

Міністерство освіти і науки України

Луцький національний технічний університет
(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет робототехніки та штучного інтелекту
(повне найменування факультету)

Кафедра електроніки, фізики та СМАРТ-систем
(повне найменування кафедри)

**КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА
ЗА СТУПЕНЕМ ВИЩОЇ ОСВІТИ «БАКАЛАВР»**

**ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНИЙ ЕЛЕКТРОПРИВІД
ЕЛЕКТРОМОБІЛЯ**

**FREQUENCY- CONTROLLED ELECTRIC DRIVE FOR
ELECTRIC VEHICLES**

спеціальність 171 Електроніка
(шифр і назва спеціальності)

освітня програма «Автомобільна електроніка»
(назва освітньої програми)

Виконав: здобувач вищої освіти
групи ЕЛ(АЕ)-41
Жилко Роман Васильович

(підпис)

Керівник: к.т.н., доцент
Лишук Віктор Васильович

(підпис)

Кваліфікаційну роботу
допущено до захисту
«__» _____ 20__ р.
Гарант освітньої програми:
к.т.н., доцент
Приступа Станіслав Олексійович

(підпис)

Луцьк – 2026 року

ЛУЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет комп'ютерних та інформаційних технологій

Кафедра електроніки та телекомунікацій

Ступінь вищої освіти: бакалавр

Галузь знань: 17 Електроніка, автоматизація та електронні комунікації

Спеціальність: 171 Електроніка

Освітня програма: «Автомобільна електроніка»

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри

«__» _____ 2025 р.

ЗАВДАННЯ

НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ ЗДОБУВАЧУ ВИЩОЇ ОСВІТИ

Жилку Роману Васильовичу

1. Тема кваліфікаційної роботи: *Частотно-регульований електропривід електромобіля.*
керівник роботи: к.т.н., доцент Лишук В.В.

затверджені наказом закладу вищої освіти від «31» грудня 2025 р. № 560/01-02

2. Строк подання здобувачем роботи: 04.06.2026 р.

3. Вихідні дані до роботи: Joseph Beretta. Automotive Electricity. Electric Drives. John Wiley & Sons, Inc. 111 River Street Hoboken, NJ 07030. 2025, 324 p.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити)
Вступ

Розділ 1 Аналіз вихідних даних та обґрунтування теми випускної роботи бакалавра

Розділ 2 Теоретична частина

Розділ 3 Практична частина

Розділ 4 Охорона праці

Висновки

5. Перелік графічного матеріалу

Презентація POWERPOINT

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис	
		завдання видав	завдання прийняв
<i>Розділ 1 Аналіз вихідних даних та обґрунтування теми випускної роботи бакалавра</i>	<i>Лишук В.В., доцент</i>		
<i>Розділ 2. Теоретична частина</i>	<i>Лишук В. В., доцент</i>		
<i>Розділ 3 Практична частина</i>	<i>Лишук В. В., доцент</i>		
<i>Розділ 4 Охорона праці</i>	<i>Заблоцький В. Ю., доцент</i>		
<i>Нормоконтроль</i>	<i>Селепина Й. Р., доцент</i>		
<i>Гарант ОП</i>	<i>Приступа С. О., доцент</i>		
<i>Показник запозичень тексту</i>			
<i>Академічна доброчесність</i>	<i>Лишук В. В., доцент</i>		

7. Дата видачі завдання 03.02.2026 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	<i>Розділ 1 Аналіз вихідних даних та обґрунтування теми випускної роботи бакалавра</i>	до 01.03.2026 р.	
2.	<i>Розділ 2. Теоретична частина</i>	до 15.03.2026 р.	
3.	<i>Розділ 3 Практична частина</i>	до 01.04.2026 р.	
4.	<i>Розділ 4 Охорона праці</i>	до 10.04.2026 р.	
5.	<i>Висновки</i>	до 20.04.2026 р.	
6.	<i>Формування списку використаних джерел</i>	до 30.04.2026 р.	
7.	<i>Оформлення пояснювальної записки та ілюстративного матеріалу</i>	до 10.05.2026 р.	
8.	<i>Нормоконтроль</i>	до 20.05.2026 р.	
9.	<i>Інструментальна перевірка на академічний плагіат</i>	до 30.05.2026 р.	
10.	<i>Представлення кваліфікаційної роботи до захисту</i>	до 04.06.2026 р.	

