

Пояснювальна записка до дипломного проекту

на тему: Електромеханічна система надлегкого електромобіля

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

Факультет електроенерготехніки та автоматики
 (повна назва)

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу
 (повна назва)

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

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

Освітньо-професійна програма – Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність

ЗАТВЕРДЖУЮ
 Завідувач кафедри
 _____ Сергій ПЕРЕСАДА
 (підпис)

« ____ » _____ 20__ р.

ЗАВДАННЯ
на дипломний проект студенту
Гузенку Петру Віталійовичу
 (прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту Електромеханічна система надлегкого електромобіля _____

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

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

2. Термін подання студентом проекту _____

3. Вихідні дані до проекту _____

4. Зміст пояснювальної записки Аналітичний огляд. Розрахунок параметрів основних елементів електромеханічної системи. Розробка алгоритму керування.

Дослідження динамічних показників методом математичного моделювання.
Практична реалізація системи векторного керування асинхронного двигуна.

5. Перелік графічного матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслеників, плакатів, презентацій тощо) Схема електрична принципова мікропроцесорної частини. Функціональна схема електропривода. Перехідні процеси асинхронного двигуна.

6. Консультанти розділів проекту*

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

* Якщо визначені консультанти. Консультантом не може бути зазначено керівника дипломного проекту.

7. Дата видачі завдання _____

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання дипломного проекту	Термін виконання етапів проекту	Примітка
1	Аналітичний огляд	19.04.2021	
2	Розрахунок параметрів основних елементів електромеханічної системи.	03.05.2021	
3	Розробка алгоритму керування	10.05.2021	
4	Дослідження динамічних показників методом математичного моделювання.	24.05.2021	
5	Практична реалізація системи векторного керування асинхронного двигуна.	31.05.2021	
6	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини. Підготовка презентації	07.06.2021	

Студент



(підпис)

Гузенко П.В.

Керівник проекту

(підпис)

Ковбаса С.М.

РЕФЕРАТ


Дипломний проект містить: сторінок – 78, рисунків – 14, таблиць – 10, 3 аркуша графічної частини.

Мета роботи полягає дослідженні електромеханічної системи надлегкого електромобіля.

Спроектована система може використовуватись на практиці для удосконалення існуючого надлегкого автомобіля та проведення подальших досліджень.

Графічна частина включає в себе: схему електричну принципову мікропроцесорної частини, функціональну схему електропривода, перехідні процеси асинхронного двигуна.

НАДЛЕГКИЙ ЕЛЕКТРОМОБІЛЬ, ТРАНСПОРТНИЙ ЗАСІБ,
АСИНХРОННИЙ ЕЛЕКТРОДВИГУН, КОНТРОЛЕР, ВЕКТОРНЕ
КЕРУВАННЯ, ПЕРЕТВОРЮВАЧ, МОМЕНТ, ШІМ, ПЕРЕХІДНІ ПРОЦЕСИ

					141.8106.005.БР			
					<i>Електромеханічна система надлегкого електромобіля Реферат</i>	<i>Лім</i>	<i>Маса</i>	<i>Масштаб</i>
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		Т		
Розроб.	Гузенко П.В.							
Перевір.	Ковбаса С.М.							
						<i>Арк. 6</i>	<i>Аркушів 78</i>	
Н. контр.	Ковбаса С.М.					КПІ ім. Ігоря Сікорського Каф. АЕМС-ЕП Гр. ЕП-п81		
Ватверд.	Пересада С.М.							

SUMMARY


This project contains 78 pages, 14 drawings, 10 tables, 3 sheets of the graphic part.

The purpose of this project is to develop an electromechanical system of the small electric car.

The designed system can be used in practice to improve the existing small electric car and conduct further research.

The graphic part includes: the circuit diagram of the basic microprocessor part, the functional diagram of the electric drive, the transients of the induction motor.

SMALL ELECTRIC CAR, VEHICLE, INDUCTION MOTOR
CONTROLLER, VECTOR CONTROL, CONVERTER, TORQUE, PWM,
TRANSITIONAL PROCESSES

					<i>141.8106.015.БР</i>			
					<i>Електромеханічна система надлегкого електромобіля Реферат</i>	<i>Літ.</i>	<i>Маса.</i>	<i>Масштаб</i>
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		Т		
Розроб.		Гузенко П.В.						
Перевір.		Ковбаса С.М.						
						<i>Арк. 7</i>	<i>Аркушів 78</i>	
Н. контр.		Ковбаса С.М.				КПП ім. Ігоря Сікорського Каф. АЕМС-ЕП Гр. ЕП-п81		
Ватверд.		Пересада С.М.						

ЗМІСТ

ВСТУП.....	10
1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД.....	11
1.1 Загальні відомості.....	11
1.2 Класифікація за типами двигунів, джерелами живлення, особливості функціонування.....	12
1.3 Суперконденсатори, як альтернативне джерело живлення електромобіля.....	16
1.4 Технологічні особливості об'єкту.....	18
1.5 Задачі, які необхідно вирішити.....	20
1.6 Висновок.....	20
2 РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ ОСНОВНИХ ЕЛЕМЕНТІВ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОЇ СИСТЕМИ.....	21
2.1 Розрахунок електродвигуна.....	21
2.1.1 Розрахунок потужності електродвигуна.....	21
2.1.2 Розрахунок номінальних даних двигуна.....	29
2.1.3 Розрахунок параметрів Т-подібної схеми заміщення.....	30
2.2 Розрахунок тягової батареї.....	32
2.2.1 Розрахунок акумуляторної батареї.....	32
2.2.2 Розрахунок суперконденсаторів.....	36
2.2.3 Порівняння акумуляторної батареї та батареї суперконденсаторів...	37
2.3 Висновок.....	39
3 РОЗРОБКА АЛГОРИТМУ КЕРУВАННЯ.....	40
3.1 Векторне керування асинхронного двигуна.....	40
3.2 Пряме векторне керування моментом асинхронного двигуна на основі принципу розділення.....	42
3.3 Пряме векторне керування моментом асинхронного двигуна повного порядку.....	45
3.4 Висновок.....	48

4 ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ПОКАЗНИКІВ МЕТОДОМ МАТЕМАТИЧНОГО МОДЕЛЮВАННЯ.....	49
4.1 Дослідження асинхронного двигуна без навантаження	49
4.1.1 Дослідження двигуна на номінальній його роботі	49
4.1.2 Дослідження двигуна з використанням ослаблення поля.....	53
4.2 Дослідження асинхронного двигуна з навантаженням.....	57
4.3 Висновки.....	60
5 ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ СИСТЕМИ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА.....	61
5.1 Загальна характеристика елементів функціональної схеми.....	61
5.2 Розрахунок елементів силової частини.....	64
5.3 Розробка мікропроцесорної схеми керування.....	65
5.4 Розрахунок вартості елементної бази.....	70
5.5 Висновок.....	73
ВИСНОВКИ.....	74
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ.....	76

ВСТУП

Електромобільність розвивається, її прорив ось-ось настане. Зараз триває підготовка інфраструктури з розробкою конкретних моделей. Технології існують досить давно, але низька кількість електромобілів, що випускаються на сьогоднішній день, підтримують високі ціни. Перша суттєва зміна відбулася у галузі виробництва акумуляторів, де поширення мобільних пристроїв також знизило ціни на батареї, призначені для повністю електромобілів. Технологія єдиних електроприводів з акумуляторами, перевірена в електричних легкових автомобілях, перейшла і в інші транспортні сегменти [1].

Інфраструктура для електромобілів в основному включатиме інфраструктуру заряджання електроенергії для зарядки накопичувача електроенергії (акумулятора) електромобіля електричною енергією від мережі або використання інших технічних рішень для забезпечення обміну батареями в електромобілях з подальшою зарядкою під час їх зберігання. Майбутня інфраструктура для електромобілів може бути розширена за допомогою інфраструктури для використання паливних елементів або заміни електроліту в акумуляторах [1].

1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД

1.1 Загальні відомості

Зараз технологія електромобілів перебуває у третьому столітті розвитку і, швидше за все, буде швидко розвиватися в найближчі роки [2].

Останнім часом, оскільки забруднення навколишнього середовища та енергетична криза зростають у всьому світі, замість традиційних транспортних засобів обіцяють електромобілі. Більшість електромобілів, включаючи електромобілі, електричні скутери, рухаються від електрики, що зберігається в акумуляторі. Однак електромобілі все ще страждають від основної проблеми, оскільки короткий пробіг через низький вміст енергії в батареях [3].

Широко використовуються електричні поїзди, а сучасні швидкісні поїзди конкурентоспроможні повітряному транспорту за швидкістю руху на коротших сухопутних маршрутах. В енергетичному відношенні вони використовують менше 10% пального на пасажирський кілометр, ніж повітряний транспорт [2].

Електричні дорожні транспортні засоби не досягли комерційного успіху, якого мають транспортні засоби з двигуном внутрішнього згоряння; однак, технологія акумуляторів зараз розвинулася до такої міри, що електромобілі випускаються в комерційній галузі. Майбутні розробки акумуляторів, швидше за все, прискорять використання електричних дорожніх транспортних засобів у найближчі кілька років [2].

Невеликі електромобілі, такі як баггі для гольфу та перевізники персоналу в аеропортах, добре зарекомендували себе. Електричні велосипеди стають дедалі популярнішими і вважаються одним із найшвидших способів пересування містом, де багато людей [2].

Потенційні екологічні вигоди, які можуть виникнути внаслідок використання електричних транспортних засобів, є значними, коли транспортні засоби використовують електроенергію, що виробляється з джерел, що використовують високоефективні сучасні електростанції або які використовують атомну або стійку енергію. Екологічні переваги включають

нульові викиди вихлопних газів поблизу автомобілів, зменшену залежність від викопного палива та загальні викиди вуглецю [2].

Автомобіль складається з електричної батареї для накопичення енергії, електродвигуна та контролера. Зазвичай акумулятор заряджається від мережевої розетки та блоку зарядки акумулятора, який можна переносити на борту або встановлювати в місці зарядки. Контролер зазвичай керує потужністю, що подається на двигун, а отже, і швидкість транспортного засобу, вперед і назад. Зазвичай бажано використовувати рекуперативне гальмування, як для відшкодування енергії, так і як зручну форму гальмування без тертя [2].

1.2 Класифікація за типами двигунів, джерелами живлення, особливості функціонування

Відповідно до класифікацій за габаритними розмірами [4,5], розрізняють повнорозмірні електромобілі, внутрішньоміські електромобілі та мікро-електромобілі.

Повнорозмірні електромобілі (Full Sized EV). Термін «повнорозмірний електромобіль» передбачає не тільки розміри - характеристики цих машин часто перевищують параметри автомобілів-донорів та відзначаються наявністю потужного електромотора з високим крутним моментом навіть на низьких оборотах, на відміну від ДВЗ та потужною акумуляторною батареєю [4]. Основною особливістю даного типу електромобілів є наближення дальності пробігу, а також максимальної швидкості до автомобілів з двигуном внутрішнього згоряння. Оскільки на даний момент вартість електромобіля визначається, в основному, вартістю електрообладнання, то повнорозмірні електромобілі коштують досить дорого.

Внутрішньоміські електромобілі. Даний тип електромобілів має на увазі спеціально сконструйований для електромобіля дизайн кузова - практично всі представлені на ринку внутрішньоміські електромобілі побудовані на базі несучої рами з навісними пластиковими панелями. Це рішення дозволяє

радикально знизити вагу електромобіля, а також зробити кузов більш довговічним [4].

Внутрішньоміські електромобілі мають обмеження максимальної швидкості пересування на рівні орієнтовно 60-90 км/год, що дозволяє також зменшити критичний параметр ваги - встановлюється менш потужні (одночасно менш важкі) електродвигуни.

Мікро-електромобілі. Даний тип електромобілів є комплексним рішенням не тільки проблеми обмеженої місткості акумуляторної батареї, а й проблеми все зростаючого внутрішньоміського трафіку, що створює велику кількість транспортних пробок [4]. У внутрішньоміських умовах більшість переміщень жителів здійснюється в циклі дім-робота-магазин-будинки. Середнє значення подоланої відстані для середніх міст становить 25-35 кілометрів на день, причому в більшості випадків автомобіль везе тільки свого водія. Спираючись на даний факт, можна зазначити високу неефективність використання особистого автотранспорту.

Для електромобіля зменшення розмірів призводить до зменшення кількості акумуляторів батареї при тій же дальності пробігу (за рахунок зниження ваги і аеродинамічного опору). Менша ємність акумулятора означає пристойну економію в ціні електромобіля, а застосування досить важкої (у порівнянні з баком бензину) акумуляторної батареї дозволяє радикально знизити центр мас мікроавтомобіля, що серйозно позначається на стійкості такого засобу пересування.

Також існує класифікація електромобілів [6,7] в залежності від типу привода (рис. 1.1):

- BEV: Акумуляторні електромобілі (тільки електроенергія);
- HEV: Гібридні електромобілі (електроенергія, бензин/дизпаливо);
- PHEV: Плагін-гібридний (електроенергія, бензин/дизпаливо);
- E-REV: Електромобіль зі збільшеним запасом ходу (електроенергія, бензин/дизпаливо);

- FCEV: Електромобіль на паливних елементах (електроенергія, водень).

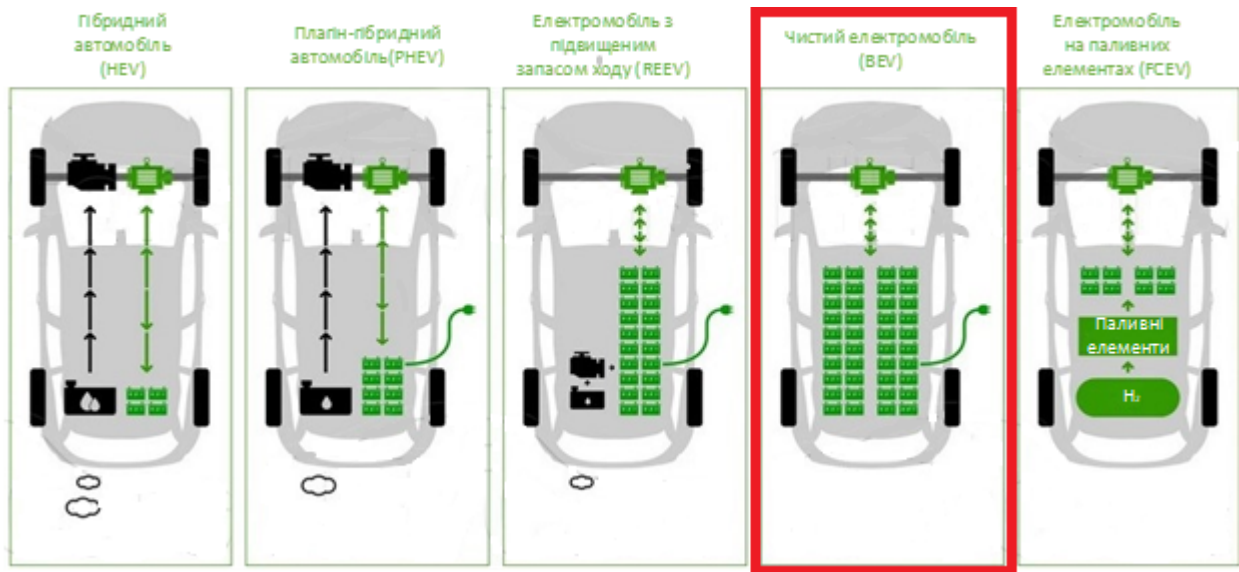


Рисунок 1.1 – Схеми автомобілів з різними типами силових установок і видами силових агрегатів

Чисто електричний транспортний засіб (Pure EV) – це електричний транспортний засіб, що живиться лише від акумулятора. Інша назва – Battery Electric Vehicle. На сьогоднішній день, більшість виробників типових автомобілів пропонують чисто електричні автомобілі з пробігом близько 100 миль (161 км) [8].

У них немає бензинового двигуна, паливного бака та вихлопної труби. Відомі також прототипи BEV такі як автобуси, мотоцикли, скутери і навіть човни, а також автомобілі [5,6,7].

BEV – це електромобілі які підключаються до електромережі, тобто використовують зовнішню розетку для зарядки акумулятора. Хоча це може бути традиційна домашня розетка, рекомендується встановити домашню точку зарядки, так як вона набагато ефективніша для зарядки. У цих повністю електричних транспортних засобах також є внутрішній спосіб зарядки акумуляторів за допомогою рекуперативного гальмування. Тобто використовується зусилля уповільнення транспортного засобу для підзарядки

внутрішньої батареї, максимально використовуючи кінетичну і теплову енергію, яку витрачає більшість автомобілів.

В акумуляторних електромобілях електроенергія зберігається в бортових акумуляторних батареях великої ємності. Це акумулятори, спеціально розроблені для живлення автомобіля чи іншого транспортного засобу. Акумуляторні батареї використовуються для всієї електроніки з BEV, а також для електродвигунів.

Гібридний електромобіль (Hybrid Electric Vehicle або HEV) – живиться від акумулятора та/або ДВЗ. Джерело живлення вибирається автомобілем автоматично залежно від швидкості, навантаження двигуна та заряду акумулятора. Цей акумулятор не можна підключити до мережі, тому заряд підтримується за рахунок рекуперативного гальмування, доповненого потужністю, генерованою ДВЗ [8].

Плагін гібридний електромобіль (Plug-In Hybrid Electric Vehicles або PHEV) – це транспортний засіб із вставним акумулятором та двигуном внутрішнього згоряння (ДВЗ). Типові PHEV мають чисто електричний пробіг 10–30 миль. Після використання чисто електричного діапазону, транспортний засіб стає чистим гібридом [8].

Фактично, через це було виявлено, що PHEV економлять до 60% витрат на енергію в порівнянні з іншими гібридами [6,7,9].

Однією з відмінностей PHEV від звичайних гібридів є те, що, оскільки вони використовують зовнішній зарядний пристрій для електродвигуна, вони можуть мати нульовий діапазон викидів. Діапазон нульових викидів - це коли «автомобіль або фургон виділяє 75 г/км CO₂ або менше». Ще однією відмінністю PHEV від стандартних гібридів є те, що на електричному двигуні вони можуть рухатися тільки на низьких швидкостях і на короткі відстані, потім спрацьовує звичайний двигун.

Електромобіль з підвищеним запасом ходу (Extended-Range Electric Vehicle E-REV) – це транспортний засіб, що живиться від акумулятора з генератором на базі ДВЗ. E-REV - це як чисто електромобілі, але з меншим пробігом (близько 50

миль). Ця комбінація спрямована на те, щоб дозволити цим транспортним засобам здійснювати більшість поїздок використовуючи електричну енергію, а ДВЗ використовувати в якості резервного [8].

Е-REV мають широкий вибір джерел живлення в залежності від моделі і фірми виробника. Е-REV можуть мати викиди CO₂ менше ніж 20 г/км завдяки використанню електродвигуна. Для порівняння: поточна мета ЄС для транспортних засобів становить 95 грамів CO₂ на кілометр [6,7,9].

Під час руху такі автомобілі максимально використовують електроенергію, а потім переключитися на ДВЗ, коли необхідно буде більше потужності чи швидкості, або під час подорожі батарея розрядиться. Ключові відмінності між Е-REV і PHEV полягають в тому, що в Е-REV колеса завжди приводяться в рух електродвигуном, і Е-REV використовують двигун набагато меншого розміру, ніж PHEV.

Електромобілі на паливних елементах (Fuel Cell Electric Vehicle або FCEV) – транспортний засіб на водневих паливних елементах, має батарею паливних елементів, і використовує водень для створення електроенергії, необхідну для приведення в дію коліс транспортного засобу [6,7,9]. FCEV не використовують ДВЗ, вони використовують батарею і паливний елемент.

Паливний елемент - це електрохімічний пристрій, який не вимагає зарядки. Він виробляє електрику і тепло з води, виробленої в вихлопній трубі. Він може виробляти електрику, поки є постійний запас водню.

1.3 Суперконденсатори, як альтернативне джерело енергії електромобіля

Суперконденсатори – це накопичувачі енергії, які можуть зберігати та доставляти енергію дуже швидко та з високою ефективністю. Вони засновані на електростатичному процесі накопичення енергії, який відбувається повністю без хімічних процесів, на відміну від батарей, що базуються на процесах накопичення електрохімічної енергії. Вони мають високу щільність енергії та потужності, дуже надійні для використання в широкому діапазоні температур,

мають тривалий термін служби і можуть заряджатися та розряджатися багато сотень тисяч разів без значних втрат [10].



