чіткого математичного обґрунтування. Як приклад, розглянемо використання найпростішого розімкненого спостерігача потокозчеплення ротора в формі рівнянь роторного кола, записаних в стаціонарній системі координат статора (a-b) (див. рівняння (3.3) з $\omega_0 = 0$).

$$\begin{aligned}\dot{\psi}_{2a} &= -\alpha\psi_{2a} - p_n\omega\psi_{2b} + \alpha L_m i_{1a}, \\ \dot{\psi}_{2b} &= -\alpha\psi_{2b} + p_n\omega\psi_{2a} + \alpha L_m i_{1b}.\end{aligned}\tag{A.1}$$

Припустимо, що зовнішні сигнали ω, i_{1a}, i_{1b} в (A.1) є обмеженими, тоді розімкнений спостерігач для системи (A.1) матиме вигляд:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\psi}}_{2a} &= -\alpha\hat{\psi}_{2a} - p_n\omega\hat{\psi}_{2b} + \alpha L_m i_{1a}, \\ \dot{\hat{\psi}}_{2b} &= -\alpha\hat{\psi}_{2b} + p_n\omega\hat{\psi}_{2a} + \alpha L_m i_{1b}.\end{aligned}\tag{A.2}$$

Визначивши похибки оцінювання потокозчеплень, як:

$$\begin{aligned}\tilde{\psi}_{2a} &= \psi_{2a} - \hat{\psi}_{2a}, \\ \tilde{\psi}_{2b} &= \psi_{2b} - \hat{\psi}_{2b},\end{aligned}$$

їх динаміка згідно (A.1), (A.2) запишеться у вигляді:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\Psi}}_{2a} &= -\alpha\tilde{\Psi}_{2a} - p_n\omega\tilde{\Psi}_{2b}, \\ \dot{\tilde{\Psi}}_{2b} &= -\alpha\tilde{\Psi}_{2b} + p_n\omega\tilde{\Psi}_{2a}.\end{aligned}\tag{A.3}$$

Для аналізу стійкості системи (A.3) розглянемо функцію Ляпунова у вигляді:

$$V = \frac{1}{2}(\tilde{\Psi}_{2a}^2 + \tilde{\Psi}_{2b}^2),\tag{A.4}$$

похідна якої вздовж траєкторій (A.3) дорівнює:

$$\dot{V} = -\alpha(\tilde{\Psi}_{2a}^2 + \tilde{\Psi}_{2b}^2) = -2\alpha V.\tag{A.5}$$

З (A.4) та (A.5) безпосереднє використання теореми Ляпунова про стійкість свідчить, що положення рівноваги $(\tilde{\Psi}_{2a}, \tilde{\Psi}_{2b})^T = 0$ є глобально експоненційно стійким. Більш того, форма (A.5) дає більш строгу оцінку у вигляді:

$$e_\psi(t) \leq \|e_\psi(0)\| e^{-\alpha t},$$

$$\text{де } e_\psi = (\tilde{\Psi}_{2a}^2 + \tilde{\Psi}_{2b}^2)^{\frac{1}{2}}.$$

Таким чином, модуль похибок оцінювання $e_\psi(t)$ експоненційно затухає в нуль із швидкістю, що визначається зворотною постійною часу роторного кола АД α . Якщо $e_\psi(0) = 0$, то $e_\psi(0) \equiv 0 \forall t \geq 0$.

Для того, щоб побудувати алгоритм векторного керування по вимірюваному виходу з використанням принципу розділення використовуються оцінені значення поточозчеплень для розрахунку (3.2):

$$\cos \varepsilon_0 = \frac{\hat{\Psi}_{2a}}{|\hat{\Psi}_2|}, \quad \sin \varepsilon_0 = \frac{\hat{\Psi}_{2b}}{|\hat{\Psi}_2|},\tag{A.6}$$

$$\text{де } |\hat{\Psi}_2| = (\hat{\Psi}_{2a}^2 + \hat{\Psi}_{2b}^2)^{\frac{1}{2}}.$$

Визначивши в (3.3) закон змін керуючих дій у вигляді:

$$\begin{pmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{pmatrix} = \sigma \begin{pmatrix} -\omega_0 i_{1q} + v_d \\ \omega_0 i_{1d} + v_q \end{pmatrix},\tag{A.7}$$

отримаємо перетворені рівняння динаміки АД (3.3) та рівняння спостерігача (A.2) в силу перетворення (3.2) (в системі координат (d-q), що орієнтована за оціненим вектором потокозчеплення ротора):