Здобувач вищої освіти _____ Жилко Р. В.

Керівник роботи _____ Лишук В. В.

АНОТАЦІЯ

Жилко Р. В. Частотно-регульований електропривід електромобіля. Кваліфікаційна робота бакалавра ОП «Автомобільна електроніка». Луцький національний технічний університет. Луцьк, 2026.

Випускна кваліфікаційна робота бакалавра складається із вступу, чотирьох розділів, висновків, переліку використаних джерел. У першому розділі здійснено аналіз літературних джерел щодо функціонування електроприводів та систем їх керування на основі перетворювачів частоти в електромобілях.

У другому розділі розглянуто теорію та принципи реалізації широтно-імпульсної модуляції і способи керування транзисторами в інверторах ПЧ. У третьому розділі розраховано основні параметри силової частини електроприводу, а саме тягової акумуляторної батареї, інвертора та двигуна, змодельовано в середовищі Matlab систему «інвертор перетворювача частоти-асинхронний двигун». У четвертому розділі проаналізовано потенційні небезпеки, які можуть виникати при монтажі та обслуговуванні силової частини електроприводу.

Ключові слова: електромобіль, електронний ключ, інвертор, перетворювач частоти, асинхронний двигун, тягова електрична батарея.

ANNOTATION

Zhylko R. Frequency-controlled electric drive of an electric vehicle. Bachelor's qualification work EP «Automotive Electronics». Lutsk National Technical University. Lutsk, 2026.

The bachelor's graduation qualification work consists of an introduction, four sections, conclusions, and a list of information sources. The first section analyzes literary sources on the functioning of electric drives and their control systems based on frequency converters in electric vehicles.

The second section considers the theory and principles of implementing pulse-width modulation and methods of controlling transistors in frequency converter inverters. The third section calculates the main parameters of the power part of the electric drive, namely the traction battery, inverter, and motor, and models the «frequency converter inverter-asynchronous motor» system in the Matlab environment. The fourth section analyzes potential hazards that may arise during installation and maintenance of the power part of the electric drive.

Keywords: Electric Vehicle, Electronic Key, Inverter, Frequency Converter, Asynchronous Motor, Traction Electric Battery.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	7
ВСТУП.....	8
РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ ВИХІДНИХ ДАНИХ ТА ОБҐРУНТУВАННЯ ТЕМИ ВИПУСКНОЇ РОБОТИ БАКАЛАВРА.....	10
1.1 Огляд літературних джерел в напрямку дослідження.....	10
1.2 Загальна характеристика електроприводів електромобілів.....	15
1.3 Типи електродвигунів в електромобілях	19
1.4 Особливості та функції тягового інвертора.....	25
РОЗДІЛ 2 ТЕОРЕТИЧНА ЧАСТИНА.....	27
2.1 Приклади побудови інверторів перетворювачів.....	27
2.2 Методи реалізації широтно-імпульсної модуляції.....	34
2.3 Способи керування транзисторами перетворювача частоти.....	38
2.4 Комутаційні процеси в MOSFET-транзисторах.....	41
РОЗДІЛ 3 ПРАКТИЧНА ЧАСТИНА.....	48
3.1 Розрахунок параметрів приводного електродвигуна.....	48
3.2 Розрахунок параметрів тягового інвертора ПЧ.....	51
3.3 Розрахунок параметрів тягової батареї.....	54
3.4 Модель системи «інвертор перетворювача частоти-асинхронний двигун».....	56
3.5 Вибір контролера керування інвертором перетворювача частоти..	64
РОЗДІЛ 4 ОХОРОНА ПРАЦІ.....	66
4.1 Аналіз небезпечних факторів в пристроях силової електроніки....	66
4.2 Заходи по техніці безпеки при експлуатації перетворювачів.....	66
ВИСНОВКИ	71
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	72

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

У цій пояснювальній записці застосовують такі скорочення:

VT – транзистор;

VD – діод;

R – резистор;