Рисунок 1.2 – Суперконденсатори

Завдяки своїм видатним перевагам суперконденсатори вже впроваджені по всьому світу в безлічі різних застосувань. Суперконденсатори замінюють або комплектують первинне джерело енергії, таке як акумулятор, двигун внутрішнього згоряння або паливний елемент, який не призначений для багаторазової подачі великої кількості енергії. Завдяки постійному розвитку електричних систем та рішень у всіх секторах, майбутнє за встановленими високопродуктивними технологіями накопичення енергії, такими як суперконденсатори, видається дуже світлим [10].

Суперконденсатори використовуються як первинні джерела енергії, такі як двигуни внутрішнього згоряння, акумулятори та паливні елементи. Суперконденсатори є найефективнішими, коли їх використовують як безперервні джерела енергії. Обмеження встановлюються, коли програмі потрібно тимчасово зберігати або подавати великі обсяги енергії [10].

Однак суперконденсатори призначені для зберігання та доставки стрибків потужності. Вони можуть ефективно та швидко зберігати та передавати енергію,

що сприяє уникненню втрат енергії. Тому вони є ідеальним доповненням до первинного джерела енергії, хоча в деяких застосуваннях, які потребують великої кількості енергії, їх можна використовувати як єдине джерело енергії. Суперконденсатори можуть бути використані в різних сферах застосування: рекуперативне гальмування, старт-стоп та інші електричні системи в транспортних засобах, які тимчасово потребують великої потужності, надійний та ефективний запуск двигунів внутрішнього згоряння у всіх транспортних засобах, накопичення енергії для стабілізації напруги та частоти в енергетичній мережі та ін. [10].

1.4 Технологічні особливості об'єкту

За основу бакалаврської роботи взято розроблений на кафедрі надлегкий електромобіль типу BEV.

Живлення електроприводу виконується на основі акумуляторних батарей Li-ion Battery фірми Evelbike напругою $U_{bat} = 48$ (В) і ємністю $C_{bat} = 10.6$ (А·год). Батареї типорозміру 18650.

В якості приводних двигунів використовується двигуни постійного струму виробництва Болгарської фірми «Динамо-Сливен». Технічні характеристики двигуна типу 1ПИ 12.09-11-202:

- номінальна напруга якоря $U_n = 60$ (В);
- номінальний крутний момент $M_n = 3.5$ (Н·м);
- номінальна частота обертання $\omega_n = 105$ (рад / с);
- потужність двигуна номінальна $P_n = 367$ (Вт);
- коефіцієнт корисної дії $\eta = 94\%$;
- перевантажувальна здатність $\lambda = 3$.

За основу керуючого контролера взятий типовий сигнальний процесор TMS320LF2406A, а силова частина розроблена на основі системи широтно-імпульсної модуляції. Алгоритм керування виконується програмно.

Електромобіль має гальмівну систему, вона реалізована двома способами: гальмування за рахунок двигуна, який реалізується програмно або використання механічних гальм. Гальмування виконується за допомогою дискових гальм з гідравлічною системою фірми Tektro Auriga HD-M290N.

Регулювання швидкості електромобіля відбувається за допомогою потенціометра.

Передаточний механізм було виготовлено на основі ланцюгової передачі, було придбано дві зірочки, одна з максимально можливою кількістю зубців $z_k = 51$, а інша з мінімальною кількістю зубців $z_{дв} = 15$.

Максимальна дистанція на одному заряді при пересуванні одного пасажирів складає 31 км, а при пересування двох пасажирів - 23 км.



Рисунок 1.3 – Зовнішній вигляд надлегкого автомобіля

1.5 Задачі, які необхідно вирішити

Даний надлегкий електромобіль необхідно перевести на асинхронний двигун. Для цього необхідно скласти типовий цикл руху електромобіля – в driving cycle та розрахувати тягове зусилля. На основі цих даних слід розрахувати потужність двигуна, та вибрати необхідний двигун.

Для обраного двигуна треба розрахувати потужність акумуляторної батареї та вибрати необхідну кількість елементів, здійснити розрахунок суперконденсаторів, перевірити вірність розрахунків. Здійснити порівняння різних видів джерел енергії.

Для обраного двигуна необхідно розрахувати відповідні параметри, необхідні для моделювання

Необхідно дослідити обраний метод керування двигуном, скласти модель, перевірити її вірність, зняти відповідну динаміку, проаналізувати.

Слід виконати дослідження для ненавантаженого двигуна та з урахуванням маси автомобіля та пасажирів. Дослідити режим ослаблення поля.

Необхідно скласти типову структурну схему асинхронного електропривода, живлення якої буде на основі акумуляторної батареї та виконати відповідні розрахунки по вибору елементної бази, описати мікропроцесорну частину структурної схеми.

На основі вибраної елементної бази необхідно порахувати вартість обладнання. Зробити висновки.

1.6 Висновок

Здійснено аналітичний огляд існуючих конструкцій електромобілів, ознайомлено із способами живлення електромобіля. Ознайомлено з поняттям суперконденсаторів. Здійснено аналіз інформації щодо переваг та недоліків акумуляторних батарей та суперконденсаторів.

Оглянуто існуючу розробку електромобіля та ознайомлено з її особливостями.

Створено цілі, які необхідно виконати в роботі.

2 РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ ОСНОВНИХ ЕЛЕМЕНТІВ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОЇ СИСТЕМИ

2.1 Розрахунок електродвигуна

2.1.1 Розрахунок потужності електродвигуна

Для проведення розрахунку потужності необхідно визначитись з зусиллями (рис 2.1), які діють на транспортний засіб, і їх напрямками.

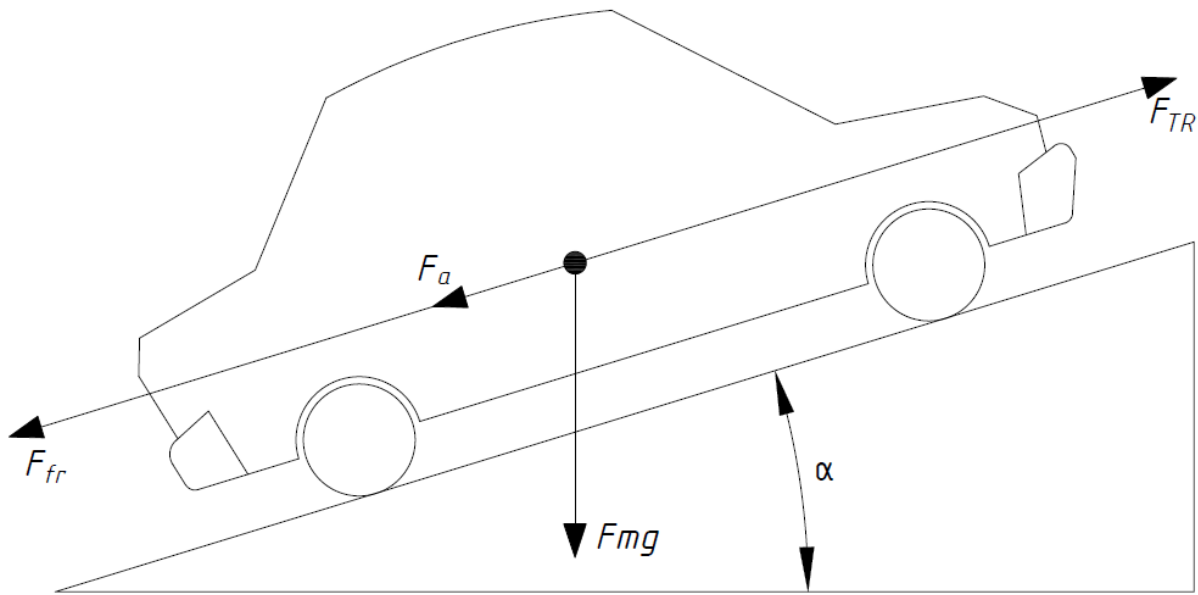


Рисунок 2.1 – Схема зусиль які діють на транспортний засіб

Тягове зусилля:

$$F_{TR} = F_{fr} + F_a + F_{mg} + m_{\Sigma} \cdot a, \quad (2.1)$$

де F_{TR} – тягове зусилля двигуна; F_{fr} – сила опору тертя-кочення; F_{aero} – сила аеродинамічного опору; F_{mg} – сила тяжіння; $m_{\Sigma} = m_v + m_l$ – загальна маса електромобіля і корисного навантаження; $m_v = 95$ кг – маса електромобіля, $m_l = 150$ кг – маса навантаження, a – величина прискорення електромобіля.

За основу розрахунків було прийнято наступне:

- Автомобіль рухається по прямій поверхні, тобто $\alpha = 0$.
- При розрахунках приймається безвітряна погода.

Сила опору тертя-кочення:

$$F_{fr} = P \cdot f_r, \quad (2.2)$$

де $P = m_{\Sigma} \cdot g$ – нормальне навантаження, що діє на центр кочення $g = 9,81 \text{ м / с}^2$ – прискорення вільного падіння; f_r – коефіцієнт тертя-кочення.

Нормальне навантаження:

$$P = m_{\Sigma} \cdot g = (m_v + m_1) \cdot g = (95 + 150) \cdot 9.81 = 2403.45 \text{ Н.} \quad (2.3)$$

Значення коефіцієнта тертя-кочення, визначений експериментально. Експеримент проводився на абсолютно рівній поверхні, однією стороною електронного каунтера було зачеплено до електромобіля, за іншу його сторону виконувався рівномірний рух вперед. При експерименті з пустим електромобілем було зафіксовано величину в $m_{ec1} = 1.5 \text{ кг}$. При тих самих умовах але експеримент був проведений з пасажиром 75 кг було зафіксовано величину в $m_{ec2} = 3.5 \text{ кг}$.

Розрахуємо опір тертя з нашого експериментального досліджу:

$$\begin{aligned} F_{re1} &= m_{ec1} \cdot g = 1.5 \cdot 9.81 = 14.72 \text{ Н,} \\ F_{re2} &= m_{ec2} \cdot g = 3.5 \cdot 9.81 = 34.34 \text{ Н,} \end{aligned} \quad (2.4)$$

де m_{ec} - показники електронного каунтера.

Тоді значення коефіцієнта тертя кочення:

$$\begin{aligned} f_{r1} &= \frac{F_{re1}}{m_{ec1} \cdot g} = \frac{14.72}{95 \cdot 9.81} = 0.015, \\ f_{r2} &= \frac{F_{re2}}{m_{ec2} \cdot g} = \frac{34.34}{170 \cdot 9.81} = 0.021. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Визначимо середнє арифметичне:

$$f_r = \frac{f_{r1}}{f_{r2}} = \frac{0.015}{0.021} = 0.018. \quad (2.6)$$

Тоді значення сили опору тертя кочення, згідно з (2.2):

$$F_{fr} = P \cdot f_r = 2403.45 \cdot 0.018 = 43.26 \text{ Н.}$$

Сила аеродинамічного опору:

$$F_{\text{aero}} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A_f \cdot C_D \cdot V^2, \quad (2.7)$$

де $\rho = 1.29 \text{ кг} \cdot \text{м}^3$ – густина повітря, при $t = 0^\circ\text{C}$; A_f – площа фронтального перерізу електромобіля; $C_D = 0.5$ – коефіцієнт аеродинамічного супротиву; V – швидкість електромобіля.

Площа фронтального перерізу автомобіля:

$$A_f = B \cdot H = 1.03 \cdot 1.1 = 1.13 \text{ м}^2, \quad (2.8)$$

де $B = 1.03 \text{ м}$ – ширина автомобіля; $H = 1.1 \text{ м}$ – висота автомобіля.

Отже, закон зміни сили аеродинамічного опору, згідно з (2.7):

$$F_{\text{aero}} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A_f \cdot C_D \cdot V^2 = \frac{1}{2} \cdot 1.29 \cdot 1.13 \cdot 0.5 \cdot V^2 = 0.73V^2. \quad (2.9)$$

Сила тяжіння $F_{\text{mg}} = 0$, так як автомобіль не рухається в вертикальній площині.

Отже, закон зміни тягового зусилля, згідно з (2.1):

$$F_{\text{TR}} = F_{\text{fr}} + F_{\text{aero}} + F_{\text{mg}} + m_{\Sigma} \cdot a = 43.26 + 0.73V^2 + 245 \cdot a. \quad (2.10)$$

В законі (2.10) маємо невідомі значення лінійної швидкості та лінійного прискорення. Відповідно до цього закону створюємо так званий driving cycle (цикл руху) – це ряд точок даних, що відображають швидкість транспортного засобу за конкретний час. Задаємося відповідним масивом даних $V(t)$. Продиференціюємо даний графік, отримаємо графік прискорення $a(t)$.

$$a(t) = \frac{dV(t)}{dt}. \quad (2.11)$$

Отримані дані будемо використовувати для побудови залежності $F_{\text{TR}} = f(t)$ згідно (2.10). Звідси можемо отримати графік потужності $P(t)$.

$$P(t) = F_{\text{TR}}(t) \cdot V(t). \quad (2.12)$$

Для надлегкого автомобіля в подальших розрахунках приймаємо максимальну лінійну швидкість електромобіля $V_{\text{max}} = 7 \text{ м / с}$.

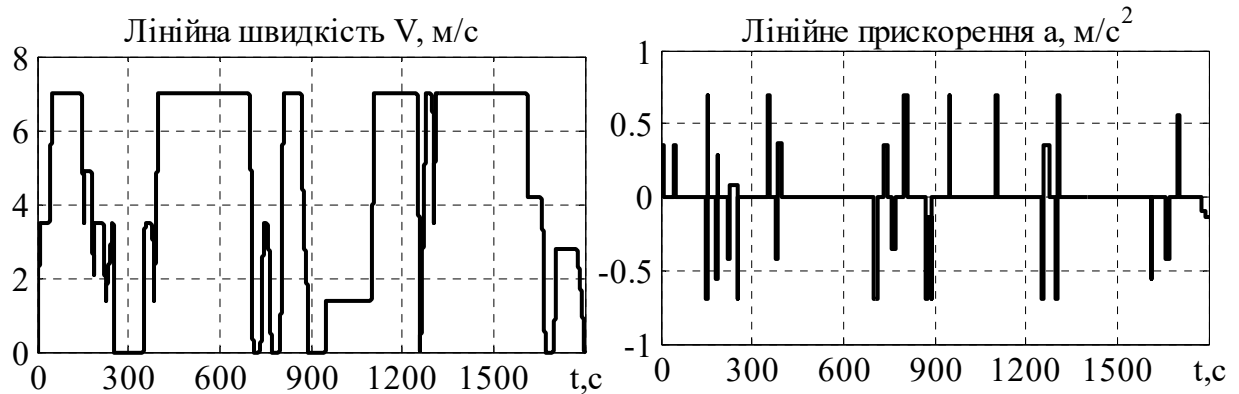


Рисунок 2.2 – Driving cycle та його похідна

Далі цю потужність необхідно привести до двигуна. Для цього необхідно розрахувати коефіцієнт редукції. Максимальна кутова швидкість колеса:

$$\omega_{k\max} = \frac{2V_{\max}}{d_k} = \frac{2 \cdot 7}{0.51} = 27.45 \text{ рад / с}, \quad (2.13)$$

де $d_k = 0.51$ м – діаметр колеса електромобіля.

Задаємо стандартним значенням номінальної частоти обертання двигуна $n_c = 1500$ об / хв для подальших розрахунків. Для цього переведемо об/хв в рад/с і матимемо:

$$\omega_c = \frac{2\pi n_c}{60} = \frac{2\pi \cdot 1500}{60} = 157.08 \text{ рад / с}. \quad (2.14)$$

В наявності передаточний механізм, який побудований на основі ланцюгової передачі, тоді коефіцієнт передачі між двигуном і колесом буде визначатись як:

$$i_p = \frac{z_k}{z_{дв}} = \frac{51}{15} = 3.4, \quad (2.15)$$

де z_k – кількість зубців зірочки, що знаходиться на валу двигуна; $z_{дв}$ – кількість зубців зірочки, що знаходиться на колесі.

Тобто, фактична швидкість, яку необхідно видати двигуном для досягнення лінійної швидкості V_{\max} :

$$\omega_{дв\max} = \omega_{k\max} i_p = 27.45 \cdot 3.4 = 93.33 \text{ рад / с}. \quad (2.16)$$

Для побудови залежностей $\omega_{\text{дв}}(t), M_{\text{дв}}(t)$ необхідно виконати наступні розрахунки.

Кутова швидкість колеса:

$$\omega_{\text{к}}(t) = \frac{V(t)}{r_{\text{к}}}. \quad (2.17)$$

де $r_{\text{к}} = d_{\text{к}} / 2 = 0.51 / 2 = 0.255$ м – радіус колеса.

Момент колеса:

$$M_{\text{к}}(t) = F_{\text{TR}}(t) \cdot r_{\text{к}}. \quad (2.18)$$

Момент двигуна:

$$M_{\text{дв}}(t) = \frac{M_{\text{к}}(t)}{i_{\text{п}} \eta_{\text{п}}}, \quad (2.19)$$

де $\eta_{\text{п}} = 0,97$ – ККД ланцюгової передачі.

Кутова швидкість двигуна:

$$\omega_{\text{дв}} = \omega_{\text{к}}(t) \cdot i_{\text{п}}. \quad (2.20)$$

В результаті отримаємо відповідні залежності $\omega_{\text{дв}}(t), M_{\text{дв}}(t)$ і відповідно $P_{\text{дв}}(t)$:

$$P_{\text{дв}}(t) = M_{\text{дв}}(t) \cdot \omega_{\text{дв}}(t). \quad (2.21)$$

За (2.10) та (2.19) – (2.21) будуюмо відповідні залежності.

Щоб вибрати необхідний нам двигун необхідно розрахувати середньоквадратичний еквівалентний момент $M_{\text{е}}$ за графіком $M_{\text{дв}}(t)$. При цьому реальний графік моменту замінюється кусково-лінійною функцією. На ділянках, де момент змінюється за трапецеїдальним законом еквівалентне значення моменту обчислюється:

$$M'_{\text{ei}} = \sqrt{\frac{M_{\text{li}}^2 + M_{\text{li}} M_{\text{2i}} + M_{\text{2i}}^2}{3}}, \quad (2.22)$$

де M_{li} – початкове значення моменту на ділянці i ; M_{2i} – кінцеве значення моменту на ділянці.