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c), \quad M = \frac{3}{2}p_n \frac{L_m}{L_2}(\psi_{2d}i_{1q} - \psi_{2q}i_{1d}), \\ \dot{i}_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \alpha\beta\psi_{2d} + \beta p_n \omega \psi_{2q} + v_d, \\ \dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} + \alpha\beta\psi_{2q} - \beta p_n \omega \psi_{2d} + v_q, \\ \dot{\psi}_{2d} &= -\alpha\psi_{2d} + (\omega_0 - p_n \omega)\psi_{2q} + \alpha L_m i_{1d}, \\ \dot{\psi}_{2q} &= -\alpha\psi_{2q} - (\omega_0 - p_n \omega)\psi_{2d} + \alpha L_m i_{1q},\end{aligned}\tag{A.8}$$

$$\begin{aligned}|\dot{\hat{\Psi}}_2| &= -\alpha\hat{\Psi}_2 + \alpha L_m i_{1d}, \\ \dot{\hat{\epsilon}}_0 &= \omega_0 = p_n \omega + \alpha L_m \frac{i_{1q}}{|\hat{\Psi}_2|}.\end{aligned}\tag{A.9}$$

Друге рівняння в (A.9) визначає динаміку кутового положення вектору потокозчеплення ротора і є відомим рівнянням для синхронної швидкості поля АД згідно:

$$\omega_0 = p_n \omega + \omega_2,$$

де $\omega_2 = \alpha L_m \frac{i_{1q}}{|\hat{\Psi}_2|}$ – частота ковзання.

Для подальшого конструювання алгоритму керування зручно визначити похибки оцінювання потокозчеплень в системі координат (d-q):

$$\begin{aligned}\tilde{\Psi}_{2d} &= \psi_{2d} - |\hat{\Psi}_2|, \\ \tilde{\Psi}_{2q} &= \psi_{2q}.\end{aligned}\tag{A.10}$$

З останніх рівнянь в (A.8) отримаємо диференційні рівняння для похибок оцінювання в системі координат (d-q):

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\Psi}}_{2d} &= -\alpha\tilde{\Psi}_{2d} + \omega_2\tilde{\Psi}_{2q}, \\ \dot{\tilde{\Psi}}_{2q} &= -\alpha\tilde{\Psi}_{2q} - \omega_2\tilde{\Psi}_{2d},\end{aligned}\tag{A.11}$$

де $\omega_2 = \omega_0 - p_n \omega$.

Зрозуміло, що система рівнянь (А.11) могла бути отримана шляхом безпосереднього перетворення (А.3) в систему координат (d-q).

Визначимо електромеханічну підсистему АД, задану рівняннями:

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c), \\ M &= \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} (\psi_{2d} i_{1q} - \tilde{\psi}_{2q} i_{1d}), \\ \dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2q} - \beta p_n \omega \psi_{2d} + v_q,\end{aligned}\tag{A.12}$$

а також електромагнітну підсистему у вигляді:

$$\begin{aligned}|\dot{\hat{\psi}}_2| &= -\alpha \hat{\psi}_2 + \alpha L_m i_{1d}, \\ \dot{i}_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \alpha \beta \psi_{2d} + \beta p_n \omega \tilde{\psi}_{2q} + v_d, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2d} + \omega_2 \tilde{\psi}_{2q}, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2q} - \omega_2 \tilde{\psi}_{2d}, \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = p_n \omega + \alpha L_m \frac{i_{1q}}{|\hat{\psi}_2|}.\end{aligned}\tag{A.13}$$

Визначимо $\psi^* > 0$ як задане значення модуля потокозчеплення ротора, обмежену функцію з обмеженими відомими першою та другою похідними за часом. Згідно формулювання задачі відпрацювання моменту та потокозчеплення необхідно спроектувати двомірний вектор керуючих дій $\mathbf{v} = (v_d, v_q)^T$ в (А.12), (А.13), який би гарантував асимптотичність відпрацювання вихідних регульованих координат в (3.5).

Визначимо похибки відпрацювання струмів статора у вигляді:

$$\begin{aligned}\tilde{i}_{1d} &= i_{1d} - i_{1d}^*, \\ \tilde{i}_{1q} &= i_{1q} - i_{1q}^*,\end{aligned}\tag{A.14}$$