C – ємність;

EV – Electric Vehicle;

BEV – Battery Electric Vehicle;

FCEV – Fuel Cell Electric Vehicle;

АД – асинхронний двигун;

АКБ – акумуляторна батарея;

ВАБ – високовольтна акумуляторна батарея;

ДВЗ – двигун внутрішнього згоряння;

ДПМ – двигун постійного струму з магнітами;

ЕСУ – енергетична силова установка;

ІН – інвертор напруги;

ПЧ – перетворювач частоти;

СІФК – система імпульсно-фазового керування;

ТАБ – тягова акумуляторна батарея;

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція;

ШІР – широтно-імпульсне регулювання.

ВСТУП

На сьогодні електропривод з двигунами змінного струму і напівпровідниковими перетворювачами частоти, побудованих на швидкодіючих електронних ключах, зайняв лідируюче місце серед інших типів регульованого електроприводу, зокрема й в електромобілях. Значна його частина як і раніше виконується на основі найбільш масового, простого й надійного асинхронного двигуна (АД).

В промисловості для живлення АД широко застосовуються дволанкові тиристорні перетворювачі частоти з системами імпульсно-фазового керування (СІФК), виконані за схемою з автономним інвертором напруги. В автомобільній техніці, зокрема в силовій частині застосовується система «АКБ – підвищуючий перетворювач – перетворювач частоти (інвертор) – електродвигун». Розуміння процесів перетворення електричних параметрів дасть змогу опанувати принцип роботи такої мехатронної системи. Як відомо з курсу «Електропривід транспортних засобів», значення напруги на статорі електричного двигуна змінного струму напряму впливає на крутний момент двигуна, причому в квадратичній залежності, пропорційно до напруги змінюється і швидкість обертання валу, а частота напруги також пропорційно впливає на оберти двигуна. Застосування частотних перетворювачів у електроприводах електромобілів дає можливість реалізувати складні алгоритми керування, зокрема векторне керування та пряме керування моментом, що забезпечують високі динамічні характеристики, точність регулювання та ефективне використання енергії акумуляторної батареї.

Актуальність теми полягає у необхідності підвищення ефективності роботи електроприводів електромобілів шляхом оптимального керування електронною частиною на базі інвертора, зниження енергоспоживання та покращення експлуатаційних характеристик транспортних засобів.

Метою роботи є дослідження силовій частини електромобіля, включаючи його електронну систему керування і електричну частину.

Досягнення поставленої мети здійснюється вирішенням наступних основних наступних завдань:

- провести аналіз сучасного стану та тенденцій розвитку електроприводів електромобілів;
- розглянути принцип роботи частотно-регульованого електропривода та його основні складові (інвертор, електродвигун, система керування);
- дослідити методи керування тяговим інвертором електроприводу (скалярне керування, векторне керування);
- здійснити розрахунок силової частини, а саме параметрів тягової батареї, інвертора, транзисторних ключів, електродвигуна;
- розробити математичну модель частотно-регульованого електроприводу електромобіля.

Об'єкт дослідження: частотний перетворювач на основі трифазного інвертора.

Предмет дослідження: електронні та електричні процеси в інверторах напруги.

Під час виконання кваліфікаційної роботи бакалавра було використано інструменти штучного інтелекту для редагування та форматування тексту, виключно як допоміжний засіб для пошуку ідей, уточнення формулювань та опрацювання літератури. Усі твердження, висновки та результати дослідження належать автору та ґрунтуються на власному аналізі, а отримані результати від генеративного ШІ були перевірені на достовірність та відповідність академічній доброчесності.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ ВИХІДНИХ ДАНИХ ТА ОБҐРУНТУВАННЯ ТЕМИ ВИПУСКНОЇ РОБОТИ БАКАЛАВРА

1.1 Огляд літературних джерел в напрямку дослідження

Автомобільний ринок в Україні стрімко зростає із-за популярності електромобілів. Статистика говорить, що кожен 10-й легковий автомобіль в м. Луцьк є електромобілем або авто з гібридною установкою. На відміну від традиційного автомобіля, у якого енергетична силова установка (ЕСУ) поєднується з двигуном внутрішнього згоряння (ДВЗ), ЕСУ електромобілів працюють на електричному приводі з використанням одного або декількох електромоторів.