Для цього побудовану таблицю, де t_i – час i -ої ділянки розбиття, табл 2.1

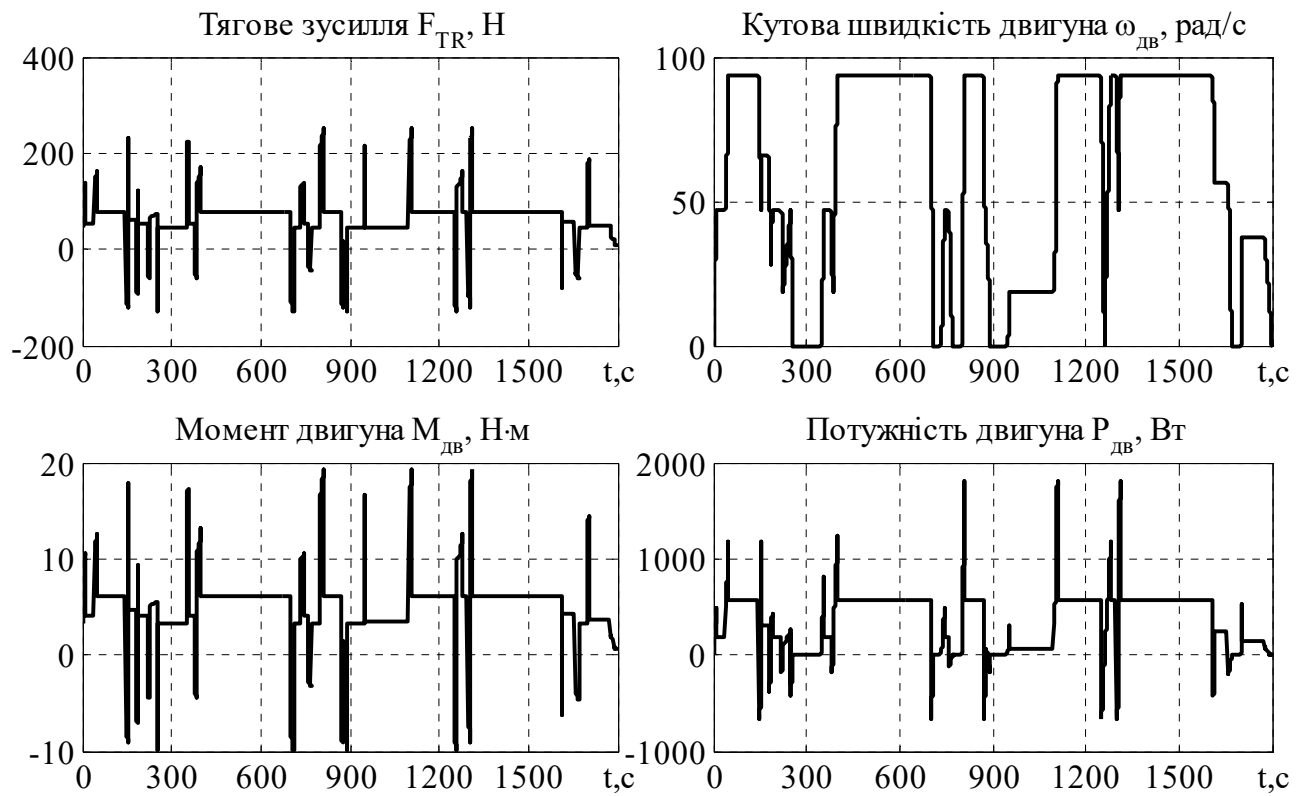


Рисунок 2.3 – Графіки залежностей $F_{TR}(t)$, $\omega_{дв}(t)$, $M_{дв}(t)$, $P_{дв}(t)$

Таблиця 2.1 – Розрахунок значень M'_{ei}

t_i, c	$M_{1i}, H \cdot m$	$M_{2i}, H \cdot m$	$M'_{ei}, H \cdot m$
10	9.94	10.62	10.28
30	4.02	4.02	4.02
10	10.63	12.69	11.68
98	6.09	6.09	6.09
5	-7.13	-9.19	8.18
2	17.23	17.89	17.56
25	4.68	4.68	4.68
5	-5.89	-6.99	6.44
5	8.86	9.30	9.08
30	4.02	4.02	4.02
5	-3.90	-4.48	4.20
25	5.03	5.61	5.32
5	-9.19	-9.88	9.54
95	3.33	3.33	3.33
5	16.54	17.23	16.89
25	4.02	4.02	4.02
5	-3.90	-4.48	4.20
15	10.49	13.13	11.83

Продовження табл 2.1

300	6.09	6.09	6.09
10	-7.12	-9.88	8.54
25	3.33	3.33	3.33
10	9.94	10.58	10.26
15	4.02	4.02	4.02
10	-2.58	-3.27	2.93
30	3.33	3.33	3.33
10	16.54	19.29	17.93
60	6.09	6.09	6.09
5	-7.12	-9.19	8.18
15	1.38	0.82	1.11
2	-9.77	-9.88	9.82
58	3.33	3.33	3.33
2	16.54	16.65	16.60
148	3.44	3.44	3.44
8	16.65	19.29	17.99
142	6.09	6.09	6.09
10	-7.12	-9.88	8.54
20	9.94	12.69	11.34
20	6.09	6.09	6.09
5	-7.12	-9.19	8.18
5	17.23	19.29	18.27
299	6.09	6.09	6.09
5	-4.48	-6.10	5.31
45	4.32	4.32	4.32
10	-3.60	-4.59	4.11
30	3.33	3.33	3.33
5	13.90	14.34	14.12
70	3.77	3.77	3.77
15	2.01	1.68	1.85
10	0.80	0.69	0.75

Середньоквадратичний еквівалентний момент розраховується за формулою:

$$M_e = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n M_{ei}^2 t_i}{t_p}}, \quad (2.23)$$

де $t_p = 1800$ с – час циклу.

Використовуючи (2.23), визначено, що $M_e = 6.09$ Н·м.

В результаті в нас розраховані всі дані для розрахунку потужності двигуна:

$$P_e = \omega_{д.н.} \cdot M_e = 157.08 \cdot 6.09 = 956.62 \text{ Вт.} \quad (2.24)$$

Динамічні навантаження двигуна призводять до збільшення його еквівалентної потужності P_e . В зв'язку з цим вводиться поправочний коефіцієнт, значення якого складає 1,2 – 1,4. Вибираємо максимальне значення, так як двигун постійно буде перебувати в перевантаженнях: в процесі розгону та гальмування.

$$P_{дв} = 1.4 P_e = 1.4 \cdot 956.62 = 1339.27 \text{ Вт.} \quad (2.25)$$

Виберемо асинхронний двигун з короткозамкнутим ротором типу 4А80В4У3 [13] з наступними паспортними даними, табл. 2.2.

Таблиця 2.2 – Паспортні дані двигуна 4А80В4У3

Номінальна потужність	$P_{2n} = 1.5 \text{ кВт}$
Номінальна лінійна напруга статора	$U_{1n} = 380 \text{ В}$
Число пар полюсів	$p_n = 2$
Номінальне ковзання	$s_n = 0.056$
Критичне ковзання	$s_k = 0.345$
Момент інерції	$J_d = 0.0033 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$
Коефіцієнт корисної дії	$\eta_{дв} = 0.77$
Коефіцієнт потужності	$\cos \varphi = 0.83$
Перевантажувальна здатність	$\lambda = 2.2$
Номінальна частота напруги статора	$f = 50 \text{ Гц}$
Параметри Г-подібної схеми заміщення	
Індуктивний опір намагнічуючого контуру	$\bar{x}_\mu = 1.9 \text{ Ом}$
Активний опір статора	$\bar{R}'_1 = 0.12 \text{ Ом}$
Індуктивний опір розсіювання статора	$\bar{x}'_1 = 0.078 \text{ Ом}$
Приведений активний опір ротора	$\bar{R}''_2 = 0.061 \text{ Ом}$
Приведений індуктивний опір розсіювання ротора	$\bar{x}''_2 = 0.12 \text{ Ом}$

2.1.2 Розрахунок номінальних даних двигуна

Кутова швидкість напруги статора:

$$\omega_{0n} = 2\pi f = 2 \cdot \pi \cdot 50 = 314,16 \text{ рад/с.} \quad (2.26)$$

Швидкість ідеального холостого ходу двигуна:

$$\omega_{xx} = \frac{\omega_{0n}}{p_n} = \frac{314,16}{2} = 157,07 \text{ рад/с.} \quad (2.27)$$

Номінальна швидкість двигуна:

$$\omega_n = \omega_{xx} (1 - s_n) = 157,07 \cdot (1 - 0,056) = 148,28 \text{ рад/с.} \quad (2.28)$$

Номінальний момент двигуна:

$$M_n = \frac{P_{2n}}{\omega_n} = \frac{1500}{148,28} = 10,12 \text{ Н} \cdot \text{м.} \quad (2.29)$$

Критичний момент двигуна:

$$M_k = \lambda M_n = 2,2 \cdot 10,12 = 22,25 \text{ Н} \cdot \text{м.} \quad (2.30)$$

Номінальні діючі значення фазної напруги та струму статора:

$$U_n = U_{ln} / \sqrt{3} = 380 / \sqrt{3} = 220 \text{ В,} \quad (2.31)$$

$$I_n = \frac{P_{2n}}{3 U_n \eta_{дв} \cos \varphi} = \frac{2200}{3 \cdot 220 \cdot 0,77 \cdot 0,83} = 3,57 \text{ А.} \quad (2.32)$$

Амплітудні значення фазної напруги і струму статора:

$$U_{na} = \sqrt{2} U_n = \sqrt{2} \cdot 220 = 311 \text{ В.} \quad (2.33)$$

$$I_{na} = \sqrt{2} I_n = \sqrt{2} \cdot 3,57 = 5,04 \text{ А.} \quad (2.34)$$

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

$$\psi_{1XX} = \frac{U_{na}}{\omega_{0n}} = \frac{311}{314.16} = 0.99 \text{ Вб.} \quad (2.35)$$

2.1.3 Розрахунок параметрів Т-подібної схеми заміщення

Необхідно здійснити перерахунок параметрів з Г-подібної схеми в Т-подібну.

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

$$c_1 = \frac{\bar{x}_\mu + \sqrt{\bar{x}_\mu^2 + 4\bar{x}'_1\bar{x}_\mu}}{2\bar{x}_\mu} = \frac{1.9 + \sqrt{1.9^2 + 4 \cdot 0.078 \cdot 1.9}}{2 \cdot 1.9} = 1.04. \quad (2.36)$$

Параметри Т-подібної схеми заміщення у відносних одиницях:

$$\bar{x}_1 = \frac{\bar{x}'_1}{c_1} = \frac{0.078}{1.04} = 0.075 \text{ Ом,} \quad (2.37)$$

$$\bar{R}_1 = \frac{\bar{R}'_1}{c_1} = \frac{0.12}{1.04} = 0.115 \text{ Ом,} \quad (2.38)$$

$$\bar{x}'_2 = \frac{\bar{x}''_2}{c_1^2} = \frac{0.12}{1.04^2} = 0.111 \text{ Ом,} \quad (2.39)$$

$$\bar{R}'_2 = \frac{\bar{R}''_2}{c_1^2} = \frac{0.061}{1.04^2} = 0.057 \text{ Ом.} \quad (2.40)$$

Виконаємо перехід від відносних до абсолютних одиниць:

$$x_1 = \bar{x}_1 \frac{U_n}{I_n} = 0.075 \cdot \frac{220}{3.57} = 4.62 \text{ Ом,} \quad (2.41)$$

$$R_1 = \bar{R}_1 \frac{U_n}{I_n} = 0.115 \cdot \frac{220}{3.57} = 7.1 \text{ Ом,} \quad (2.42)$$

$$x'_2 = \bar{x}'_2 \frac{U_n}{I_n} = 0.111 \cdot \frac{220}{3.57} = 6.83 \text{ Ом}, \quad (2.43)$$

$$R_2 = \bar{R}'_2 \frac{U_n}{I_n} = 0.057 \cdot \frac{220}{3.57} = 3.47 \text{ Ом}, \quad (2.44)$$

$$x_\mu = \bar{x}_\mu \frac{U_n}{I_n} = 1.9 \cdot \frac{220}{3.57} = 116.9 \text{ Ом}. \quad (2.45)$$

Індуктивності розсіювання статора і ротора відповідно:

$$L_{1\sigma} = \frac{x_1}{\omega_{0n}} = \frac{4.62}{314.16} = 0.0147 \text{ Гн}, \quad (2.46)$$

$$L_{2\sigma} = \frac{x'_2}{\omega_{0n}} = \frac{6.83}{314.16} = 0.0217 \text{ Гн}. \quad (2.47)$$

Індуктивність намагнічуючого контуру:

$$L_m = \frac{x_\mu}{\omega_{0n}} = \frac{116.9}{314.16} = 0.3721 \text{ Гн}. \quad (2.48)$$

Індуктивності статора і ротора відповідно:

$$L_1 = L_m + L_{1\sigma} = 0.3721 + 0.0147 = 0.3868 \text{ Гн}, \quad (2.49)$$

$$L_2 = L_m + L_{2\sigma} = 0.3721 + 0.0217 = 0.3938 \text{ Гн}. \quad (2.50)$$

На основі проведених розрахунків обчислюємо значення параметрів α , β , γ , σ :

$$\alpha = \frac{R_2}{L_2} = \frac{3.47}{0.3938} = 8.82 \text{ Ом / Гн}. \quad (2.51)$$

$$\sigma = L_1 \left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2}\right) = 0.3868 \cdot \left(1 - \frac{0.3721^2}{0.3868 \cdot 0.3938}\right) = 0.035 \text{ Гн}. \quad (2.52)$$

$$\beta = \frac{L_m}{L_2 \sigma} = \frac{0.3721}{0.3938 \cdot 0.035} = 26.81 \text{ Гн}^{-1}. \quad (2.53)$$

$$\gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha \beta L_m = \frac{7.1}{0.035} + 8.82 \cdot 26.81 \cdot 0.3721 = 289.5 \text{ Ом / Гн.} \quad (2.54)$$

$$\mu_1 = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} = \frac{3}{2} \cdot 2 \cdot \frac{0.3721}{0.3938} = 2.83. \quad (2.55)$$

$$\mu = \frac{\mu_1}{J} = \frac{2.83}{0.0036} = 859 \text{ кг}^{-1} \cdot \text{м}^{-2}. \quad (2.56)$$

Результати розрахунків параметрів двигуна 4A80B4Y3 зведені до таблиці 2.3.

Таблиця 2.3 – Параметри двигуна 4A80B4Y3

P_{2n} , кВт	1.5	R_1 , Ом	7.1
ω_{xx} , рад/с	157.07	R_2 , Ом	3.47
ω_n , рад/с	148.28	L_1 , Гн	0.3868
M_n , Нм	10.12	L_2 , Гн	0.3938
M_k , Нм	22.25	L_m , Гн	0.3721
λ	2.2	α , Ом/Гн	8.82
I_{na} , А	5.04	β , 1/Гн	26.81
Ψ_{lxx} , Вб	0.99	γ , Ом/Гн	289.5
η	0.77	σ , Гн	0.035
$\cos \varphi$	0.83	μ_1	2.83
J_d , кг·м ²	0.0033	μ , кг ⁻¹ ·м ⁻²	859

2.2 Розрахунок тягової батареї

2.2.1 Розрахунок акумуляторної батареї

Необхідно розрахувати потужність акумуляторної батареї. Для цього необхідно побудувати залежність $P_{AKB}(t)$. Аналізуючи графік $P_{дв}(t)$, бачимо, що потужність в деякі моменти часу є від'ємною – це і є режим рекуперації, тобто

спостерігається два режими роботи: споживання енергії, та її віддача шляхом рекуперації.

Для даних випадків потужність розраховується наступним чином:

$$P_{\text{АКБ спож}}(t) = \frac{P_{\text{дв}}(t)}{\eta_{\text{дв}} \cdot \eta_{\text{inv}}}, \quad (2.57)$$

$$P_{\text{АКБ рекуп}}(t) = P_{\text{дв}}(t) \cdot \eta_{\text{дв}} \cdot \eta_{\text{inv}}, \quad (2.58)$$

де $\eta_{\text{inv}} = (0.95 \div 0.97)$ – ККД інвертора, приймаємо 0.96.

Будемо досліджувати два випадки: при врахуванні рекуперації та без врахування. Тоді $P_{\text{АКБ}}(t)$ для двох випадків розраховується:

$$P_{\text{АКБ1}}(t) = P_{\text{АКБ спож}}(t) + P_{\text{АКБ рекуп}}(t) = \frac{P_{\text{дв}}(t)}{\eta_{\text{дв}} \cdot \eta_{\text{inv}}} + P_{\text{дв}}(t) \cdot \eta_{\text{дв}} \cdot \eta_{\text{inv}}, \quad (2.59)$$

$$P_{\text{АКБ2}}(t) = P_{\text{АКБ спож}}(t) = \frac{P_{\text{дв}}(t)}{\eta_{\text{дв}} \cdot \eta_{\text{inv}}}, \quad (2.60)$$

де $P_{\text{АКБ1}}(t)$ – графік залежності потужності АКБ з використанням рекуперації;

$P_{\text{АКБ2}}(t)$ – графік залежності потужності АКБ без використанням рекуперації.

Проінтегрувавши отримані графіки, отримаємо графіки потужності:

$$W_1(t) = \int P_{\text{АКБ1}}(t) dt, \quad (2.61)$$

$$W_2(t) = \int P_{\text{АКБ2}}(t) dt, \quad (2.62)$$

де $W_1(t)$ – графік залежності енергії АКБ з використанням рекуперації; $W_2(t)$ – графік залежності енергії АКБ без використанням рекуперації.

На основі (2.59) – (2.62) отримаємо наступні графіки.

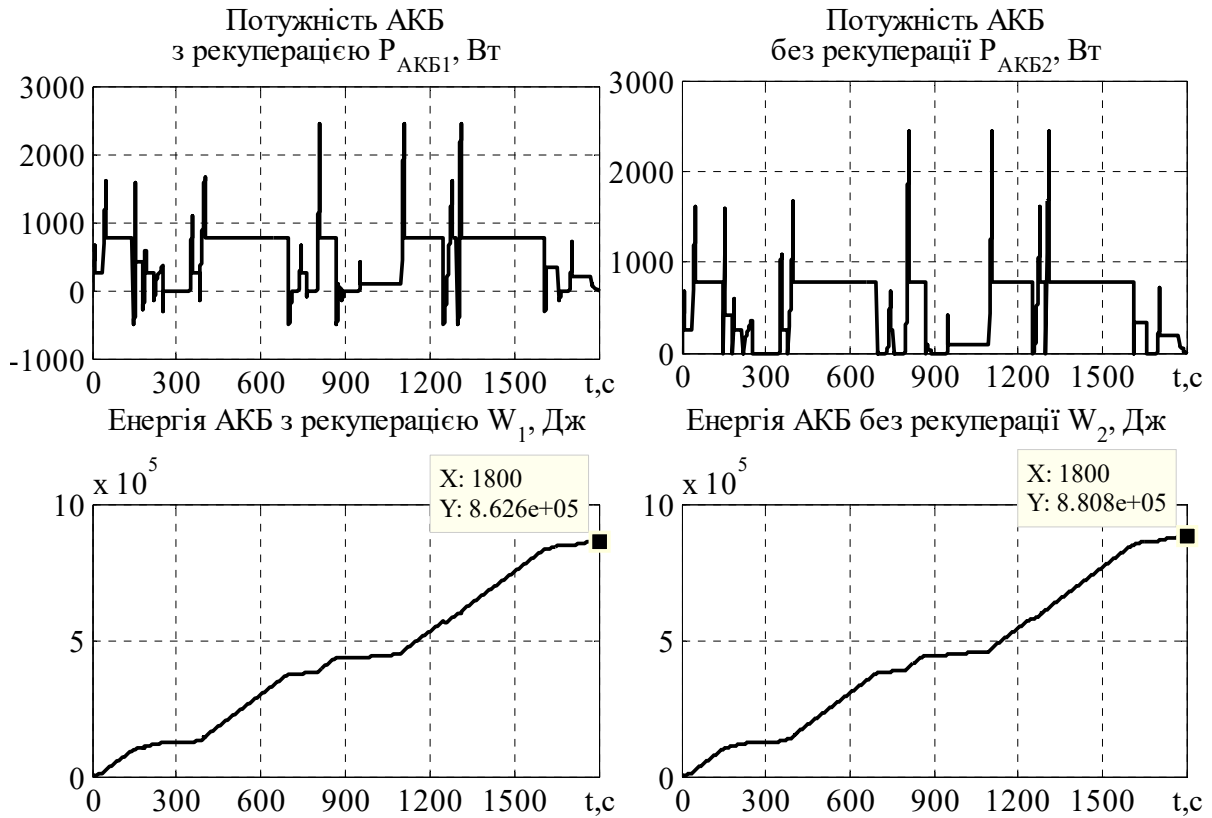


Рисунок 2.4 – Графіки залежностей $P_{\text{АКБ1}}(t)$, $P_{\text{АКБ2}}(t)$, $W_1(t)$, $W_2(t)$

З рис 2.4 видно, що $W_1 = 8.626 \cdot 10^5$ Дж, $W_2 = 8.808 \cdot 10^5$ Дж, тобто з використанням рекуперації ми зекономили $1,82 \cdot 10^4$ Дж енергії, що є несуттєвим.

Проінтегруємо графік $V(t)$, щоб дізнатися шлях, що пройшов електромобіль.

$$S(t) = \int V(t) dt. \quad (2.63)$$

За (2.63) побудуємо залежність $S(t)$.

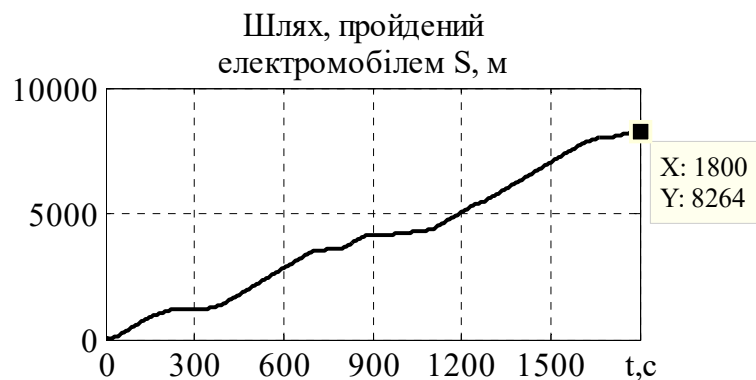


Рисунок 2.5 – Графік залежності $S(t)$

Як видно з рис. 2.5 електромобіль пройшов шлях 8264 м \approx 8.3 км.