і похибку відпрацювання оціненого значення модуля потокозчеплення $\tilde{\psi}$ як:

$$\tilde{\psi} = |\hat{\psi}_2| - \psi^*.\tag{A.15}$$

Тоді з (A.12), (A.13) при (A.14), (A.15) динаміка похибок регулювання моменту і струмів та відпрацювання оціненого потокозчеплення може бути записана як:

$$\begin{aligned}
 M^* + \tilde{M} &= \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} \psi^* i_{1q}^* + \tilde{M}, \\
 \tilde{M} &= \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} \psi^* \tilde{i}_{1q} + \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} (\tilde{\psi} + \tilde{\psi}_{2d}) (\tilde{i}_{1q} + i_{1q}^*) - \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} \tilde{\psi}_{2q} (i_{1d}^* + \tilde{i}_{1d}), \quad (A.16) \\
 \dot{\tilde{i}}_{1q} &= -\gamma \tilde{i}_{1q} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2q} - \beta p_n \omega (|\hat{\psi}_2| + \tilde{\psi}_{2d}) - \gamma i_{1q}^* - \dot{i}_{1q}^* + v_q, \\
 \dot{\tilde{\psi}} &= -\alpha \tilde{\psi} + \alpha L_m \tilde{i}_{1d} - \alpha \psi^* + \alpha L_m i_{1d}^* - \dot{\psi}^* \\
 \dot{\tilde{i}}_{1d} &= -\gamma \tilde{i}_{1d} + \alpha \beta (|\hat{\psi}_2| + \tilde{\psi}_{2d}) - \beta p_n \omega \tilde{\psi}_{2q} - \gamma i_{1d}^* - \dot{i}_{1d}^* + v_d.
 \end{aligned} \quad (A.17)$$

З (A.16), (A.17) запишемо алгоритм відпрацювання моменту і вектору потокозчеплення, який містить:

– регулятор моменту:

$$i_{1q}^* = \frac{1}{\mu_1 \psi^*} M^*; \quad (A.18)$$

– регулятор модуля потокозчеплення:

$$\begin{aligned}
 i_{1d}^* &= \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^* - k_\psi \tilde{\psi} - x_\psi), \\
 \dot{x}_\psi &= k_{\psi i} \tilde{\psi},
 \end{aligned} \quad (A.19)$$

де $(k_\psi, k_{\psi i}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора потокозчеплення;

– регулятор струму по осі d:

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_d &= k_{id} \tilde{i}_{1d}, \\
 v_d &= -k_{id1} \tilde{i}_{1d} - x_d + \gamma i_{1d}^* - \alpha \beta |\hat{\psi}_2| + \dot{i}_{1d}^*,
 \end{aligned} \quad (A.20)$$

$$i_{1d}^* = \frac{1}{\alpha L_m} \left\{ \alpha \dot{\psi}^* + \ddot{\psi}^* - \alpha L_m k_\psi \tilde{i}_{1d} + [k_\psi (\alpha + k_\psi) - k_{\psi i}] \tilde{\psi} - k_\psi x_\psi \right\}.$$

де $(k_{id1}, k_{id}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора струму по осі d;

– регулятор струму по осі q:

$$\begin{aligned}
\dot{x}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_{1q}, \\
v_d &= -k_{iq1} \tilde{i}_{1q} - x_q + \gamma i_{1q}^* + \beta p_n \omega |\hat{\psi}_2| + \dot{i}_{1q}^*, \\
\dot{i}_{1q}^* &= \frac{1}{\mu_1} \left(\frac{\dot{M}^*}{\psi^*} - \frac{M^* \dot{\psi}^*}{\psi^{*2}} \right)
\end{aligned} \tag{A.21}$$

де $(k_{iq1}, k_{iiq}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора струму по осі q .

Після підстановки алгоритму керування (A.18) – (A.21) в (A.13), (A.16), (A.17) отримаємо наступні рівняння динаміки похибок відпрацювання моменту:

$$\tilde{M} = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} \left[(\tilde{\psi} + \tilde{\psi}_{2d}) (\dot{i}_{1q}^* + \tilde{i}_{1q}) + \psi^* \tilde{i}_{1q} - \tilde{\psi}_{2q} (\dot{i}_{1d}^* + \tilde{i}_{1d}) \right], \tag{A.22}$$

$$\begin{aligned}
\dot{x}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_{1q}, \\
\dot{\tilde{i}}_{1q} &= -k_{iq1} \tilde{i}_{1q} - x_q - \beta p_n \omega \tilde{\psi}_{2d} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2q},
\end{aligned} \tag{A.23}$$

та координат електромагнітної підсистеми АД:

$$\begin{aligned}
\dot{x}_\psi &= k_{\psi i} \tilde{\psi}, \\
\dot{\tilde{\psi}} &= -(\alpha + k_\psi) \tilde{\psi} - x_\psi + \alpha L_m \tilde{i}_{1d},
\end{aligned} \tag{A.24}$$

$$\begin{aligned}
\dot{x}_d &= k_{iid} \tilde{i}_{1d}, \\
\dot{\tilde{i}}_{1d} &= -k_{id} \tilde{i}_{1d} - x_d + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2d} + \beta p_n \omega \tilde{\psi}_{2q},
\end{aligned} \tag{A.25}$$

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2d} + \omega_2 \tilde{\psi}_{2q}, \\
\dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2q} - \omega_2 \tilde{\psi}_{2d},
\end{aligned} \tag{A.26}$$

$$\dot{\epsilon}_0 = \omega_0 = p_n \omega + \alpha L_m \frac{\dot{i}_{1q}}{|\hat{\psi}_2|},$$

де $k_{iq} = \gamma + k_{iq1}$, $k_{id} = \gamma + k_{id1}$.