Силові електромотори, що приводять у обертання колеса автомобіля і забезпечують його рух, вимагають для свого живлення досить великої електричної потужності, тобто напруг і струмів. Тому система електропостачання електромобіля (EV – Electric Vehicle) суттєво відрізняється від системи електропостачання класичного автомобіля. У силових установках EV як джерела електричної енергії в даний час застосовуються високовольтні акумуляторні батареї (ВАБ) та (або) паливні елементи (FC – Fuel Cell). Ця обставина призвела до появи трьох різновидів електромобілів [10]:

- BEV – Battery Electric Vehicle – акумуляторний електромобіль, тобто його ЕСУ живиться виключно ВАБ;
- FCEV – Fuel Cell Electric Vehicle – електромобіль, ЕСУ якого живиться виключно паливним Electric Vehicle (акумуляторний електромобіль з паливним елементом).

Активна розробка та випробування різних варіантів електромобілів розпочалися наприкінці 1980-х – на початку 1990-х років у багатьох країнах. Екологічна проблема використання ДВЗ, збільшення цін на паливо призвели до сплеску інтересу до подібних конструкцій. Перший електромобіль з'явився набагато раніше автомобіля з ДВЗ в 1841 році. Електромобілі того часу мали

невеликий запас ходу та невисоку швидкість, що відсунуло їх дещо на другий план та послужило більшому розвитку автомобілів із ДВЗ.

Сьогодні сучасні технології дозволяють виготовити акумулятори та електродвигуни, які дають електромобілю запас ходу до 600 км, а максимальну швидкість понад 200 км/год. Проведемо порівняння електромобілів з автомобілями з ДВЗ на предмет надійності та довговічності, вартості обслуговування, швидкості, безпеки, запасу ходу та наявності необхідної інфраструктури. Електромобілі значно надійніші за автомобілі з ДВЗ. ЕСУ, коробка передач влаштовані набагато простіше, в них менше рухомих частин, що зношуються. Так, наприклад, у популярному американському електрокарі Chevrolet Bolt всього 35 рухомих частин схильних до зносу, у той час як у бензинового аналогу того ж класу Volkswagen Golf таких деталей близько 170.

Крім того, ДВЗ виділяють велику кількість тепла під час роботи, що прискорює зношування компонентів силового агрегату. Єдина ж частина електромобіля, яка може викликати знижену надійність – це акумуляторна батарея. З часом вона втрачає частину своєї початкової енергетичної ємності. Однак статистичні дані говорять про те, що при належному догляді та технічному обслуговуванні є малоімовірним, що батарея втратить більше 20% ємності до пробігу 250 000 км [8].

Висока надійність електромобілів пояснюється низькими витратами їхніх власників на ремонт та обслуговування. В електромобілях значно менше витратних матеріалів та рідин, що потребують регулярної заміни. Гальмівні колодки зношуються повільніше завдяки технології рекуперативного гальмування. Велике значення має економія паливних витрат. Повна зарядка електрикою обходитиметься власнику електромобіля дешевше, ніж заправка повна баку автомобіля найдешевшим паливом.

Як порівняльні показники були взяті вартість однієї повної зарядки та (або) заправки, кількість електроенергії та (або) палива, запас ходу, потужність, максимальна швидкість, ціна автомобілів. Середній показник ціни

за 1 кВт електроенергії та 1 л бензину в Україні на весну 2026 року складає 5 грн. та 70 грн. відповідно. Споживання електроенергії електромобілем Nissan Leaf з пробігом 150 км становить приблизно 30 кВт. Вартість зарядки в домашніх умовах орієнтовно 150 грн. Тобто вартість проїзду 1 грн./км. Тоді як бензинова версія Nissan Juke в міському режимі споживає 8 л./км. Тобто тут вартість проїзду орієнтовно 5 грн./км. Як бачимо різниця суттєва – близько 5 разів.