Напругу ланки постійного струму приймемо $U_{dc} = 300$ В. Так, як двигун розрахований на 380 В, з'єднаємо його обмотки в трикутник. Відповідно напруга батареї $U_{AKB} = U_{dc} = 300$ В.

АКБ характеризується ємністю:

$$I_h = \frac{W_1}{U_{AKB} \cdot t_{\text{ц}}} = \frac{8.626 \cdot 10^5}{300 \cdot 3600} = 0.799 \text{ А} \cdot \text{год}, \quad (2.64)$$

де $t_{\text{ц}}$ – час циклу роботи АКБ, приймаємо 1 год = 3600 с, тобто припускаємо, що батарея може віддавати таку потужність на протязі 1 год.

Виберемо батареї типу [14] LiFePO4 18500 Rechargeable Cell: 3.2V 1000mAh, 3.2Wh - UN38.3 Passed з наступними параметрами, табл. 2.5.

Таблиця 2.5 – Параметри АКБ

Напруга	$U_{\text{cell}} = 3.2$ В
Ємність	$I_{\text{cell}} = 1$ А · год
Маса	$m_{\text{cell}} = 29$ г
Діаметр	$d_{\text{cell}} = 18.7$ мм
Висота	$h_{\text{cell}} = 49.5$ мм

Для досягнення необхідної напруги, необхідно підключити послідовно наступну кількість елементів:

$$N_{\text{series}} = \frac{U_{dc}}{U_{\text{cell}}} = \frac{300}{3.2} = 93.75 \approx 94 \text{ шт.} \quad (2.65)$$

Необхідна ємність досягається, тобто $N_{\text{parallel}} = 1$ гілок. Отже, для досягнення необхідної напруги та ємності необхідна одна гілка батарей по $N_{\text{batteries}} = 94$ шт.

Загальна маса акумуляторної батареї:

$$m_{AKB} = N_{\text{batteries}} \cdot m_{\text{cell}} = 94 \cdot 29 = 2726 \text{ г} \approx 2.7 \text{ кг.} \quad (2.66)$$

Об'єм акумуляторної батареї:

$$V_{\text{АКБ}} = \frac{\pi \cdot d_{\text{cell}}^2 \cdot h_{\text{cell}} \cdot N_{\text{batteries}}}{4} = \frac{\pi \cdot 18.77^2 \cdot 49.5 \cdot 94}{4} \approx 1.29 \text{ дм}^3. \quad (2.67)$$

2.2.2 Розрахунок суперконденсаторів

Енергія, що накопичується в суперконденсаторі:

$$W = \frac{CU^2}{2}. \quad (2.68)$$

При заряджанні/розряджанні напруга на суперконденсаторі буде відповідно збільшуватися і зменшуватися. При роботі з суперконденсатором потрібно це враховувати, що досяжний робочий діапазон $(50 \div 100)\%U_{\text{сmax}}$.

Так як $U_{\text{dc}} = 300 \text{ В}$, припускаємо, що $U_{\text{dc max}} = 400 \text{ В}$ та $U_{\text{dc min}} = 200 \text{ В}$. Будемо вважати, що цей діапазон напруги буде робочим для суперконденсатора і відповідно енергія, що накопичена в цьому діапазоні ми зможемо використовувати на те, щоб віддавати в тяговий електропривод.

Тоді енергія корисна визначається:

$$W_{\text{к}} = \frac{CU_{\text{dc max}}^2}{2} - \frac{CU_{\text{dc min}}^2}{2}. \quad (2.69)$$

В виразі (2.69) $W_{\text{к}}$ —енергія, яку необхідно затратити, щоб автомобіль пройшов шлях S . Оскільки ми говоримо про суперконденсатор, він заряджається і здатен поглинати всю енергію, яка передається на відміну від акумуляторної батареї, то ми говоримо, що рекуперація буде враховуватися. Вся енергія буде в нього повертатися, тоді $W_{\text{к}} = W_1$.

Тоді ємність суперконденсатора відповідно:

$$C = \frac{2W_1}{U_{\text{dc max}}^2 - U_{\text{dc min}}^2} = \frac{2 \cdot 8.626 \cdot 10^5}{400^2 - 200^2} = 14.38 \text{ Ф}. \quad (2.70)$$

Збирати батарею будемо із суперконденсаторів типу [15] C27600SI з наступними параметрами, табл. 2.6.

Таблиця 2.6 – Параметри суперконденсатора

Напруга	$U_{\text{cell}} = 2.7 \text{ В}$
Ємність	$C_{\text{cs}} = 600 \text{ Ф}$
Маса	$m_{\text{sc}} = 72 \text{ г}$
Діаметр	$d_{\text{sc}} = 35 \text{ мм}$
Висота	$h_{\text{sc}} = 65 \text{ мм}$

Кількість паралельних гілок суперконденсаторів [16]:

$$N_{\text{parallel}} = \frac{U_{\text{dc}}}{U_{\text{sc}}} = \frac{300}{2.7} = 111.11 \approx 112 \text{ гілок.} \quad (2.71)$$

]Кількість послідовних гілок суперконденсаторів [16]:

$$N_{\text{series}} = \frac{CN_{\text{parallel}}}{C_{\text{cs}}} = \frac{14.38 \cdot 112}{600} = 2.68 \approx 3 \text{ гілок.} \quad (2.72)$$

Отже, для досягнення необхідної напруги та ємності необхідно три паралельні гілки суперконденсаторів по 94 шт. Тобто загалом необхідно:

$$N_{\text{batteries}} = N_{\text{series}} \cdot N_{\text{parallel}} = 112 \cdot 3 = 336 \text{ шт.} \quad (2.73)$$

Загальна маса акумуляторної батареї:

$$m_{\text{csbat}} = N_{\text{batteries}} \cdot m_{\text{cell}} = 336 \cdot 72 = 24192 \text{ г} \approx 24 \text{ кг.} \quad (2.74)$$

Об'єм батареї суперконденсаторів:

$$V_{\text{csbat}} = \frac{\pi \cdot d_{\text{cs}}^2 \cdot h_{\text{cs}} \cdot N_{\text{csbatteries}}}{4} = \frac{\pi \cdot 35^2 \cdot 65 \cdot 336}{4} \approx 21 \text{ дм}^3. \quad (2.75)$$

Бачимо, що маса і об'єм суперконденсаторної батареї $m_{\text{АКБcs}}$ достатньо вагома, порівнюючи з загальною масою автомобіля.

2.2.3 Порівняння акумуляторної батареї та батареї суперконденсаторів

Наведена порівняльна таблиця [17] характеристик літій-іонних батарей та суперконденсаторів (табл. 2.7).

Таблиця 2.7 – Характеристики літій-іонних батарей та суперконденсаторів

Критерій	Літій-іонна батарея	Суперконденсатор
Час зарядки	10 – 60 хв	1 – 10 с
Кількість циклів заряду/розряду	>500	1 млн
Термін служби	5 – 10 років	10 – 15 років
Питома ємність	120 – 240 Вт · год / кг	5 Вт · год / кг (стандартно)
Допустимий діапазон температур при заряджанні	0...45°C	–40...65°C
Допустимий діапазон температур при розряджанні	–20...60°C	–40...65°C

У порівнянні з акумуляторами, у суперконденсаторів головною перевагою є швидкість зарядки. Літієві батареї не дуже добре перекосять струми якими заряджаються суперконденсатори. При таких струмах вони схильні перегріватися, швидко деградувати і можуть навіть вибухнути. Через це проблематично зарядити батарею менше, ніж за годину [18].

Друга перевага полягає в довговічності. Літієві осередки демонструють термін служби близько 1000 циклів заряду/розряду без істотної втрати ємності. Суперконденсатор здатний пережити і 10, і 100 тисяч, і навіть мільйон циклів без наслідків [18].

Суперконденсатори мало бояться температур, слабо залежать від них. Вони не дуже токсичні, більшість використовуваних в конструкції речовин хімічно не такі активні, як літій, а тому безпечніше [18].

Головний мінус суперконденсаторів – питома ємність. Вона поки що набагато нижче, ніж в акумуляторів. Суперконденсатори на 5000 Ф мають довжину 21 см, діаметр 6 см, і важать 800 грам. Для порівняння, акумулятор схожою ємності, формату 18500, має довжину 5, діаметр 1,8 см, і важить близько 30-35 грам. Різниця за об'ємом – майже в 50 разів, по вазі – близько 25 [18].

Другим мінусом є ціна. Цінник на згадані суперконденсатори на 5000 Ф на початку 2019 доходять до \$ 100, що при ємності 5 Вт·год дає питому вартість \$20/Вт·год. Питома вартість ємності літію вже опустилася до рівня трохи \$0.2/Вт·год. Різниця – в 100 разів. Тобто, якщо батарея сучасного електромобіля на літієвих елементах коштує \$ 10 тис., То при використанні суперконденсаторів – подорожчає до мільйона. Крім того, вона буде в 50 разів більше і в 25 – важче [18].

Дійсно, візьмемо до уваги розрахунки маси та об'єм, які займають батареї, табл. 2.8. А також розрахуємо ціну [14],[15].

Таблиця 2.8 – Порівняння ціни, маси, об'єму АКБ і суперконденсаторів

Критерій	Літій-іонна батарея	Суперконденсаторна батарея
Ціна	\$ 262	\$ 2688
Маса	2.7 кг	24 кг
Об'єм батареї	1.29 дм ³	21 дм ³

Бачимо, що $V_{\text{АКБ}} \ll V_{\text{csbat}}$ та $m_{\text{АКБ}} \ll m_{\text{csbat}}$. Аналізуючи ці дані можна дійти до висновку, що в нашому випадку суперконденсатор віддає приблизно 10 – 15 разів менше енергії за той же об'єм і масу. Ціни в табл. 2.8 наведені згідно [14], [15].

2.3 Висновок

Створено driving cycle, на основі якого вибрано асинхронний двигун з короткозамкнутим ротором 4A80B6У3. Здійснений розрахунок його параметрів.

В результаті розрахунків акумуляторної батареї, вибрано АКБ типу LiFePO₄, типорозміру 18500 та суперконденсатори типу C27600SI. Здійснено порівняння вище згаданих типів джерел живлення. Суперконденсатори займають багато місця та дуже дорого коштують, в порівнянні з АКБ.

3 РОЗРОБКА АЛГОРИТМУ КЕРУВАННЯ

3.1 Векторне керування асинхронного двигуна

Двофазна модель АД, при умові лінійної магнітної характеристики, що записана в довільній системі координат (d – q):

$$\begin{aligned}
 \dot{\theta} &= \omega, \\
 \dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c), \\
 M &= \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} (\psi_{2d} i_{1q} - \psi_{2q} i_{1d}), \\
 \dot{i}_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \alpha \beta \psi_{2d} - \beta p_n \omega \psi_{2q} + \frac{1}{\sigma} u_{1d}, \\
 \dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} + \omega_0 i_{1d} + \alpha \beta \psi_{2q} - \beta p_n \omega \psi_{2d} + \frac{1}{\sigma} u_{1q}, \\
 \dot{\psi}_{2d} &= -\alpha \psi_{2d} + (\omega_0 - p_n \omega) \psi_{2q} + \alpha L_m i_{1d}, \\
 \dot{\psi}_{2q} &= -\alpha \psi_{2q} - (\omega_0 - p_n \omega) \psi_{2d} + \alpha L_m i_{1q}, \\
 \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0, \quad \varepsilon_0(0) = 0,
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

де θ – кутове положення; ω – кутова швидкість; J – повний момент інерції; M – момент двигуна; M_c – момент навантаження; p_n – кількість пар полюсів; R_1, R_2 – активні опори обмоток статора і ротора; L_1, L_2 – індуктивність статора і ротора; L_m – індуктивність намагнічування; ψ_{2d}, ψ_{2q} – компоненти вектора потокозчеплення ротора; i_{1d}, i_{1q} – компоненти вектора струму статора; u_{1d}, u_{1q} – компоненти вектора напруги статора; ω_0, ε_0 – кутова швидкість та кутове положення системи координат (d – q) відносно стаціонарної системи координат (a – b).

Перехід від системи координат (a – b) в (d – q) виконується наступним чином:

$$\begin{aligned}
 X^{(d-q)} &= e^{-j\varepsilon_0} X^{(a-b)}, \\
 X^{(a-b)} &= e^{j\varepsilon_0} X^{(d-q)},
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

де $x^{(y-z)}$ – визначає двомірні вектори напруг, струмів та потокозчеплень;

$$e^{-j\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0 & \sin \varepsilon_0 \\ -\sin \varepsilon_0 & \cos \varepsilon_0 \end{bmatrix}, e^{j\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0 & -\sin \varepsilon_0 \\ \sin \varepsilon_0 & \cos \varepsilon_0 \end{bmatrix} \text{ – матриці перетворення.}$$

Закон зміни керуючих дій в (3.1):

$$\begin{pmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{pmatrix} = \sigma \begin{pmatrix} -\omega_0 i_{1q} + v_d \\ \omega_0 i_{1d} + v_q \end{pmatrix}, \quad (3.3)$$

де v_d, v_q – керуючі дії по осям d і q відповідно.

Здійснимо орієнтацію системи координат ($d - q$) за вектором потокозчеплення ротора:

$$\psi_{2d} = |\psi_2|, \psi_{2q} = 0. \quad (3.4)$$

Тоді перетворені рівняння динаміки АД в системі координат ($d - q$) матимуть вигляд:

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} (M - M_c), \end{aligned} \quad (3.5)$$

$$M = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} |\psi_2| i_{1q}.$$

$$\begin{aligned} \dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} - \beta p_n \omega |\psi_2| + v_q, \\ |\dot{\psi}_2| &= -\alpha |\psi_2| + \alpha L_m i_{1d}, \\ \dot{i}_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \alpha \beta |\psi_2| + v_d. \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = p_n \omega + \alpha L_m \frac{i_{1q}}{|\psi_2|}. \quad (3.7)$$

Рівняння (3.5), (3.6) розділяють на електромеханічну та електромагнітну підсистеми АД відповідно. Підсистема (3.6) є повністю розв'язною, відносно електромеханічної підсистеми (3.5).

Отже, регулятор, заданий перетворенням координат з $\varepsilon_0 = \varepsilon_\psi$, та (3.3):

$$\begin{pmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \end{pmatrix} = e^{j\varepsilon_0} \left[\sigma \begin{pmatrix} -\omega_0 i_{1q} + v_d \\ \omega_0 i_{1d} + v_q \end{pmatrix} \right], \quad (3.8)$$

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_{1d} \\ \dot{i}_{1q} \end{pmatrix} = e^{-j\varepsilon_0} \begin{pmatrix} \dot{i}_{1a} \\ \dot{i}_{1b} \end{pmatrix}, \quad (3.9)$$

$$\cos \varepsilon_0 = \frac{\Psi_{2a}}{|\Psi_2|}, \quad \sin \varepsilon_0 = \frac{\Psi_{2b}}{|\Psi_2|}. \quad (3.10)$$

Регулятор здійснює перетворення нелінійних рівнянь (3.1) до частково лінеаризованих форми (3.5) – (3.7), а також розділяю початкову систему АД на дві підсистеми: електромеханічну (3.5) та електромагнітну (3.6), (3.7). Динаміка поведінки модуля вектора потокозчеплення є лінійною. Регулятор (3.8) – (3.10), називають частково–лінеаризуючим зворотнім зв'язком за повним вектором змінних стану.

3.2 Пряме векторне керування моментом асинхронного двигуна на основі принципу розділення

Для моделі АД (3.1), необхідно синтезувати керуючі дії $u_1^{(d-q)} = (u_{1d}, u_{1q})^T$ на основі вектора змінних стану $y = (\theta, \omega, i_{1d}, i_{1q})^T$, які гарантують асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту M^* та модуля вектора потокозчеплення ротора $\psi^*(t) > 0$:

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} &= 0, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} &= 0, \end{aligned} \quad (3.11)$$

де $\tilde{M} = M - M^*$ – похибка відпрацювання моменту; $\tilde{\psi} = |\Psi_2| - \psi^*$ – похибка відпрацювання потокозчеплення; M^* – заданий момент; $|\Psi_2|$ – модуль вектора потокозчеплення ротора; ψ^* – задане потокозчеплення.

Також необхідна умова асимптотичної орієнтації за вектором потокозчеплення ротора:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_{2q} = 0. \quad (3.12)$$

Згідно з принципом розділення, необхідно невимірювані змінні (ψ_{2a}, ψ_{2b}) замінити на оцінені значення $(\hat{\psi}_{2a}, \hat{\psi}_{2b})$, які отримуються спостерігача магнітного потоку.

Розімкнений спостерігач потокозчеплення ротора в системі координат (а – b) має вигляд:

$$\begin{aligned}\dot{\psi}_{2a} &= -\alpha\psi_{2a} - p_n\omega\psi_{2b} + \alpha L_m i_{1a}, \\ \dot{\psi}_{2b} &= -\alpha\psi_{2b} + p_n\omega\psi_{2a} + \alpha L_m i_{1b}.\end{aligned}\quad (3.13)$$

Замінімо потокозчеплення в (3.13) оціненими значеннями:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\psi}}_{2a} &= -\alpha\hat{\psi}_{2a} - p_n\omega\hat{\psi}_{2b} + \alpha L_m i_{1a}, \\ \dot{\hat{\psi}}_{2b} &= -\alpha\hat{\psi}_{2b} + p_n\omega\hat{\psi}_{2a} + \alpha L_m i_{1b}.\end{aligned}\quad (3.14)$$

Похибки оцінювання потокозчеплень:

$$\begin{aligned}\tilde{\psi}_{2a} &= \psi_{2a} - \hat{\psi}_{2a}, \\ \tilde{\psi}_{2b} &= \psi_{2b} - \hat{\psi}_{2b}.\end{aligned}\quad (3.15)$$

Динаміка похибок оцінювання потокозчеплень відповідно до (3.13), (3.14):

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\psi}}_{2a} &= -\alpha\tilde{\psi}_{2a} - p_n\omega\tilde{\psi}_{2b}, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2b} &= -\alpha\tilde{\psi}_{2b} + p_n\omega\tilde{\psi}_{2a}.\end{aligned}\quad (3.16)$$

Для побудови алгоритм векторного керування в (3.2), (3.9) – (3.10) замінимо реальні потокозчеплення – оцінками:

$$\begin{aligned}\cos \varepsilon_0 &= \frac{\hat{\psi}_{2a}}{|\hat{\psi}_2|}, \\ \sin \varepsilon_0 &= \frac{\hat{\psi}_{2b}}{|\hat{\psi}_2|},\end{aligned}\quad (3.17)$$

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

Тоді (3.1) за умови керування (3.3) та рівняння спостерігача (3.14) має вигляд (в даному випадку система орієнтована за оціненим вектором потокозчеплення ротора):

$$\begin{aligned}
\dot{\theta} &= \omega \\
\dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c) \\
M &= \frac{3}{2}p_n \frac{L_m}{L_2}(\psi_{2d}i_{1q} - \psi_{2q}i_{1d}) \\
\dot{i}_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \alpha\beta\psi_{2d} - \beta p_n \omega \psi_{2q} + \frac{1}{\sigma}u_{1d} \\
\dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} + \omega_0 i_{1d} + \alpha\beta\psi_{2q} - \beta p_n \omega \psi_{2d} + \frac{1}{\sigma}u_{1q} \\
\dot{\psi}_{2d} &= -\alpha\psi_{2d} + (\omega_0 - p_n \omega)\psi_{2q} + \alpha L_m i_{1d} \\
\dot{\psi}_{2q} &= -\alpha\psi_{2q} - (\omega_0 - p_n \omega)\psi_{2d} + \alpha L_m i_{1q} \\
\dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = p_n \omega + \alpha L_m \frac{i_{1q}}{|\hat{\psi}_2|}, |\hat{\psi}_2| > 0
\end{aligned} \tag{3.18}$$

Похибки оцінювання потокозчеплень в системі координат (d – q):

$$\begin{aligned}
\tilde{\psi}_{2d} &= \psi_{2d} - |\hat{\psi}_2|, \\
\tilde{\psi}_{2q} &= \psi_{2q}.
\end{aligned} \tag{3.19}$$

Динаміка похибок оцінювання в системі координат (d – q):