Згідно з рівняннями (A.22) – (A.26) результуюча динаміка похибок відпрацювання потокозчеплення та моменту має вигляд послідовного з'єднання двох підсистем: рівнянь динаміки відпрацювання моменту та потокозчеплення, які мають збурення (компоненти залежні від $\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}$), що є функцією

похибок оцінювання потокозчеплень ротора. Оскільки номінальна динаміка (A.22) – (A.26) (при $\tilde{\psi}_{2d} = \tilde{\psi}_{2q} = 0$) є лінійною і асимптотично стійкою для всіх $(k_\psi, k_{\psi_i}, k_{id}, k_{iq}, k_{ii}) > 0$, то з умови $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}) = 0$ слідує $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{M}, \tilde{\psi}) = 0$, тому що підсистема оцінювання (A.26) є включеною послідовно з підсистемами (A.22) – (A.25). Тобто мета асимптотичного відпрацювання моменту досягається. З іншого боку, оскільки $\tilde{\psi} = \tilde{\psi} + \tilde{\psi}_{2q}$, то також досягається мета відпрацювання модуля потокозчеплення ротора і умови асимптотичної прямої орієнтації за вектором потокозчеплення ротора $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_{2q} = 0$.

Необхідно відмітити, що алгоритми керування по вимірюваному виходу на основі спостерігачів діють по принципу керування спостерігачем, а оскільки спостерігач асимптотичний, то, в границі, керування спостерігачем та реальним об'єктом співпадають.

Важливим пунктом дослідження нелінійних алгоритмів керування є питання про їхню виродженість. З рівнянь (A.9) випливає, що умовою невиродженості є $|\hat{\psi}_2| > 0 \forall t \geq 0$. Виходячи з цього, спостерігач магнітного потоку звичайно ініціалізується наступним чином $\hat{\psi}_{2a}(0) \neq 0$; $\hat{\psi}_{2b}(0) = 0$, що еквівалентно $\hat{\psi}_{2a}(0) = |\hat{\psi}_2(0)| \neq 0$; $\varepsilon_0(0) = 0$. Якщо електрична машина в початковий момент не є збудженою, то $\psi_{2d}(0) = \psi_{2q}(0) = 0$, тобто $\tilde{\psi}_{2d}(0) = -|\hat{\psi}_2(0)|$, $\tilde{\psi}_{2q}(0) = 0$. Задавши умову $\psi^*(0) = \hat{\psi}_{2a}(0) > 0$, отримаємо наступні початкові умови для системи (A.24) – (A.26): $\tilde{\psi}_{2d}(0) \neq 0$, усі інші змінні мають нульові початкові умови. З (A.24) встановлюємо, що оскільки $(\tilde{\psi}(0), x_\psi(0)) = 0$, то $\tilde{\psi}(t) = 0 \forall t \geq 0$, тобто $|\hat{\psi}_2(t)| = \psi^*(t) > 0$.

Об'єднані рівняння алгоритму відпрацювання моменту та потокозчеплення ротора задаються рівняннями (A.9), (A.18) – (A.21), а перетворення координат здійснюється згідно виразів (3.2), (A.6):

$$\begin{pmatrix} \mathbf{u}_{1a} \\ \mathbf{u}_{1b} \end{pmatrix} = e^{\mathbf{J}\varepsilon_0} \begin{pmatrix} \mathbf{u}_{1d} \\ \mathbf{u}_{1q} \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \mathbf{i}_{1d} \\ \mathbf{i}_{1q} \end{pmatrix} = e^{-\mathbf{J}\varepsilon_0} \begin{pmatrix} \mathbf{i}_{1a} \\ \mathbf{i}_{1b} \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \mathbf{u}_{1d} \\ \mathbf{u}_{1q} \end{pmatrix} = \sigma \begin{pmatrix} -\omega_0 \mathbf{i}_{1q} + v_d \\ \omega_0 \mathbf{i}_{1d} + v_q \end{pmatrix}, \quad (\text{A.27})$$

Структурну схему системи відпрацювання моменту та потокозчеплення наведено на рис. АА.1.