Іншою перевагою електромобіля є його ергономіка. Електродвигун розташовується між колесами електромобіля, що дає великі переваги по економії простору під капотом у порівнянні з автомобілями з ДВЗ. Коробка передач на електромобілі відсутня зовсім. Її замінив редуктор із передатним числом. Передача завжди одна, електродвигун механічно постійно зв'язаний з колесами, тому електродвигуни мають коефіцієнт корисної дії (ККД) набагато вищий (до 90...95%), ніж у ДВЗ [2, 3, 5].

Основні переваги електромобілів у порівнянні з автомобілями з ДВЗ полягають у наступному:

- відсутність шкідливих вихлопів у місці знаходження автомобіля;
- оскільки застосування палива, антифризів, моторних та трансмісійних масел, а також фільтрів для цих рідин просто відсутнє, електромобілі високоекологічні;
- простота технічного обслуговування, великий міжсервісний пробіг;
- низька пожежо- та вибухонебезпечність при аварії;
- можливість підзарядки від побутової електричної мережі (розетки), але такий спосіб у 5...10 разів довше, ніж від спеціального високовольтного зарядного пристрою. На спеціальних заправках можна зарядити акумулятор за 20...30 хвилин, а від розетки – за 10...12 годин;
- підзарядка електромобілів може відбуватися вночі, що прибиравало б навантаження з міських електромереж вдень;
- найменший шум на вулицях за рахунок меншої кількості рухомих частин та швидкісних передач;

- висока плавність ходу з широким інтервалом зміни частоти обертання двигуна;
- можливість заряджання акумуляторів під час рекуперативного гальмування;
- можливість гальмування самим електродвигуном за допомогою електромагнітного гальма, який дозволяє використовувати значну частину кінетичної енергії автомобіля при його гальмуванні та зменшити знос механічних гальм, викликаний силами тертя.

Незважаючи на переваги електромобілі мають і низку недоліків, які полягають у наступному. Акумулятори за півтора століття еволюції так і не досягли характеристик, що дозволяють електромобілю на рівних конкурувати з автомобілем за запасом ходу та вартості, незважаючи на значне удосконалення конструкції. Існуючі високоенергоємні акумулятори або занадто дорогі через застосування дорогоцінних або дорогих металів (срібло, літій), або працюють за дуже високих температур (робоча температура натрій-сірчаного акумулятора більше 300 °C). Крім того, такі акумулятори вирізняються високим саморозрядом [4, 5].

Одним із перспективних напрямів стала розробка нікель-металгідридних (NiMH) акумуляторів з оптимальним співвідношенням енергоємності та собівартості, проте через патентні обмеження на NiMH-акумулятори їх застосування для багатьох автомобілебудівних компаній пов'язане з фінансовими проблемами. Енергоємність таких АКБ збільшилася за XX століття вчетверо (до 40...45 Вт·год/кг) і вони не вимагають обслуговування протягом усього терміну служби. Акумулятори добре працюють при русі електромобіля на постійних швидкостях та при плавних розгонах. При різких стартах тягові АКБ втрачають багато енергії. Для збільшення пробігу електромобіля необхідні спеціальні стартові системи, а також застосування систем рекуперації енергії (економія до 25%).

Наступною проблемою є виробництво та утилізація акумуляторів, які часто містять отруйні компоненти (свинець, кадмій, літій) та кислоти. Однак

концерн Toyota-Motors утилізацію NiMH-акумуляторів бере на себе, пропонує заміну батарей, що виробили свій ресурс, на цих акумуляторах новими батареями. Частина енергії акумуляторів витрачається на охолодження або обігрів салону автомобіля, а також живлення інших бортових енергоспоживачів (наприклад, світло чи повітряний компресор).

Для масового застосування електромобілів потрібне створення відповідної інфраструктури для зарядки акумуляторів («автозарядні» станції). При масовому використанні електромобілів у момент їх зарядки від побутової мережі зростають перевантаження електричних мереж, що може спричинити зниження якості енергопостачання та ризик локальних аварій мережі. Час заряджання акумуляторів у порівнянні із заправкою паливом є набагато тривалішим, а також спостерігається мінімальний пробіг від одного заряду. Літєва батарея ємністю 24 кВт·год за середніх умов руху (60...90 км/год, ближнє світло фар (фари на світлодіодах), без опалення салону, без кондиціонера) дозволяє електромобілю проїхати близько 160 км. Використання кондиціонера, обігрівача салону, рух із частим розгоном-гальмуванням, рух зі швидкістю понад 90...100 км/год, завантаження електромобіля пасажирями або вантажем зменшують пробіг від одного заряду приблизно вдвічі (до 80 км) [2, 5].