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha\tilde{\psi}_{2d} + \omega_2 \tilde{\psi}_{2q}, \\
\dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha\tilde{\psi}_{2q} - \omega_2 \tilde{\psi}_{2d},
\end{aligned} \tag{3.20}$$

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

Тоді електромеханічна підсистема:

$$\begin{aligned}
\dot{\theta} &= \omega, \\
\dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c), \\
M &= \frac{3}{2}p_n \frac{L_m}{L_2}(\psi_{2d}i_{1q} - \tilde{\psi}_{2q}i_{1d}), \\
\dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} + \alpha\beta\tilde{\psi}_{2q} - \beta p_n \omega \psi_{2d} + v_q.
\end{aligned} \tag{3.21}$$

Електромагнітна підсистема:

$$\begin{aligned}
 \left| \dot{\hat{\psi}}_2 \right| &= -\alpha \left| \hat{\psi}_2 \right| + \alpha L_m \dot{i}_{1d}, \\
 \dot{i}_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \alpha \beta \psi_{2d} + \beta p_n \omega \psi_{2q} + v_d, \\
 \dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2d} + \omega_2 \tilde{\psi}_{2q}, \\
 \dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2q} - \omega_2 \tilde{\psi}_{2d}, \\
 \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = p_n \omega + \alpha L_m \frac{\dot{i}_{1q}}{\left| \hat{\psi}_2 \right|}.
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

Реальна похибка відпрацювання модуля вектора потокозчеплення $\tilde{\psi}$ замінюється на похибку відпрацювання оціненого значення $\tilde{\psi}$:

$$\tilde{\psi} = \left| \hat{\psi}_2 \right| - \psi^*. \tag{3.23}$$

3.3 Пряме векторне керування моментом асинхронного двигуна повного порядку

Для електромеханічної (3.21) та електромагнітної підсистеми (3.22) використаємо алгоритм (3.8), (3.9), (3.17) заданий перетворенням координат з $\varepsilon_0 = \varepsilon_\psi$, на основі спостерігача (3.14):

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \end{pmatrix} &= e^{J\varepsilon_0} \left[\sigma \begin{pmatrix} -\omega_0 \dot{i}_{1q} + v_d \\ \omega_0 \dot{i}_{1d} + v_q \end{pmatrix} \right], \\
 \begin{pmatrix} \dot{i}_{1d} \\ \dot{i}_{1q} \end{pmatrix} &= e^{-J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} \dot{i}_{1a} \\ \dot{i}_{1b} \end{pmatrix}, \\
 \cos \varepsilon_0 &= \frac{\hat{\psi}_{2a}}{\left| \hat{\psi}_2 \right|}, \quad \sin \varepsilon_0 = \frac{\hat{\psi}_{2b}}{\left| \hat{\psi}_2 \right|}.
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

Похибки відпрацювання струмів статора в системі координат (d – q):

$$\begin{aligned}
 \tilde{i}_{1d} &= i_{1d} - i_{1d}^*, \\
 \tilde{i}_{1q} &= i_{1q} - i_{1q}^*.
 \end{aligned} \tag{3.25}$$

Тоді (3.21), (3.22) у формі похибок відпрацювання:

$$\begin{aligned}
 \tilde{M} &= \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} \psi^* \tilde{i}_{1q} + \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} (\tilde{\psi} + \tilde{\psi}_{2d}) (\tilde{i}_{1q} + i_{1q}^*) - \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} \tilde{\psi}_{2q} (i_{1d}^* + \tilde{i}_{1d}), \\
 \dot{\tilde{i}}_{1q} &= -\gamma \tilde{i}_{1q} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2q} - \beta p_n \omega (\left| \hat{\psi}_2 \right| + \tilde{\psi}_{2d}) - \gamma i_{1q}^* - \dot{i}_{1q}^* + v_q.
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

$$\begin{aligned}\ddot{\tilde{\psi}} &= -\alpha\tilde{\psi} + \alpha L_m \tilde{i}_{ld} - \alpha\psi^* + \alpha L_m i_{ld}^* - \dot{\psi}^*, \\ \dot{\tilde{i}}_{ld} &= -\gamma\tilde{i}_{ld} + \alpha\beta(|\hat{\psi}_2| + \tilde{\psi}_{2d}) - \beta p_n \omega \tilde{\psi}_{2q} - \gamma i_{ld}^* - \dot{i}_{ld}^* + v_d.\end{aligned}\quad (3.27)$$

Де задана траєкторія компоненти струму статора i_{lq}^* :

$$i_{lq}^* = \left(\frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} \right)^{-1} \frac{M^*}{\psi^*}. \quad (3.28)$$

Керуюча дія в (3.26):

$$\begin{aligned}\dot{x}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_{lq}, \\ v_q &= -k_{iq1} \tilde{i}_{lq} - x_q + \gamma i_{lq}^* + \beta p_n \omega |\hat{\psi}_2| + \dot{i}_{lq},\end{aligned}\quad (3.29)$$

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

Для (3.27) синтезуємо регулятор модуля потокозчеплення:

$$\begin{aligned}i_{ld}^* &= \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha\psi^* + \dot{\psi}^* - k_{\psi 1} \tilde{\psi} - x_\psi), \\ \dot{x}_\psi &= k_{\psi 1} \tilde{\psi}.\end{aligned}\quad (3.30)$$

Регулятор струму i_{ld} :

$$\begin{aligned}\dot{x}_d &= k_{iid} \tilde{i}_{ld}, \\ v_d &= -k_{idl} \tilde{i}_{ld} - x_d + \gamma i_{ld}^* - \alpha\beta|\hat{\psi}_2| + \dot{i}_{ld},\end{aligned}\quad (3.31)$$

де $(k_{\psi 1}, k_{\psi i}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної дії регулятора модуля потокозчеплення ротора, $(k_{idl}, k_{iid}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної дії регулятора струму по осі d .

Підставимо (3.29) – (3.31) в (3.26) – (3.27) отримаємо рівняння похибок електромеханічної підсистеми АД:

$$\tilde{M} = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} \left[(\tilde{\psi} + \tilde{\psi}_{2d}) (i_{lq}^* + \tilde{i}_{lq}) + \psi^* \tilde{i}_{lq} - \tilde{\psi}_{2q} (i_{ld}^* + \tilde{i}_{ld}) \right], \quad (3.32)$$

$$\begin{aligned}\dot{x}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_{lq}, \\ \dot{\tilde{i}}_{lq} &= -k_{iq1} \tilde{i}_{lq} - x_q - \beta p_n \omega \tilde{\psi}_{2d} + \alpha\beta \tilde{\psi}_{2q}.\end{aligned}\quad (3.33)$$

Також, відповідно для електромагнітної підсистеми АД:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_{\psi} &= \mathbf{k}_{\psi 1} \tilde{\psi}, \\ \dot{\tilde{\psi}} &= -\mathbf{k}_{\psi} \tilde{\psi} - \mathbf{x}_{\psi} + \alpha L_m \tilde{\mathbf{i}}_{1d}.\end{aligned}\quad (3.34)$$

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_d &= \mathbf{k}_{id} \tilde{\mathbf{i}}_{1d}, \\ \dot{\tilde{\mathbf{i}}}_{1d} &= -\mathbf{k}_{id} \tilde{\mathbf{i}}_{1d} - \mathbf{x}_d + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2d} + \beta p_n \omega \hat{\psi}_{2q}.\end{aligned}\quad (3.35)$$

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2d} + \omega_2 \tilde{\psi}_{2q}, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2q} - \omega_2 \tilde{\psi}_{2d}.\end{aligned}\quad (3.36)$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = p_n \omega + \alpha L_m \frac{\dot{\mathbf{i}}_{1q}}{|\hat{\psi}_2|}, \quad (3.37)$$

де $k_{iq} = k_{iq1} + \gamma$, $k_{id} = k_{id1} + \lambda$, $k_{\psi} = k_{\psi 1} + \alpha$.

Асимптотично лінійаризуючий регулятор за вимірюваним виходом:

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix} \mathbf{u}_{1a} \\ \mathbf{u}_{1b} \end{pmatrix} &= \mathbf{e}^{J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} \mathbf{u}_{1d} \\ \mathbf{u}_{1q} \end{pmatrix}, \\ \begin{pmatrix} \dot{\mathbf{i}}_{1d} \\ \dot{\mathbf{i}}_{1q} \end{pmatrix} &= \mathbf{e}^{-J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} \dot{\mathbf{i}}_{1a} \\ \dot{\mathbf{i}}_{1b} \end{pmatrix}.\end{aligned}\quad (3.38)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{u}_{1d} \\ \mathbf{u}_{1q} \end{pmatrix} = \boldsymbol{\sigma} \begin{pmatrix} -\omega_0 \dot{\mathbf{i}}_{1q} + \mathbf{v}_d \\ \omega_0 \dot{\mathbf{i}}_{1d} + \mathbf{v}_q \end{pmatrix}, \quad (3.39)$$

$$\begin{pmatrix} \cos \varepsilon_0 \\ \sin \varepsilon_0 \end{pmatrix} = \frac{1}{|\hat{\psi}_2|} \begin{pmatrix} \hat{\psi}_{2a} \\ \hat{\psi}_{2b} \end{pmatrix}. \quad (3.40)$$

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\psi}}_{2a} &= -\alpha \hat{\psi}_{2a} - p_n \omega \hat{\psi}_{2b} + \alpha L_m \dot{\mathbf{i}}_{1a}, \\ \dot{\hat{\psi}}_{2b} &= -\alpha \hat{\psi}_{2b} + p_n \omega \hat{\psi}_{2a} + \alpha L_m \dot{\mathbf{i}}_{1b}.\end{aligned}\quad (3.41)$$

$$\omega_0 = p_n \omega + \alpha L_m \frac{\dot{\mathbf{i}}_{1q}}{|\hat{\psi}_2|}. \quad (3.42)$$

Регулятор моменту:

$$\dot{\mathbf{i}}_{1q}^* = \frac{1}{\mu_1 \psi^*} \mathbf{M}^*. \quad (3.43)$$

Регулятор струму по осі (d):

$$\begin{aligned}\dot{x}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_{1q}, \\ \dot{v}_q &= -k_{iq1} \tilde{i}_{1q} - x_q + \gamma i_{iq}^* + \beta p_n \omega |\hat{\psi}_2| + \dot{i}_{1q}^*.\end{aligned}\quad (3.44)$$

$$\dot{i}_{1q}^* = \frac{1}{\mu_1} \left(\frac{\dot{M}^*}{\psi^*} - \frac{M^* \dot{\psi}^*}{\psi^{*2}} \right). \quad (3.45)$$

Регулятор модуля вектора потокозчеплення:

$$\begin{aligned}\dot{i}_{1d}^* &= \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^* - k_{\psi 1} \tilde{\psi} - x_{\psi}), \\ \dot{x}_{\psi} &= k_{\psi i} \tilde{\psi}.\end{aligned}\quad (3.46)$$

Регулятор струму по осі (d):

$$\begin{aligned}\dot{x}_d &= k_{iid} \tilde{i}_{1d}, \\ v_d &= -k_{id1} \tilde{i}_{1d} - x_d + \gamma i_{1d}^* - \alpha \beta |\hat{\psi}_2| + \dot{i}_{1d}^*.\end{aligned}\quad (3.47)$$

$$\dot{i}_{1d}^* = \frac{1}{\alpha L_m} \left\{ \alpha \dot{\psi}^* + \ddot{\psi}^* - \alpha L_m k_{\psi 1} \tilde{i}_{1d} + \left[k_{\psi 1} (\alpha + k_{\psi 1}) - k_{\psi i} \right] \tilde{\psi} - k_{\psi 1} x_{\psi} \right\}. \quad (3.48)$$

3.4 Висновок

Здійснено аналіз існуючих способів керування асинхронним двигуном. На основі сучасних тенденцій був вибраний алгоритм векторного прямого керування моментом, так як в більшості випадів в електромобілях використовується керування моментом. В даному розділі він повністю описаний, пророблений для використання в наступному розділі роботи.

4 ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ПОКАЗНИКІВ МЕТОДОМ МАТЕМАТИЧНОГО МОДЕЛЮВАННЯ

Моделювання здійснюється в пакеті MATLAB Simulink.

В умовах тестів прийнято наступні налаштування алгоритмів:

$$\begin{aligned} k_{\psi 1} &= 100, \quad k_{\psi i} = \frac{k_{\psi 1}^2}{4} = \frac{10000}{4} = 2500, \\ k_{id1} &= k_{iq1} = k_{i1} = 750, \\ k_{iid} &= k_{iiq} = k_{ii} = \frac{(k_{i1} + \gamma)^2}{2} = \frac{(750 + 236.935)^2}{2} = 487020. \end{aligned} \quad (4.1)$$

Встановлено наступні початкові умови: $\psi_{2a}(0) = \psi_{2b}(0) = 0$, $|\hat{\psi}_2(0)| = 0.01$ Вб, $\psi^*(0) = 0.02$ Вб, визначено для демонстрації динамічних властивостей контуру регулювання модуля вектора потокозчеплення (оціненого).

Так як напруга в ланці постійного струму $U_{dc} = 300$ В, тобто інвертор не зможе видати більше значення, тому для забезпечення коректної роботи системи керування необхідно занизити заданий потік до значення $\psi^*(\infty) = \psi^*(0) + \psi^* = 0.02 + 0.93 = 0.95$ Вб.

4.1 Дослідження асинхронного двигуна без навантаження

4.1.1 Дослідження двигуна на номінальній його роботі

Дослідження динамічних показників АД при виконанні тесту, який включає в себе збудження двигуна, відпрацювання заданої траєкторії моменту при розгоні до номінальної кутової швидкості з номінальним моментом, гальмування двигуна.

Тест складається з наступних етапів:

- Збудження машини (близько 0.15 с).
- Після збудження машини на проміжок часу 0.15 с – 0.298 с подаємо завдання моменту (додатну трапецію траєкторії)

$M^* = M_n = 11.42 \text{ Н} \cdot \text{м}$ і відповідно похідну

$$\dot{M}^* = 20M_n = 20 \cdot 11.42 = 228.4 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

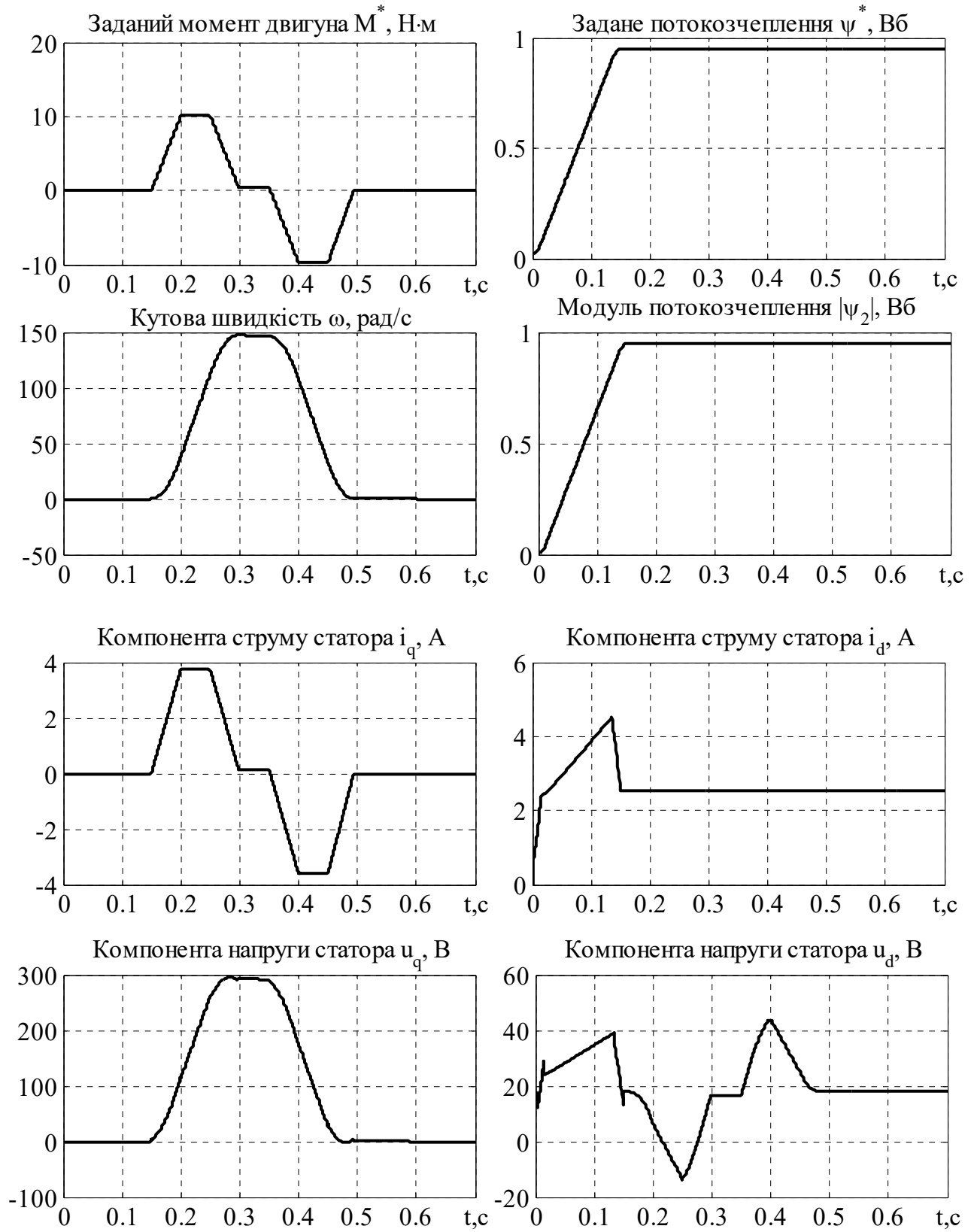
- Двигун починає обертатися і доходить до кутової швидкості близької до номінальної.
- Після досягнення кутової швидкості ($\sim 0.3 \text{ с}$) на проміжку часу $0.298 \text{ с} - 0.35 \text{ с}$ починає діяти момент, щоб скомпенсувати в'язке тертя, і швидкість трималася рівномірно.
- На проміжок часу $0.35 \text{ с} - 0.4935 \text{ с}$ подаємо завдання моменту (від'ємну трапецію траєкторії). Так як в системі присутнє в'язке тертя, тоді відповідно після завершення траєкторії моменту кутова швидкість просяде в мінус. Щоб це попередити необхідно підкорегувати траєкторію від'ємної трапеції. Щоб швидкість плавно зайшла в нуль подаємо похідну $\dot{M}^* = 22M_n = 22 \cdot 11.42 = 251.24 \text{ Н} \cdot \text{м}$ на час 0.45 с та завершуємо траєкторію на 0.4935 с .
- Двигун зупиняється в час ($\sim 0.5 \text{ с}$).