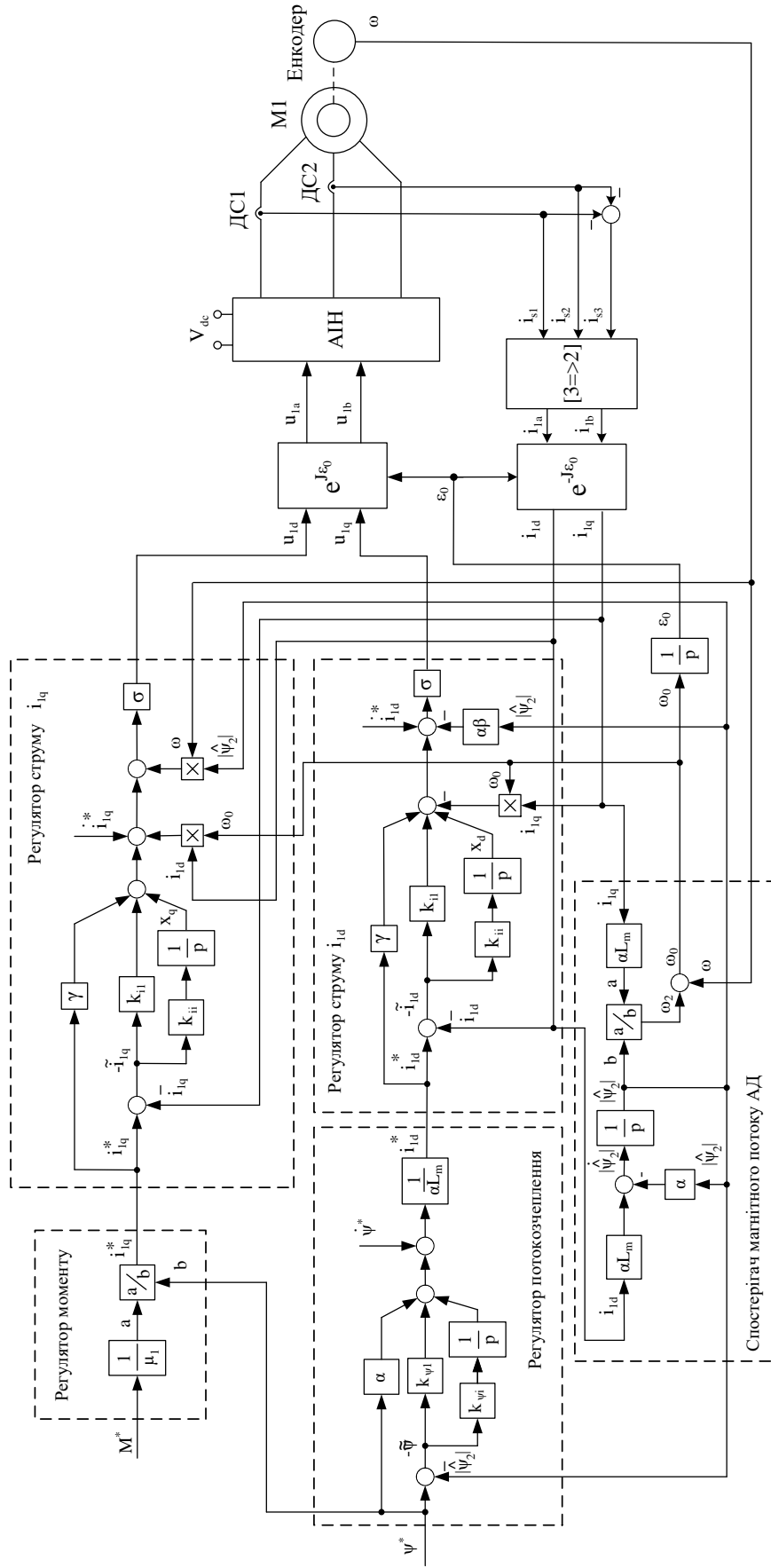


Рисунок А.1 – Структурна схема системи прямого векторного керування моментом АД

Підсистема відпрацювання модуля поточозчеплення (A.24) – (A.26) – двоконтурна, з зовнішнім контуром регулювання модуля поточозчеплення, динаміка якого описується рівняннями (A.24), а також внутрішнім контуром регулювання струму i_{id} , що має рівняння (A.25). Виходячи з цього може бути застосована стандартна процедура синтезу параметрів регуляторів потоку (A.19) та струму (A.21), що використовується для багатоконтурних систем з підпорядкованим регулюванням параметрів. Не важко показати, що лінійна система (A.22), (A.25) (при $\tilde{\psi}_{2d} = \tilde{\psi}_{2q} = 0$) є асимптотично стійкою для всіх $(k_{\psi}, k_{\psi i}) > 0$ та $(k_{iq1}, k_{iiq}) > 0$. Динамічні властивості кожного із ізольованих контурів регулювання визначаються динамічною системою другого порядку. Розрахунок коефіцієнтів зворотних зв'язків за пропорційною k_{iq}, k_{id} та інтегральною k_{ii} складовими регуляторів струму визначається згідно співвідношень з коефіцієнтами демпфування $\xi = 0.707$ та $\xi = 1$:

$$k_{iiq} = \frac{k_{iq}^2}{2} (\xi = 0.707), \quad k_{iiq} = \frac{k_{iq}^2}{4} (\xi = 1). \quad (A.28)$$