При дослідженні сумарний момент інерції був прийнятий двократним:

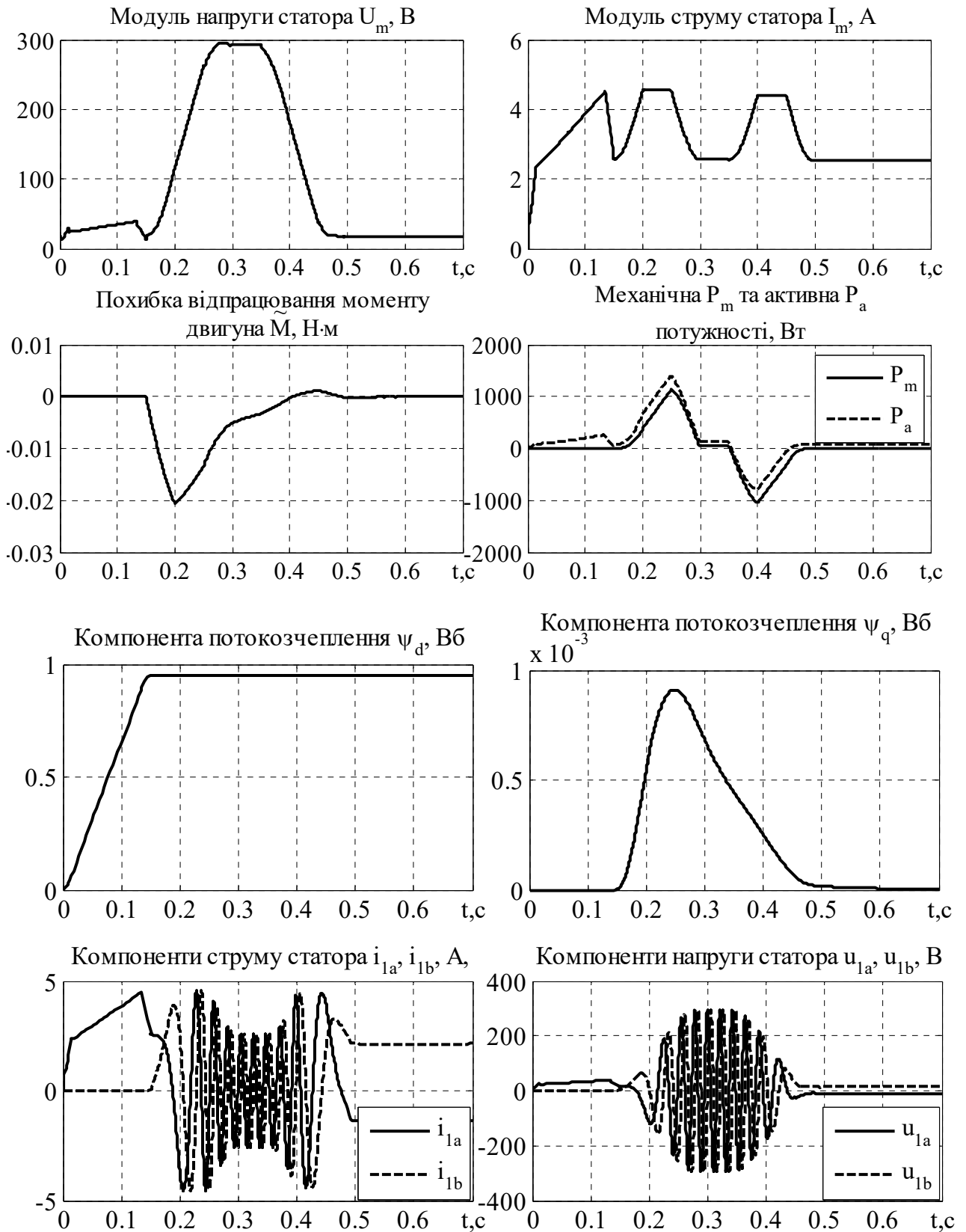
$$J_\Sigma = 2J_d = 2 \cdot 0.0033 = 0.0066 \text{ кг} \cdot \text{м}^2. \quad (4.2)$$

Відбувається відпрацювання заданої траєкторії моменту, заданої траєкторії потокозчеплення. Внаслідок прикладання моменту двигун починає розганятися. Модуль потокозчеплення випрацьовується з нульовою похибкою, тобто полеорієнтування виконується. Моментна компонента струму статора, повністю повторює траєкторію моменту. Польова компонента струму статора задається трапецієподібно при форсуванні збудження, після збудження двигуна струм i_d затримується на відповідному рівні щоб тримати рівень потокозчеплення. Напруга u_q не перевищує 300 В . Похибка відпрацювання моменту асимптотично збігається в нуль, так як в системі використовуються ПІ-регулятори.

Перехідні процеси зображені на рис. 4.1,а-б.



a)



б)

Рисунок 4.1 – Перехідні процеси за умови відпрацювання заданої траєкторії моменту при розгоні до номінальної швидкості

4.1.2 Дослідження двигуна з використанням ослаблення поля

Коли ми досягаємо номінальної кутової швидкості, щоб далі збільшувати швидкість, необхідно збільшувати напругу статора. В інвертора завжди є обмеження напруги (в нашому випадку це напруга ланки постійного струму $U_{dc} = 300 \text{ В}$). Тому для цього необхідно ослаблювати поле.

Тобто, при досягненні точки номінальної кутової швидкості, далі задане потокозчеплення буде змінюватися за наступним законом:

$$\begin{aligned} \psi^* &= \psi_n^*, \text{ якщо } \omega < \omega_n, \\ \text{інакше } \psi^* &= \psi_n^* \frac{\omega_n}{\omega}. \end{aligned} \quad (4.3)$$

Відповідно, після досягнення точки номінальної кутової швидкості потокозчеплення буде зменшуватися так, як збільшується фактична швидкість двигуна, згідно закону (4.3).

Також, згідно з (3.43), при зменшенні ψ^* буде збільшуватися i_q^* щоб генерувати момент. Тому, щоб працювати з постійним струмом i_q^* необхідно обмежити момент наступним чином:

$$M^* = M_n^* \frac{\omega_n}{\omega}. \quad (4.4)$$

При проходженні попереднього тесту було визначено, що при відпрацюванні номінального моменту, модуль напруги статора U_m перевищує 300 В, тому прийнято відпрацьовувати значення моменту близьке до половини номінального.

Був проведений тест з використання ослаблення поля для $2\omega_n$ кутової швидкості.

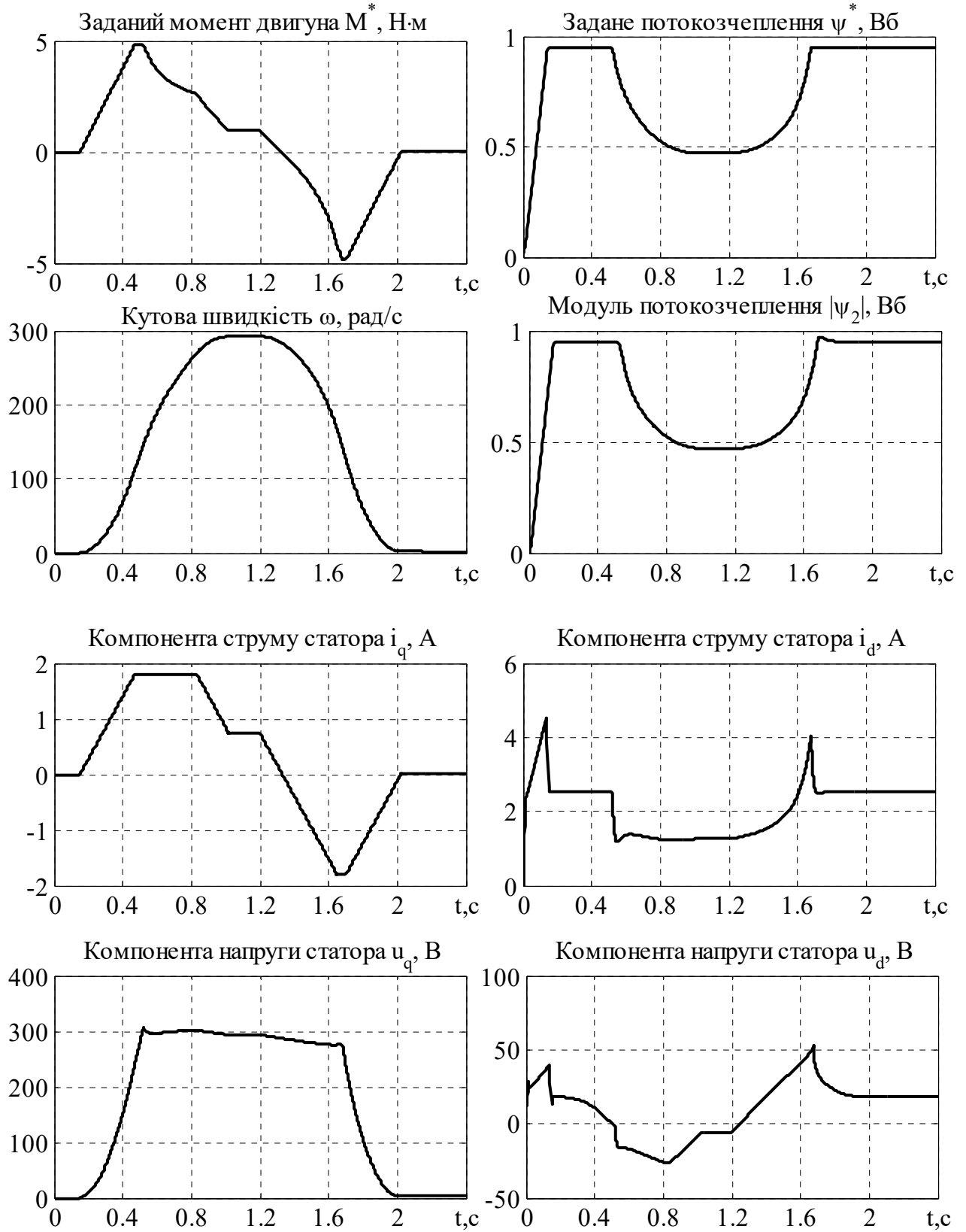
Тест складається з наступних етапів:

- Збудження машини (близько 0.15 с).
- Після збудження машини на проміжок часу 0.15 с – 1.02 с подаємо завдання моменту (додатну трапецію траєкторії) $M^* = 4.85 \text{ Н} \cdot \text{м}$ і відповідно похідну $\dot{M}^* = 1.5M_n = 1.5 \cdot 11.42 = 15.2 \text{ Н} \cdot \text{м}.$

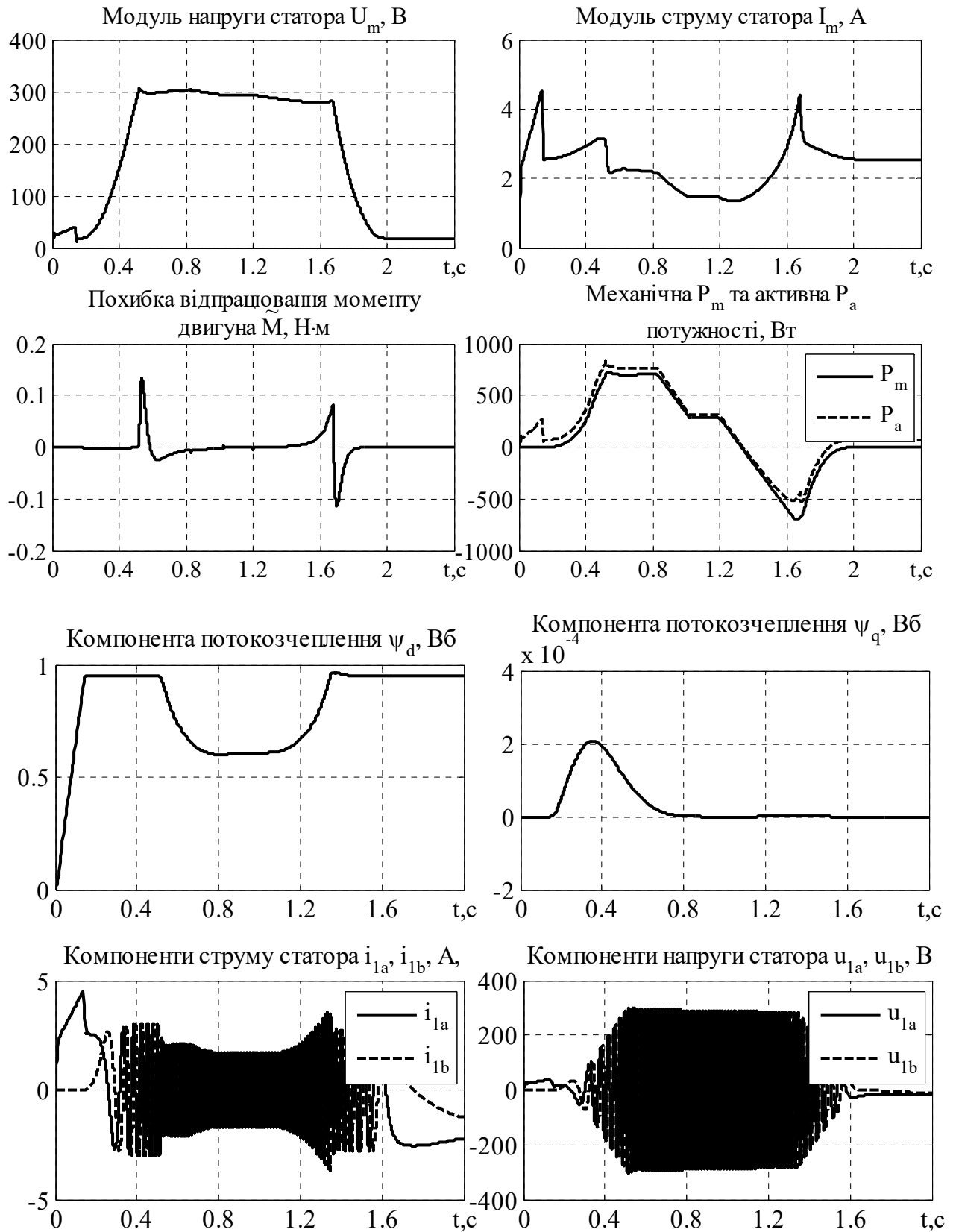
- Двигун починає обертатися і доходить до ω_n .
- Після досягнення ω_n спрацьовують алгоритми (4.3), (4.4) та двигун далі розганяється до швидкості $2\omega_n$
- Після досягнення кутової швидкості $2\omega_n$ (~ 1 с) на проміжку часу 1.02 с – 1.2 с починає діяти момент, щоб скомпенсувати в'язке тертя, і швидкість трималася рівномірно.
- На проміжок часу 1.2 с – 2.02 с подаємо завдання моменту (від'ємну трапецію траєкторії)
- Двигун зупиняється в час (~ 2 с).

Перехідні процеси зображені на рис. 4.2,а-б.

Відбувається відпрацювання заданої траєкторії моменту. Траєкторія моменту, тепер дещо модифікована завдяки (4.4). Під час розгону на швидкість більше номінальної відбувається просідання потоку, що можемо спостерігати на графіку. При цьому похибки відпрацювання є нульовими, тобто полеорієнтування виконується. Є логічним те, що польова компонента струму статора повторює траєкторію потокозчеплення. Напруга u_d не перевищує 300 В.



a)



б)

Рисунок 4.2 – Перехідні процеси з використанням ослаблення поля (розгін до $2\omega_H$)

4.2 Дослідження асинхронного двигуна з навантаженням

Для дослідження двигуна з навантаженням необхідно привести момент інерції автомобіля з пасажирями до двигуна.

Радіус інерції:

$$\rho = \frac{V_{\max}}{\omega_n} = \frac{7}{148.28} = 0.047 \text{ м.} \quad (4.5)$$

Приведений момент інерції автомобіля з пасажирями:

$$J'_m = m_{\Sigma} \cdot \rho^2 = 245 \cdot 0.047^2 = 0.54 \text{ кг} \cdot \text{м}^2. \quad (4.6)$$

Сумарний момент інерції:

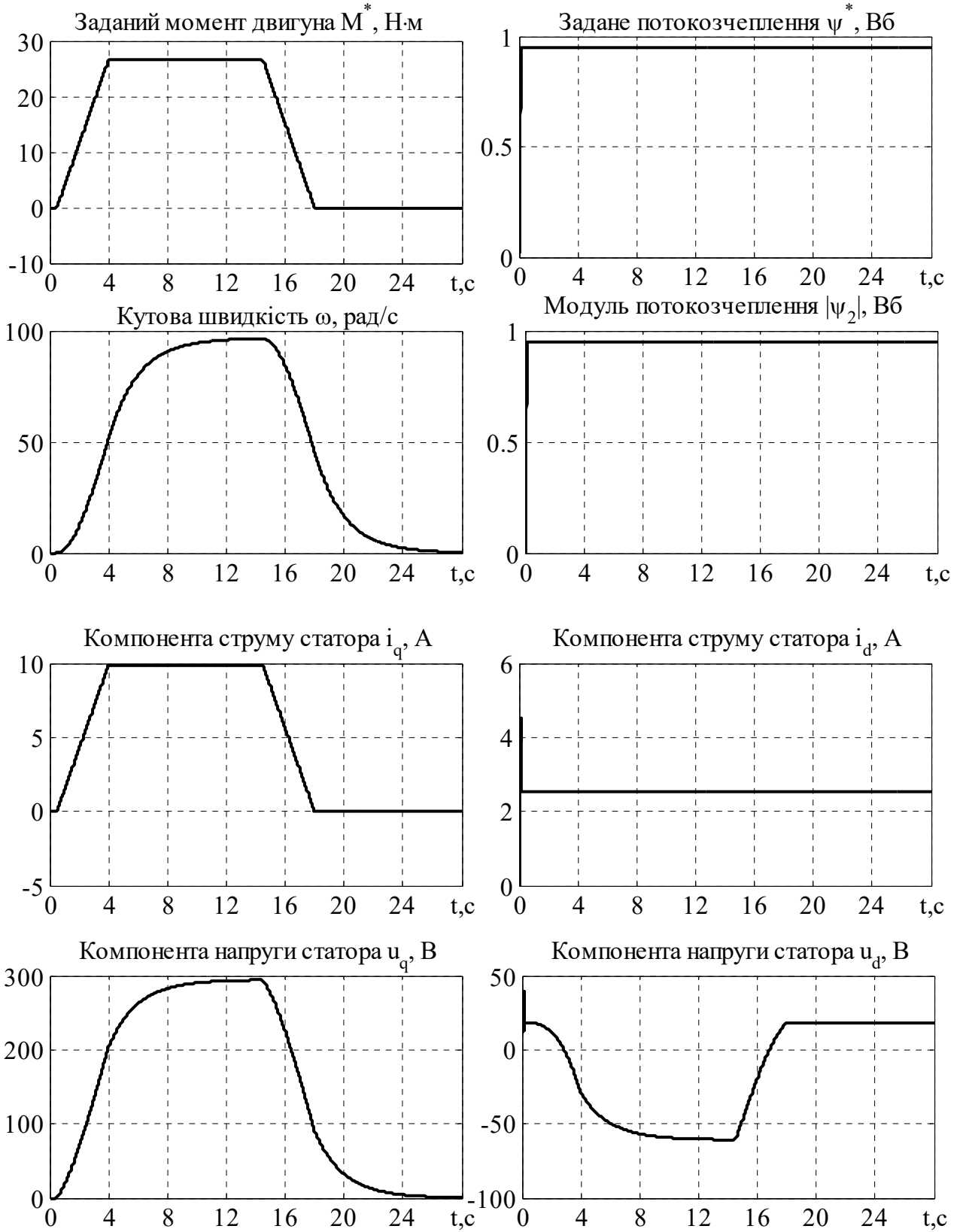
$$J_{\Sigma} = J_d + J'_m = 0.0033 + 0.54 \approx 0.54 \text{ кг} \cdot \text{м}^2. \quad (4.7)$$

Тест складається з наступних етапів

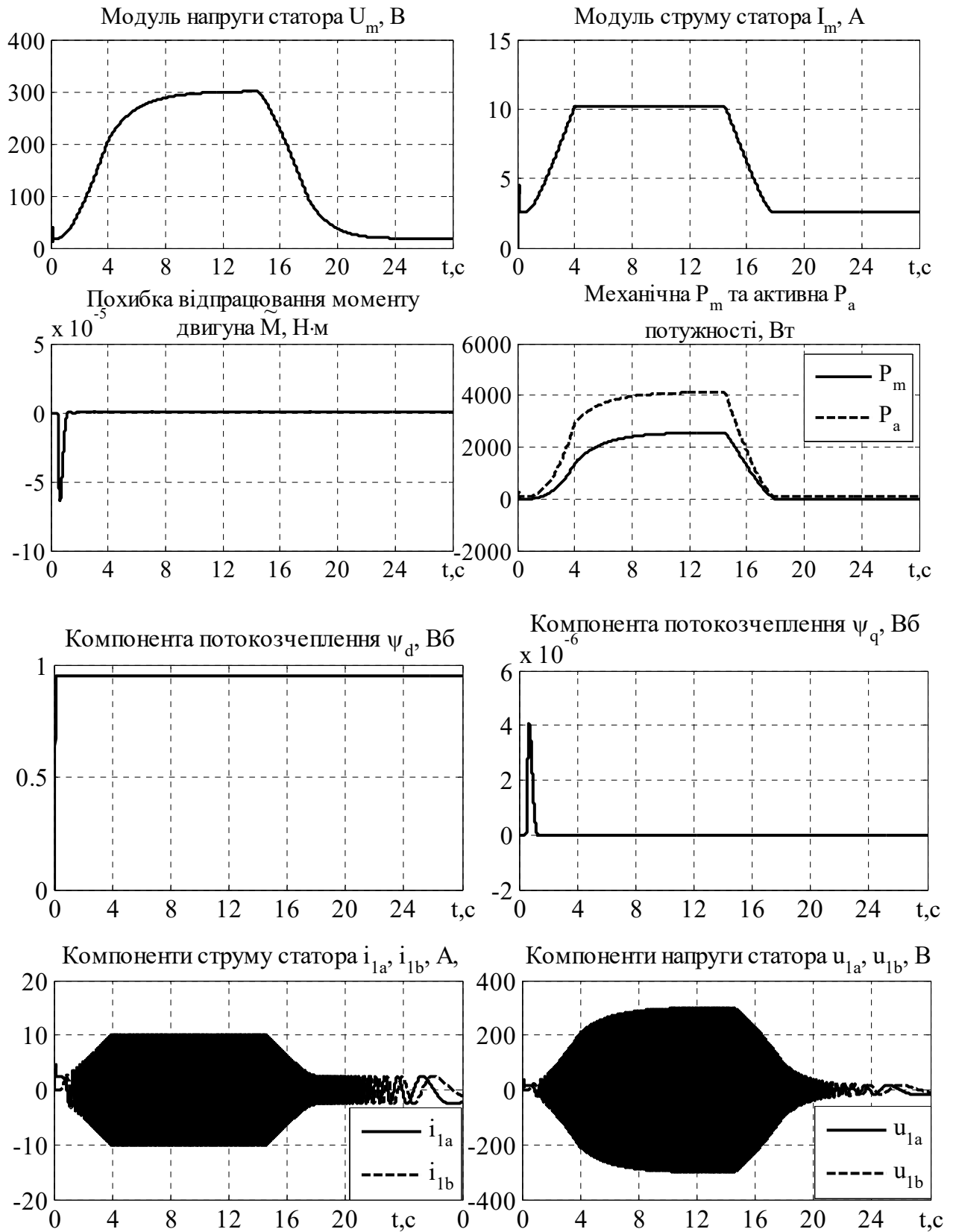
1. Збудження машини (близько 0.15 с).
2. Після збудження машини на проміжок часу 0.15 с – 4 с подаємо завдання похідної моменту $\dot{M}^* = 0.75M_n = 0.75 \cdot 10.12 = 7.6 \text{ Н} \cdot \text{м}$
3. В час 4 с, завдання моменту досягає значення $M^* = M_n = 26.55 \text{ Н} \cdot \text{м}$ і утримується до часу 10.5 с, в цей час двигун досягає значення кутової швидкості згідно з (2.16).
4. В час 10.5 с подається від'ємне значення похідної \dot{M}^* , двигун починає гальмувати. В час 14 с завдання моменту знімається.
5. Двигун зупиняється в час (~ 20 с).

Перехідні процеси зображені на рис. 4.3,а-б.

Відбувається відпрацювання заданої траєкторії моменту, заданої траєкторії потокозчеплення. Полеорієнтування виконується. Двигун починає плавно розганятися до швидкості $\omega_{\text{двmax}} = 93.33 \text{ рад / с}$. Напруга u_q не перевищує 300 В. Похибка відпрацювання моменту асимптотично збігається в нуль.



a)



б)

Рисунок 4.3 – Перехідні процеси за умови реальної роботи двигуна на електромобілі з двома пасажирами

4.3 Висновок

На основі рівнянь в розділі 3, створено математичну модель в середовищі MATLAB Simulink.

Було проведено три тести.

Досліджено номінальний режим роботи двигуна з номінальним моментом, потокозчепленням та кутовою швидкістю. В даній системі виконується полеорієнтування, відповідно Електромеханічні та електромагнітні процеси в двигуні є розв'язними.

Опрацьовано режим ослаблення поля, на протязі якого вибраний двигун необхідно було розігнати до розганяли двигун до швидкості, що є вища ніж номінальна, за рахунок просадки потокозчеплення і зміни завдання на момент.

Досліджено реальний режим роботи двигуна, який навантажений вагою автомобіля та двома пасажирями. Під час цього тесту двигун розганяли до максимальної лінійної швидкості електромобіля. Двигун виконав вимоги, які до нього ставились.

Отримані графіки перехідних процесів, проаналізовані отримані результати.

5 ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ СИСТЕМИ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА

5.1 Загальна характеристика елементів функціональної схеми

Функціональна схема електроприводу змінного струму, побудованого на основі перетворювача частоти з ланкою постійного струму показана на рис. 5.1.

Інвертор – призначений для того щоб перетворювати постійну напругу ланки постійного струму у задану трифазну напругу. Результуючий вектор цієї напруги, що знаходиться на виході перетворювача, має задані параметри: модуль, частоту та кутове положення. Щоб замикати індуктивності, що наводяться в перехідних процесах – використовуються антипаралельні діоди.

Датчик напруги – призначений для виміру напруги ланки постійного струму і передавати інформацію про напругу в контролер і відповідно формувати на це широтно-імпульсну модуляцію.

Датчики струму – призначені для виміру струмів i_{1a}, i_{1b} і передачі цієї інформацію в контролер і відповідно організовувати зворотні зв'язки та захисні функції.

Датчик швидкості – призначені для виміру кутової швидкості і передачі цієї інформацію в контролер і відповідно організовувати зворотні зв'язки та захисні функції.

Драйвери – призначені для того, щоб забезпечити необхідний рівень напруги на базі IGBT транзистора для його надійного закриття та відкриття.

Опторозв'язка – необхідна для забезпечення гальванічної розв'язки керуючих дискретних сигналів з метою підвищення заводозахищеності контролера, а також для попередження виходу його з ладу при аваріях в силовій частині.

Керуючий контролер – виконує всі операції автоматизації перетворювача: отримання завдання на регульовані координати, розраховує алгоритм керування двигуном, генерує імпульси керування ключами, реалізує захисні функції, здійснює комунікації з системами верхнього рівня.

Схеми узгодження рівнів сигналів та фільтрації – необхідна для можливості оперувати з датчиками струму та напруги до рівнів допустимої вхідної напруги аналого-цифрового перетворювача керуючого контролера.

Інтерфейс датчика швидкості – забезпечує під'єднання фотоімпульсних датчиків до керуючого контролера.

Зовнішні термінали – призначені для підключення до перетворювача аналогових і дискретних входів/виходів.

Панель оператора – служить для налаштування параметрів системи, подачі команд та завдання на регульовану величину в ручному режимі, спостереження за контрольними величинами та діагностики.

Блок живлення – це пристрій який призначений для забезпечення живлення власних потреб перетворювача: живлення контролера, драйверів, зовнішні живлення датчиків та ін. В сучасних перетворювачах вхідна напруга для блоку живлення власних потреб береться від ланки постійного струму, що забезпечує безпечну зупинку системи при зникненні напруги мережі живлення.

Додаткові входи/виходи – призначені для керування додатковими системами.

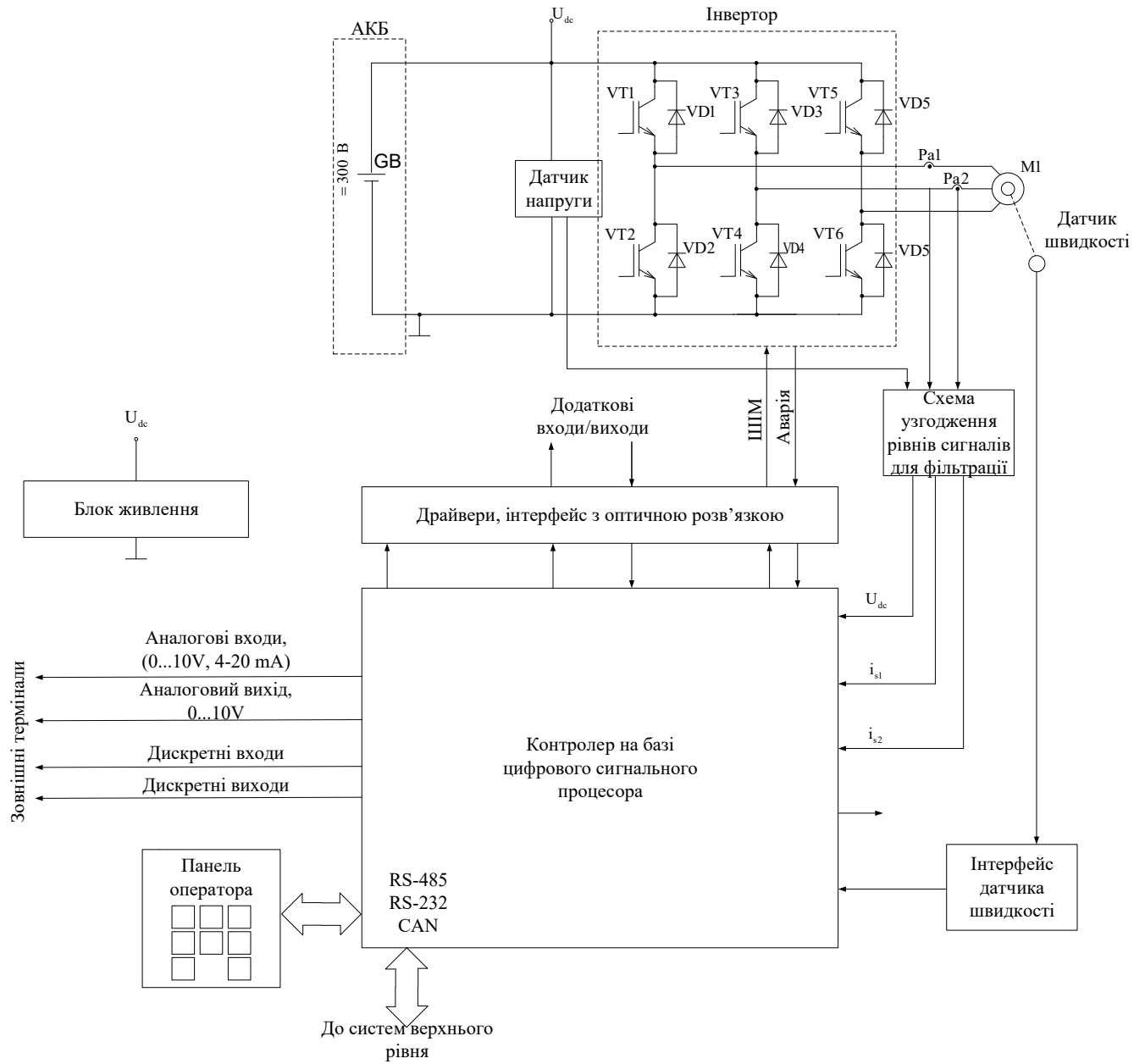


Рисунок 5.1 – Функціональна схема асинхронного електроприводу

5.2 Розрахунок елементів силової частини

Живлення відбувається від акумуляторної батареї, тому розрахунок вхідного фільтра радіочастот, випрямляча, фільтра не виконується. Також в попередніх розділах було визначено, що використання клампера є не ефективним, тому розрахунок клампера також опускається.

При живленні перетворювача від акумуляторної батареї $U_{\text{grid}} = 300 \text{ В}$, напруга в ланці постійного струму:

$$U_{\text{dcn}} = U_{\text{grid}} = 300 \text{ В}. \quad (5.1)$$

Максимальне значення струму в фазі двигуна визначається перевантажувальною здатністю електроприводу k_{ov1} , яка залежить відповідно до типу механізму. Прийmemo значення $k_{\text{ov1}} = \lambda = 2.2$.

Максимально-допустима зворотна напруга (напруга колектор-емітер) для IGBT має бути мінімум в 1,5 разів вищою, ніж максимальна напруга в ланці постійного струму.

Максимальна напруга в ланці постійного струму $U_{\text{dcmax}} = U_{\text{dc}} = 300 \text{ В}$.

Отже зворотна напруга:

$$U_{\text{ce}} = 1,5U_{\text{dcmax}} = 1,5 \cdot 300 = 450 \text{ В}. \quad (5.2)$$

Максимальний струм на виході перетворювача:

$$I_{\text{max}} = k_{\text{ov1}} I_{\text{na}} = 2.2 \cdot 4.3 = 9.46 \text{ А}. \quad (5.3)$$

Після цього можна вибрати IGBT за такими критеріями:

$$\begin{aligned} I_{\text{c}} &> I_{\text{max}}, \quad U_{\text{ce max}} > U_{\text{ce}}, \\ I_{\text{c}} &> 9.46 \text{ А}, \quad U_{\text{ce max}} > 450 \text{ В}. \end{aligned} \quad (5.4)$$

де I_{c} та $U_{\text{ce max}}$ - відповідно тривалий струм колектора та напруга колектор-емітер, які вказані в паспортних даних IGBT. Обов'язковою має бути антипаралельний діод. За часту, він вже вбудований в корпус, тому не потребує окремого розрахунку.

Вибираємо по каталогу IGBT модуль [20] типу SKiiP 02AC066V1 з параметрами:

$$U_{ce\max} = 600 \text{ В},$$

$$I_c = 10 \text{ А}.$$

Напругу в ланці постійного струму U_{dc} вимірюємо з використанням датчика [20] типу LV 25-P, який має граничну напругу вимірювання 500 В.

Струми i_{1a}, i_{1b} вимірюємо з використання датчика [21] типу HLSR 10-P який має номінальний струм 10 А, та межі вимірювання напруги 25 А.

Для вимірювання кутового швидкості двигуна необхідний енкодер. Вибираємо за каталогом [22] енкодер типу Veba E6B2-CWZ6C 1000.

5.3 Розробка мікропроцесорної схеми керування

Сімейство мікроконтролерів STM32F103x8 та STM32F103xB включає високу продуктивність ARM Cortex™ -M3 32-розрядне ядро RISC, що працює на частоті 72 МГц, високошвидкісна вбудована пам'ять (флеш-пам'ять до 128 Кбайт і SRAM до 20 Кбайт), а також широкий спектр входів / виходів та периферійних пристроїв, підключених до двох шин APB. Всі пристрої містять два 12-бітові АЦП, три 16-бітові таймери загального призначення, один таймер ШІМ, а також стандартні та вдосконалені інтерфейси зв'язку: до двох I2C і SPI, три USART, USB і CAN.

Сімейство STM32F103xx працює від 2,0 до 3,6 V живлення. Нормальна працездатність відбувається як в діапазоні температур від -40 до $+105$ ° С. Всебічний набір режиму енергозбереження дозволяє проектування малопотужних застосувань.

Сімейство STM32F103xx включає в себе шість різних пристроїв типу упаковки: від 36 контактів до 100 контактів. Залежно від обраного пристрою, різні набори периферія включена, опис нижче дає огляд повного асортименту периферія, запропонована в цій родині.

Мікроконтролер STM32F103RB живиться від напруги в діапазоні (2..3,6)V, тому для його живлення використаємо DC/DC перетворювач LM2595. Так як на виході LM2595 напруга 5V, тому необхідно вибрати резистори R1, R2 (на схемі R27) так, щоб на виході була потрібна нам напруга. R1 зазвичай приймається 1 кОм, напруга, що нам потрібна є рівною 3,3V, тоді R2 обраховується за наступною формулою:

$$R_2 = R_1 \left(\frac{V_{out}}{1,23} - 1 \right) = 1000 \cdot \left(\frac{3,3}{1,23} - 1 \right) = 1682 \approx 1,6 \text{ кОм.} \quad (5.5)$$

Також для елементів схеми необхідне живлення 5V. Для цього використаємо цей же DC/DC перетворювач але перерахуємо резистор R2 (R29 в нашому випадку).

$$R_2 = R_1 \left(\frac{V_{out}}{1,23} - 1 \right) = 1000 \cdot \left(\frac{5}{1,23} - 1 \right) = 3065 \approx 3 \text{ кОм.}$$

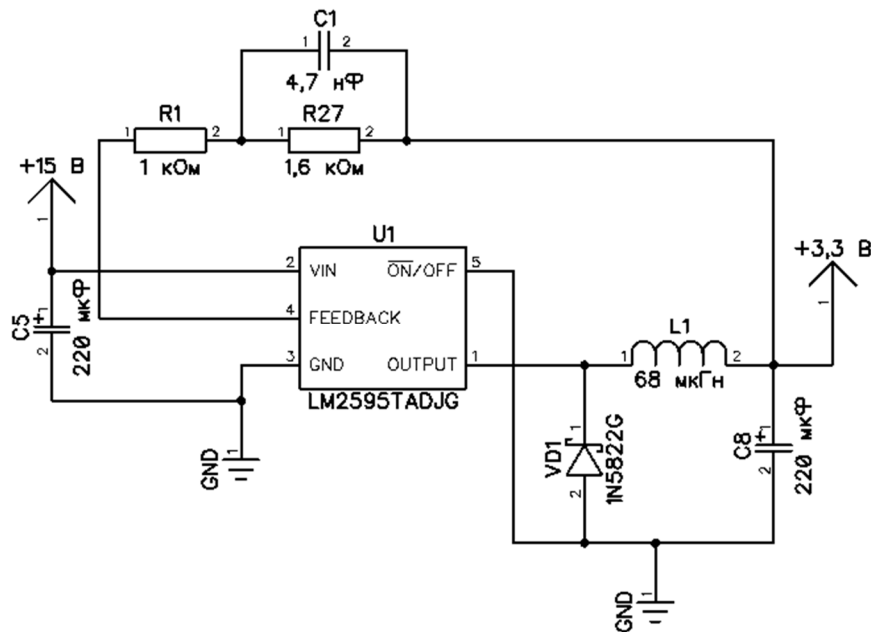


Рисунок 5.2 – Схема підключення LM2595 на вихідну напругу 3.3V

Мікроконтролер STM32F103RB має внутрішній тактовий генератор тактових імпульсів 4...16 МГц, тому зовнішнє підключення кварцового резонатора не потрібне. Також містить годинник реального часу.

Для того щоб була можливість завантажувати розроблену програму на ПК в мікроконтролер, а також здійснювати відладку цієї програми необхідно

реалізувати програматор, тобто коло, яке буде з'єднувати ПК та мікроконтролер. Зазвичай для передачі інформації з ПК використовуються USB порти. Необхідно забезпечити перетворення сигналів USB в UART. Для цього використаємо мікросхему FT232R. Підключення до мікроконтролера відбувається через лінії TX та RX.

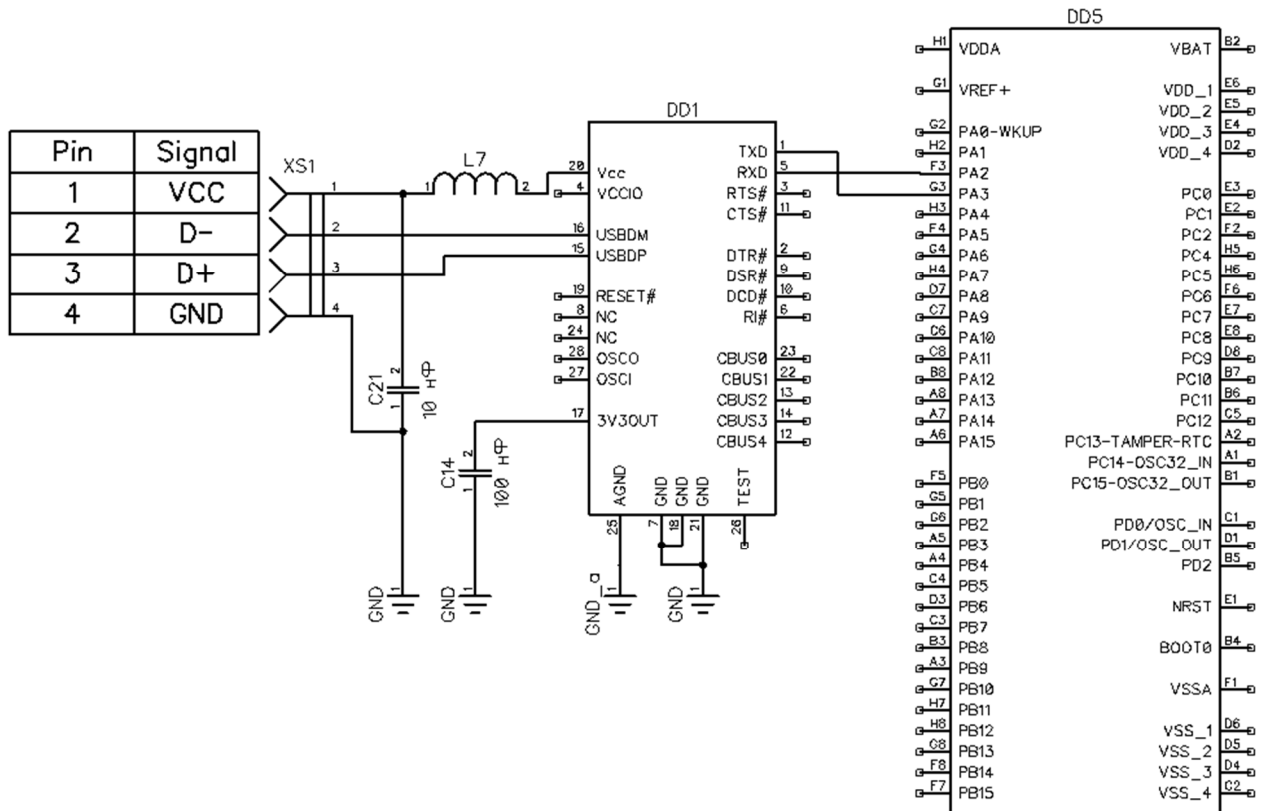


Рисунок 5.3 – Схема підключення мікросхеми FT232R

Для забезпечення збереження інформації використаємо мікросхему EEPROM пам'яті AT25080B.