За аналогією для регулятора поточозчеплення маємо:

$$k_{\psi i} = \frac{(\alpha + k_{\psi})^2}{4} \text{ при } \xi = 1, \quad k_{\psi i} = \frac{(\alpha + k_{\psi})^2}{2} \text{ при } \xi = 0.707. \quad (A.29)$$

Необхідне розділення у часі процесів у зовнішньому контурі поточозчеплення та внутрішньому контурі струму досягається умовою

$$\omega_{oc} \geq (2 \div 3) \omega_{0\psi}, \quad (A.30)$$

де значення власної частоти недемпфованих коливань контурів регулювання струму ω_{oc} та поточозчеплення $\omega_{0\psi}$ визначається відомими рівняннями

$$\begin{aligned} \omega_{oc}^2 &= k_{iid}, \\ \omega_{0\psi}^2 &= k_{\psi i}. \end{aligned} \quad (A.31)$$

Розімкнений спостерігач, що заданий рівняннями (A.9), є найбільш простим, але має два важливі недоліки. По-перше, швидкість сходимості цього

спостерігача залежить лише від параметра АД $\alpha = T_r^{-1} = \frac{R_2}{L_2}$, де T_r – постійна часу роторного кола. Чутливість цього спостерігача до параметричних збурень є суттєвою, оскільки він розімкнений. Цей недолік може бути подолано за рахунок використання асимптотично стійких замкнених спостерігачів магнітного потоку. Залежно від вибраної структури вони можуть усунути названі недоліки.

Одною з можливих форм замкненого спостерігача потокозчеплення ротора є наступний:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{i}}_{1a} &= -\gamma\hat{i}_{1a} + \alpha\beta\hat{\psi}_{2a} + \beta p_n \omega \hat{\psi}_{2b} + \frac{1}{\sigma} u_{1a} + k_{io} e_a, \\ \dot{\hat{i}}_{1b} &= -\gamma\hat{i}_{1b} + \alpha\beta\hat{\psi}_{2b} - \beta p_n \omega \hat{\psi}_{2a} + \frac{1}{\sigma} u_{1b} + k_{io} e_b, \\ \dot{\hat{\psi}}_{2a} &= -\alpha\hat{\psi}_{2a} - \omega\hat{\psi}_{2b} + \alpha L_m \hat{i}_{1a} + \alpha e_a - p_n \omega e_b, \\ \dot{\hat{\psi}}_{2b} &= -\alpha\hat{\psi}_{2b} + \omega\hat{\psi}_{2a} + \alpha L_m \hat{i}_{1b} + \alpha e_b + p_n \omega e_a,\end{aligned}\tag{A.32}$$

де $k_{io} > 0$, а похибки оцінювання струмів, визначені як:

$$e_a = i_{1a} - \hat{i}_{1a}, \quad e_b = i_{1b} - \hat{i}_{1b}.\tag{A.33}$$

Спостерігач (A.32) є глобально асимптотично експоненційно стійким. Для подальшої процедури синтезу зручно перетворити рівняння (A.32) в систему координат (d-q) згідно перетворення координат (3.2) з компонентами матриці перетворення $e^{-J\varepsilon_0}$, заданими рівняннями (A.6). Після перетворень рівняння (A.32) мають вигляд:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{i}}_{1d} &= -\gamma\hat{i}_{1d} + \omega_0\hat{i}_{1q} + \alpha\beta|\hat{\psi}_2| + \frac{1}{\sigma} u_{1d} + k_{io} e_d, \\ \dot{\hat{i}}_{1q} &= -\gamma\hat{i}_{1q} - \omega_0\hat{i}_{1d} - \beta p_n \omega |\hat{\psi}_2| + \frac{1}{\sigma} u_{1q} + k_{io} e_q,\end{aligned}\tag{A.34}$$

$$\begin{aligned}|\dot{\hat{\psi}}_2| &= -\alpha|\hat{\psi}_2| + \alpha L_m \dot{i}_{1d} + \alpha e_d - p_n \omega e_q, \\ \dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 &= p_n \omega + \alpha L_m \frac{\dot{i}_{1q}}{|\hat{\psi}_2|} + \frac{1}{|\hat{\psi}_2|} (\alpha e_q + \omega e_d),\end{aligned}\tag{A.35}$$

де $e_d = i_{1d} - \hat{i}_{1d}$, $e_q = i_{1q} - \hat{i}_{1q}$.

Використовуючи визначення (А.10) та рівняння (А.8), (А.34), запишемо рівняння динаміки похибок оцінювання у наступному вигляді:

$$\begin{aligned}\dot{e}_d &= -(\gamma + k_{io})e_d + \omega_0 e_q + \alpha\beta\tilde{\psi}_{2d} + \beta p_n \omega\tilde{\psi}_{2q}, \\ \dot{e}_q &= -(\gamma + k_{io})e_q - \omega_0 e_d + \alpha\beta\tilde{\psi}_{2q} - \beta p_n \omega\tilde{\psi}_{2d}, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha\tilde{\psi}_{2d} + \omega_2\tilde{\psi}_{2q} - \alpha e_d + p_n \omega e_q, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha\tilde{\psi}_{2q} - \omega_2\tilde{\psi}_{2d} - \alpha e_q - p_n \omega e_d.\end{aligned}\tag{A.36}$$

Асимптотичні властивості цього спостерігача доводяться на основі теореми Ляпунова про стійкість з використанням функції Ляпунова у вигляді:

$$V = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\beta} (e_d^2 + e_q^2) + \tilde{\psi}_{2d}^2 + \tilde{\psi}_{2q}^2 \right) > 0,\tag{A.37}$$

похідна якої в силу рівнянь (А.36) дорівнює:

$$\dot{V} = -(\gamma + k_{io})\beta^{-1} (e_d^2 + e_q^2) - \alpha (\tilde{\psi}_{2d}^2 + \tilde{\psi}_{2q}^2) < 0.\tag{A.38}$$

З (А.37), (А.38) слідує, що $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}, e_d, e_q) = 0$.

Пряме векторне керування кутовою швидкістю і потокозчепленням АД

Для цієї задачі мета керування СО.1 модифікується, і полягає в асимптотичному відпрацюванні кутової швидкості та потокозчеплення, тобто:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0,\tag{A.39}$$

де $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$ – похибка відпрацювання швидкості.

Нелінійний алгоритм прямого векторного керування швидкістю АД є аналогічним до алгоритму керування моментом АД (3.2), (А.6), (А.9), (А.18) – (А.21), з різницею в заміні регулятора моменту на нелінійний регулятор швидкості в стандартній формі:

$$\begin{aligned}i_{1q}^* &= \frac{1}{\mu\psi^*} (\hat{M}_c + \dot{\omega}^* - k_{\omega}\tilde{\omega}), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i}\tilde{\omega},\end{aligned}\tag{A.40}$$

де $\tilde{M}_c = \frac{M_c}{J} - \hat{M}_c$ – похибка оцінювання невідомої компоненти моменту

навантаження, \hat{M}_c – оцінка складової моменту навантаження $\frac{M_c}{J} = \text{const}$.

Відома \dot{i}_{1q1}^* та невідома \dot{i}_{1q2}^* складові похідної від i_{1q}^* (A.40) мають вигляд:

$$\begin{aligned} \dot{i}_{1q1}^* &= \frac{1}{\mu\psi^*} \left[\dot{\hat{M}}_c + \ddot{\omega}^* - k_\omega (-k_\omega \tilde{\omega} + \mu\psi^* \tilde{i}_{1q}) \right] - \frac{\dot{\psi}^*}{\psi^*} i_{1q}^*, \\ \dot{i}_{1q2}^* &= \frac{1}{\mu\psi^*} \left\{ -k_\omega \left[-\tilde{M}_c + \mu(\tilde{\psi}_{2d} + \tilde{\psi}) i_{1q}^* - \mu\tilde{\psi}_{2q} i_{1d}^* + \mu(\tilde{\psi}_{2d} + \tilde{\psi}) \tilde{i}_{1q} - \mu\tilde{\psi}_{2q} \tilde{i}_{1d} \right] \right\}. \end{aligned} \quad (\text{A.41})$$

У виразі (A.21) для регулятора струму замість \dot{i}_{1q}^* використовується \dot{i}_{1q1}^* з (A.41).