Microchip AT25080B - це 8Kb послідовний EEPROM, що використовує стандартну послідовну шину, сумісну з послідовним периферійним інтерфейсом (SPI). Пристрій організовано у вигляді одного блоку розміром 1024 x 8 біт і оптимізовано для використання в побутовій електроніці, промислових, медичних та автомобільних додатках, де надійне та надійне енергонезалежне зберігання пам'яті має важливе значення. Працює по SPI (послідовний периферійний інтерфейс) інтерфейсу. Data Output (SO) Data Input (SI) призначені для передачі та прийому інформації. Data Clock (SCK)

служить для передачі тактового сигналу для ведених пристроїв, Chip Select (CS) – вибір пристрою, з яким відбувається комунікація.

Для того, щоб була можливість керувати різними зовнішніми пристроями, необхідно реалізувати необхідну обв'язку.

Для забезпечення аналогового виходу 10V використаємо мікросхему MAX5312EAE+. Підключається по SPI інтерфейсу. Подача на вивід UNI/BIP сигналу 3.3V вибирає режим уніполярної аналогової напруги 10V.

Для реалізації аналогового входу $\pm 10V$ використовується схема дільника напруги. За допомогою резисторів виконується ділення напруги, а за рахунок операційного підсилювача здійснюється «стиснення» сигналу до 0...3.3V.

Для реалізації дискретних входів використовуються транзистори. Вхідний сигнал подається на транзистор, підсилюється та подається на мікроконтролер. Гальванічно розв'язаний вхід реалізований за допомогою оптопари PC81710NIP1B. Струм, що проходить через діод обмежується резистором.

Для реалізації дискретного виходу необхідна мікросхема буфер CD74ACT540E, яка буде підсилювати вихідний сигнал мікроконтролера. Мікросхема має живлення 5V, толерантна до напруги 3.3 V, та має 8 каналів, 4 з яких (тобто 2 входи і 2 виходи) задіяні для реалізації дискретних виходів.

Релейні виходи також слугують для гальванічної розв'язки, але не електронної, а механічної, і орієнтовані на комутацію в колах з набагато вищими значеннями напруги та струму. Перевагою в застосуванні релейного виходу полягає в тому, що на механічний контакт не впливають ніякі шуми, а недоліки – в тому, що кількість спрацювань реле обмежена, а також частота перемикання контактів реле набагато менша, ніж у напівпровідникових компонентів.

Для реалізації релейного виходу використовуємо реле G2R. Котушка має живлення 5V тому для підсилення використовуємо транзистор. На базу якого буде підключений вхід мікроконтролера, для захисту від противмикань

в паралель підключено діод. Коли на базу транзистора буде поданий сигнал з мікроконтролера, транзистор відкриється і котушка отримає живлення, та розімкне чи замкне свої контакти.

Пульт керування реалізований за допомогою матричної клавіатури на 9 кнопок. В такій схемі три ліній підключені на вхід, три на вихід. Для того, щоб визначити, яка кнопка натиснена відбувається сканування лінії. Мікроконтролер видає на один із ліній виходу логічний «0», перевіряє стан кожного з входів. Якщо видано «0», а на кожному вході «1», значить, що жодна з кнопок не натиснута. Якщо з натиснута відповідна кнопка, то з'явиться «0» на лінії, до якої під'єднана ця кнопка. Потім мікроконтролер формує інший двійковий код на ліній виходу, сканується інший стовпчик. Якщо буде натиснута якась кнопка, то з'явиться відповідний «0». Аналогічно третій стовпчик.

I2C шина є однією з модифікацій послідовних протоколів обміну даних. У стандартному режимі забезпечується передача послідовних 8-бітних даних зі швидкістю до 100 кбіт/с, і до 400 кбіт/с в "швидкому" режимі. Для здійснення процесу обміну інформацією по I2C шині, використовується всього два сигнали лінія даних SDA лінія синхронізації SCL. Схема розраховується за допомогою двох резисторів по 1кОм для підсилення сигнал.

Мережа, побудована на інтерфейсі RS-485, являє собою приймачі, з'єднані за допомогою кручений пари - двох скручених проводів. В основі інтерфейсу RS-485 лежить принцип диференціальної (балансної) передачі даних. Суть його полягає в передачі одного сигналу по двох проводах. Причому по одному дроту (умовно А) йде оригінальний сигнал, а по іншому (умовно В) - його інверсна копія. Іншими словами, якщо на одному дроті "1", то на іншому "0" і навпаки. Таким чином, між двома проводами кручений пари завжди є різниця потенціалів: при "1" вона позитивна, при "0" – негативна. Працює по інтерфейсу SPI. В порівнянні з інтерфейсом RS-232 дозволяє уникнути впливу наводок (довжина лінії зв'язку до 1 км), так як перешкоду будуть впливати одразу на дві ліній і при порівнянні рівня сигналу

компаратором різниця потенціалів буде незмінною. Схема підключення інтерфейсу RS485 зображена на рис. 3.6.

CAN є послідовною шиною, що підтримує одночасну роботу багатьох ведучих пристроїв. Це означає, що всі вузли CAN-мережі мають можливість передавати дані і декілька вузлів одночасно можуть давати запит на шину.

Магістраль CAN використовує двопровідникову звиту пару і працює з максимальною швидкістю трансляції 1 Мбіт/с на довжині до 40 м. Із збільшенням відстані зменшується максимальна швидкість трансляції (напр. 250 кбіт/с до 250 м). Працює по інтерфейсу SPI.

Для реалізації динамічної індикації використаємо семисегментні індикатори A-1001G. Мікроконтролер виставляє код на вхідну лінію індикаторів, після того, як код виставлений, видається логічна «1» на базу транзистора, щоб його відкрити і витримується достатня пауза для того, щоб індикатор зміг засвітитися. Коли світлодіоди запалилися, транзистор закривається, але світлодіоди продовжують ще певний час світитися. В цей час мікроконтролер виставляє на вхідну шину код, який необхідно передати на другий індикатор. Операція повторюється. Аналогічно на третій. Всі світлодіоди будуть видавати індикацію. Але цей час буде тривати декілька мілісекунд. Тому цю інформацію треба оновлювати, постійно подавати необхідні сигнали, відповідно це і називається динамічною індикацією.

5.4 Розрахунок вартості елементної бази

Необхідно здійснити розрахунок елементної бази. Перелік елементів силової частини занесений в табл 5.1

Таблиця 5.1 – Перелік елементів силової частини

Позначення	Назва	Кіл.	Примітки
Перетворювачі неелектричних величин в електричні			
BR	Veha E6B2-CWZ6C 1000	4	700 грн/шт

Продовження табл. 5.1

Генератори, джерела живлення			
G1*	LiFePO4 18500	1	\$ 262/шт**
G1*	C27600SI	1	\$ 2688/шт**
Електродвигуни			
M1	4A80B4Y3	4	1 096.76 грн/шт
Прилади, вимірювальне обладнання			
PA1, PA2	HLSR 10-P	2	699.75 грн/шт
PV1	LV 25-P	1	1542.34 грн/шт
Перетворювачі електричних величин в електричні			
U1	SKiiP 02AC066V1	1	633.37 грн/шт

* - можуть використовуватися як окремо в силовій частині, так і разом.

** - на основі даних табл. 2.6.

При використанні батареї на основі літій-іонних акумуляторів загальна вартість складає 11770,11 грн.

При використанні батареї на основі суперконденсаторів загальна вартість складає 77493,34 грн.

Перелік елементів мікропроцесорної частини та їхня вартість згідно [23] занесений в табл 5.2.

Таблиця 5.2 – Перелік елементів мікропроцесорної частини

Позначення	Назва	Кіл.	Примітки
Конденсатори			
C1 – C4	R15W472K1NH5-L 4,7 нФ	4	1,5 грн/шт
C5 – C12	EXR221M35B 220 мкФ	8	3,5 грн/шт
C13 – C21	R20W104K2AH5-L 100 нФ	9	2 грн/шт
C22	R20W103M2NH5-L 10 нФ	1	2,5 грн/шт
C23	ECR100M25B 10 мкФ	1	1 грн/шт

Продовження табл. 5.2

C24	ECR010M50B 1 мкФ	1	1 грн/шт
Схеми інтегральні			
DA1 – DA2	LM393D	2	3 грн/шт
DA3	CD74ACT540E	1	42,79 грн/шт
DD1	FT232RL-TUBE	1	213,95 грн/шт
DD2	AT25080B-MAHL-E	1	15,21 грн/шт
DD3	MAX5312EAE+	1	534,87 грн/шт
DD4	MAX485CPA+	1	149,29 грн/шт
DD5	STM32F103RBH6	1	287,17 грн/шт
DD6	SN65HVD251	1	134,55 грн/шт
Джерела живлення, кварцові резонатори			
GB1	CR2032	1	8 грн/шт
Пристрої індикації			
HG1	A-1001G	3	17,5 грн/шт
Реле			
KM1 – KM3	G2R1AE5DC	3	75 грн/шт
Котушки індуктивності			
L1 – L7	KLS18-EC36 68 мкГн	7	1,5 грн/шт
Резистори			
R1 – R26	CR025SJTБ-1K 1 кОм	26	0,4 грн/шт
R27 – R28	CR025SJTБ-1K6R 1,6 кОм	2	0,4 грн/шт
R29 – R30	CR025SJTБ-3KR 3 кОм	2	0,4 грн/шт
R31 – R54	CR025SJTБ-160R 160 Ом	24	0,4 грн/шт
R55 – R60	CR025SJTБ-10K 10 кОм	8	0,4 грн/шт
R61	CR025SJTБ-330R 330 Ом	1	0,4 грн/шт
R62 – R63	CR025SJTБ-20K 20 кОм	2	0,4 грн/шт
R64 – R65	CR025SJTБ-6K2R 6,2 кОм	2	0,4 грн/шт

Продовження табл. 5.2

R66 – R69	CR025SJTB-6K8R 6,8 кОм	4	0,4 грн/шт
R70 – R71	CR025SJTB-56KR 56 кОм	2	0,4 грн/шт
R72 – R73	CR025SJTB-5K6R 5,6 кОм	2	0,4 грн/шт
R74	CR025SJTB-51KR 51 кОм	1	0,4 грн/шт
R75	CR025SJTB-25K5R 25,5 кОм	1	0,5 грн/шт
R76	MFR025FTB-249KR 249 кОм	1	0,4 грн/шт
R77	CR025SJTB-11KR 11 кОм	1	0,4 грн/шт
Кнопки			
SB1 – SB9	SWT-2/17	9	3 грн/шт
Перетворювачі			
U1 – U4	LM2595TADJG	4	106,5 грн/шт
Пристрої напівпровідникові			
VD1 – VD7	1N5822G	7	20,44 грн/шт
VD8	KBPC610	1	8,5 грн/шт
VO1	PC81710NIP1B	1	15,31 грн/шт
VT1 – VT13	BC817-40	13	1 грн/шт
З'єднання контактні			
XS1	USB type A роз'єм	1	2,5 грн/шт
XT1	DC-140-002	1	3,5 грн/шт
XT1 – XT18	DG126-5.0-02P-14-00A(H) 2к	18	2,5 грн/шт
XT19 – XT20	DG126-5.0-02P-14-00A(H) 3к	2	3,5 грн/шт

Загальна вартість мікропроцесорної частини складає 2067,12 грн.

5.5 Висновок

Отже, загальна силової і мікропроцесорної частини при використанні батареї на основі літій-іонних акумуляторів загальна вартість складає 18509,45 грн, а на основі суперконденсаторів 79560,46 грн.

Як бачимо, що основна частка цієї вартості – батарея.

ВИСНОВКИ

За результатами бакалаврської роботи отримані наступні результати.

Проведено аналітичний огляд існуючих конструкцій електромобілів. Розкрито питання живлення електромобіля. Зокрема за допомогою акумуляторних батарей, та суперконденсаторів. Розглянуто їх переваги та недоліки. Ознайомлено з існуючою розробкою: її будовою, принципом роботи, системою керування. Складено цілі, які необхідно виконати в роботі.

Був створений driving cycle, на основі якого були проведені подальші розрахунки, для вибору електродвигуна. Зокрема, вибрано асинхронний двигун з короткозамкнутим ротором 4A80B6Y3 та розраховані всі параметри для подальших досліджень.

Проведений розрахунок тягової батареї: на основі літій-іонних елементів та суперконденсаторів. Проведені розрахунки, щодо впливу використання рекуперації для економії заряду батареї. В результаті яких визначено, що відносно даного driving cycle використання рекуперації є не доцільним.

В результаті розрахунків акумуляторної батареї, вибрано АКБ типу LiFePO₄, типорозміру 18500 та суперконденсатори типу C27600SI. Проведений аналіз доцільності використання суперконденсаторів та виконано порівняння їх з літій-іонною батареєю. Суперконденсатори займають багато місця та дуже дорого коштують, але якщо використати гібридне джерело енергії, де використовуються суперконденсатори в короткочасних перехідних процесах, то їхнє використання може бути корисним. Адже в таких процесах суперконденсатори перемагають своєю швидкістю заряду та довговічністю.

Проведено аналіз існуючих способів керування асинхронним двигуном, в результаті чого був вибраний і описаний алгоритм векторного прямого керування моментом, так як в більшості випадів в електромобілях використовується керування моментом.

На основі виконаних розрахунків та описаного алгоритму керування складена та досліджена модель на основі математичних залежностей. В процесів створення моделі були закріплені навички по роботі з моделями двигунів та систем керування. Створена модель була протестована на працездатність і повністю готова для досліджень

Здійснено три тести. Досліджено нормальний режим роботи двигуна з номінальним моментом, потокозчепленням та кутовою швидкістю. В системі виконується полеорієнтування. Електромеханічні та електромагнітні процеси в двигуні є розв'язними.

Опрацьовано режим ослаблення поля, в ході якого розганяли двигун до швидкості, що є вища ніж номінальна, за рахунок просадки потокозчеплення та відповідно зміни завдання на момент.

Досліджено реальний режим роботи двигуна, який навантажений вагою автомобіля та двома пасажирями. Під час цього тесту двигун розганяли до максимальної лінійної швидкості електромобіля.

Отримані графіки перехідних процесів, проаналізовані отримані результати.

Складена функціональна схема асинхронного електропривода, здійснений опис та вибір елементів. Опрацьована мікропроцесорна частина функціональної схеми. Був вибраний мікроконтролер STM32F103RB та виконана його обв'язка. Розраховані блоки живлення.

Для комунікації з мікроконтролером існують наступні способи USB, I2C, RS-485, CAN. Для збереження інформації використовуються мікросхема пам'яті AT25080B. Реалізовано аналогові та дискретні входи і виходи а також релейні виходи. Індикація здійснюється за допомогою семисегментних індикаторів, керування за допомогою матричної клавіатури.

Здійснено обрахунок вартості елементної бази, в результаті чого при використанні батареї на основі літій-іонних акумуляторів загальна вартість складає 18509,45 грн, а на основі суперконденсаторів 79560,46 грн, так як батарея на суперконденсаторах є досить дорогою.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. O. Marcincin, Z. Medvec and P. Moldrik, "The impact of electric vehicles on distribution network," 2017 18th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE), 2017, pp. 1-5, doi: 10.1109/EPE.2017.7967344.
2. Larminie J. Electric Vehicle Technology Explained, 2nd Edition / J. Larminie, J. James., 2012. – 344 с.
3. T. T. Vu, D. T. Lien, T. W. Chun, H. H. Lee, H. G. Kim and E. C. Nho, "Development of low-cost drive system of a small-size electric vehicles," 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia, 2011, pp. 1946-1949, doi: 10.1109/ICPE.2011.5944441.
4. Типы электромобилей. – 2012. – URL: http://sdisle.com/Классификация_электромобилей (дата звернення 07.06.21).
5. What different types of electric car are available? URL: <https://www.energuide.be/en/questions-answers/what-different-types-of-electric-car-are-available/196/> (дата звернення 07.06.21).
6. NZ Electric Car Guide URL: https://www.leadingthecharge.org.nz/nz_electric_car_guide (дата звернення 07.06.21).
7. Types Of Electric Vehicles: A Short Guide URL: <https://www.ezoomed.com/blog/buy-new/types-electric-vehicles/> (дата звернення 07.06.21).
8. Denton T. Electric and Hybrid Vehicles / Tom Denton. – New York: Routledge, 2016. – 407 с.
9. Types of Electric Vehicles URL: <https://www.evgo.com/ev-drivers/types-of-evs/> (дата звернення 07.06.21).
10. Supercapacitors URL: https://www.sechsa.com/products/?gclid=Cj0KCQjw5PGFBhC2ARIsAIFIMNeH4p6IGiRm7CnB4-O0q6pyaryh3oHXBJ76jOoqpG9bIpa2UvhyCmgaAuj6EALw_wcB (дата звернення 07.06.21).

11. Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles / M.Ehsani, Y. Gao, S. Longo, K. M. Ebrahimi. – Boca Raton: CRC Press, 2018. – 573 с. – (3).

12. А. Э. Кравчик Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник / А.Э. Кравчик, М. М. Шлаф, В. И. Афонин, Е. А. Соболенская. – М.:Энергоатомиздат, 1982. – 504с.

13. Электродвигатель 4А80В4У3 URL: https://www.avito.ru/syzran/remont_i_stroitelstvo/elektrodivigatel_4a80v4u3_1994247250 (дата звернения 07.06.21).

14. LiFePO4 18500/(18490) Rechargeable Cell: 3.2V 1000mAh, 3.2Wh - UN38.3 Passed URL: <https://www.batteryspace.com/lifepo4-18500-18490-rechargeable-cell-3-2v-1000mah-3-2wh---un38-3-passed.aspx> (дата звернения 07.06.21).

15) Solar street light supercapacitor 2.7v 600f electrolytic capacitor URL: https://www.alibaba.com/product-detail/Solar-street-light-supercapacitor-2-7v_1600118273648.html?spm=a2700.7724857.normal_offer.d_title.676b5b04fUfxJL (дата звернения 07.06.21).

16) Ultracapacitors URL: <https://www.electronicstutorials.ws/capacitor/ultracapacitors.html> (дата звернения 07.06.21).

17) Как устроен суперконденсатор URL: <https://best-energy.com.ua/support/battery/bu-209> (дата звернения 07.06.21).

18) Суперконденсаторы на транспорте и в электронике: есть ли смысл и перспективы? URL: <https://hype.tech/@boevoy-homyak/superkondensatory-na-transporte-i-v-elektronike-est-li-smysl-i-perspektivy-3m58fgng> (дата звернения 07.06.21).

19. SKiiP 02AC066V1 URL: <https://www.semikron.com/products/product-classes/igbt-modules/detail/skiip-02ac066v1-25230670.html> (дата звернения 07.06.21).

20. LV 25-P URL: https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/lv_25-p.pdf (дата звернения 07.06.21).

21. HLSR 10-P URL: <https://www.lem.com/ru/hlsr-10p> (дата звернення 07.06.21).

22. Оптичний поворотний енкодер Veba E6B2-CWZ6C 1000 URL: https://prom.ua/ua/p1324444199-opticheskiy-povorotnyj-enkoder.html?utm_source=google_pla&utm_medium=cpc&utm_content=pla&utm_campaign=UA_cpa_15_30&gclid=Cj0KCQjwh_eFBhDZARIsALHjIKcsRBI7bT7Q90GBpfUFiDdJlQxndQyRvjeRY-fqilsc8ebqbWOxB6kaAgdXEALw_wcB (дата звернення 07.06.21).

23. РКС Компоненты – РАДИОМАГ URL: <https://www.rcscomponents.kiev.ua/> (дата звернення 07.06.21).