Рівняння динаміки похибок відпрацювання координат в електромеханічній підсистемі АД в силу дії алгоритму керування (A.40), (A.41) мають вигляд:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i} \tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{\omega}} &= -k_\omega \tilde{\omega} - \tilde{M}_c + \mu\psi^* \tilde{i}_{1q} + \mu(\tilde{\psi}_{2d} + \tilde{\psi}) \tilde{i}_{1q} + \mu(\tilde{\psi}_{2d} + \tilde{\psi}) \tilde{i}_{1q} - \mu\tilde{\psi}_{2q} i_{1d}^* - \mu\tilde{\psi}_{2q} \tilde{i}_{1d}, \\ \dot{x}_q &= k_{ii} \tilde{i}_{1q}, \\ \dot{\tilde{i}}_{1q} &= -k_i \tilde{i}_{1q} - x_q - \frac{k_\omega}{\mu} \tilde{M}_c + \psi^* (\alpha\beta \tilde{\psi}_{2q} - \beta p_n \omega^* \tilde{\psi}_{2d}) - \tilde{\omega} p_n \tilde{\psi}_{2d} \psi^* \beta + \\ &\quad + \frac{k_\omega}{\mu} (\tilde{\psi}_{2d} + \tilde{\psi}) i_{1q}^* - \frac{k_\omega}{\alpha L_m} \tilde{\psi}_{2q} i_{1d}^* + k_\omega (\tilde{\psi}_{2d} + \tilde{\psi}) \tilde{i}_{1q} - k_\omega \tilde{\psi}_{2q} \tilde{i}_{1d}. \end{aligned} \quad (\text{A.42})$$

Рівняння динаміки похибок відпрацювання координат в електромагнітній підсистемі не змінюються відносно електромеханічної підсистеми, вони визначені в (A.24) – (A.26) і дорівнюють:

$$\begin{aligned}
\dot{x}_\psi &= k_{\psi i} \tilde{\psi}, \\
\dot{\tilde{\psi}} &= -(\alpha + k_\psi) \tilde{\psi} - x_\psi + \alpha L_m \tilde{i}_{1d}, \\
\dot{x}_d &= k_{ii} \tilde{i}_{1d}, \\
\dot{\tilde{i}}_{1d} &= -k_{id} \tilde{i}_{1d} - x_d + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2d} + \beta p_n \omega^* \tilde{\psi}_{2q} + \beta p_n \tilde{\omega} \tilde{\psi}_{2q}, \\
\dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2d} + \omega_2 \tilde{\psi}_{2q}, \\
\dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2q} - \omega_2 \tilde{\psi}_{2d}.
\end{aligned} \tag{A.43}$$

Об'єднана нелінійна система (A.42), (A.43), що описує динамічну поведінку АД в процесі відпрацювання кутової швидкості і модуля потокозчеплення ротора, має десятий порядок. Між тим цілеспрямовано досягнута декомпозиція на електромеханічну (A.42) та електромагнітну (A.43) підсистеми дозволяє суттєво спростити аналіз стійкості. Використання стандартних налаштувань контурів регулювання відповідно до процедур (A.28) – (A.31) забезпечує асимптотичну стійкість композитній системі (A.42), (A.43): $\lim_{t \rightarrow \infty} (x_d, \tilde{i}_{1d}, \tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q})^T = \mathbf{0}$, $\lim_{t \rightarrow \infty} (x_\psi, \tilde{\psi})^T = \mathbf{0}$, $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\omega}, \tilde{M}_c, x_q, \tilde{i}_{1q})^T = \mathbf{0}$. Остання умова безпосередньо слідує з перших двох, які було доведено раніше.

Необхідне розділення у часі процесів регулювання в зовнішньому контурі швидкості і внутрішньому контурі струму по осі q досягається умовою:

$$\omega_{0c} \geq (2 \div 3) \omega_{0\omega}, \tag{A.44}$$

де значення власної частоти недемпфованих коливань контурів регулювання струму ω_{0c} та швидкості $\omega_{0\omega}$ визначається аналогічно (A.31), стандартні налаштування коефіцієнтів регулятора швидкості аналогічні (A.28).

ДОДАТОК Б

НОМІНАЛЬНІ ПАРАМЕТРИ ДВИГУНІВ

В додатку надано номінальні параметри і параметри схеми заміщення використовуюваного у дослідженнях двигуна.

Таблиця Б.1. Номінальні параметри АД 4А112М2У3 потужністю 30 кВт

| Параметр | Значення |
|---|------------------------------|
| Потужність, P_2 | 7.5 кВт |
| Номінальна кутова швидкість, ω_N | 307.72 рад/с |
| Номінальний момент, M_N | 24.51 Нм |
| Частота, f | 50 Гц |
| Лінійна напруга, U_{ab} | 380 В |
| Номінальний струм | 20.92 А |
| Активний опір статора | $R_1 = 0.67$ Ом |
| Активний опір ротора | $R_2 = 0.4$ Ом |
| Індуктивність намагнічуючого контуру | $L_m = 0.1746$ Гн |
| Індуктивність статора | $L_1 = 1772$ Гн |
| Індуктивність ротора | $L_2 = 1810$ Гн |
| Момент інерції | $J = 0,01$ кг·м ² |
| Число пар полюсів | $p_n = 1$ |