Як зазначають багато експертів, електричний автомобіль сьогодні є не просто альтернативою, а вже становить пряму конкуренцію для звичного двигуна внутрішнього згоряння. Отримані результати досліджень це повністю підтверджують.

З урахуванням сказаного вище стає зрозуміло, що активне впровадження інноваційних технологій дозволило значно збільшити автономність сучасного електромобіля. Однак застосування таких технологій дуже впливає на кінцеву вартість транспортного засобу, не дозволяючи зробити його масовим.

Всі перелічені вище фактори, що стримують масове виробництво EV, мають лише тимчасовий характер, обумовлені труднощами, подолання яких є цілком реальним. Майбутнє автомобільного транспорту безперечно за EV.

1.2 Загальна характеристика електроприводів електромобілів

Електроприводи відіграють основну роль у забезпеченні ефективної роботи електромобілів, що робить їх дослідження особливо актуальним. У міру збільшення кількості електромобілів на ринку, важливість оптимізації їх продуктивності та енергоефективності зростає, що вимагає глибокого аналізу існуючих технологій та тенденцій в області мехатроніки.

Електроприводи є головним елементом електромобіля, перетворюючи електричну енергію з акумуляторів до механічної для приводу коліс. Вони визначають динамічні характеристики автомобіля, його ефективність та дальність ходу. Сучасні технології дозволяють значно покращити характеристики електроприводів, що сприяє підвищенню конкурентоспроможності електромобілів у порівнянні з автомобілями з двигунами внутрішнього згоряння. Сюди відносять задачі оптимального керування енергетичними потоками, зокрема збільшенню крутних моментів з одночасним зменшенням струмів [4, 7].

Однією з ключових тенденцій в електротранспорті є використання двигунів постійного струму з магнітами (ДПМ), які стають дедалі популярнішими завдяки своїй високій ефективності та компактності. Ці двигуни забезпечують високий крутний момент на низьких обертах, що робить їх ідеальними для застосування в електромобілях, де потрібне миттєве прискорення. Крім того, ДПМ мають менші розміри та вагу в порівнянні з асинхронними двигунами, що сприяє зниженню загальної ваги автомобіля та збільшення його ефективності. ККД тут може досягати 95%, що дозволяє знизити споживання енергії та збільшити дальність ходу електромобіля.

Безколекторні двигуни (BLDC) також стають стандартом приводу сучасних електромобілів завдяки своїм унікальним характеристикам. Ці двигуни не мають щітко-колекторного вузла, що значно збільшує термін служби та надійність. Вони можуть працювати при високих температурах і мають високу ефективність керування, що дозволяє точно регулювати

швидкість та крутний момент. Це покращує динамічні характеристики автомобіля та робить його більш керованим.

Асинхронні двигуни знаходять застосування у багатьох моделях електромобілів завдяки своїй простоті конструкції та низькій вартості. Ці двигуни забезпечують надійність та довговічність, що робить їх привабливим для масового виробництва. Вони також мають більш низьку вартість виробництва порівняно з ДПМ та BLDC, що дозволяє знижувати загальну вартість електромобіля.

Ще однією важливою тенденцією є впровадження енергозберігаючих технологій, таких як рекуперативне гальмування. Ця технологія дозволяє відновлювати кінетичну енергію автомобіля при гальмуванні та перетворювати її назад на електричну енергію, яка може бути використана для заряджання акумулятора. Рекуперативне гальмування може відновлювати до 30% енергії, що значно збільшує дальність ходу електромобіля. Ця система також покращує керованість авто, забезпечуючи плавне сповільнення [3].

Інтеграція електроприводів з інтелектуальними системами керування потоками енергії стає дедалі актуальнішою. Такі системи можуть адаптуватися до умов експлуатації, оптимізуючи витрату енергії в залежно від дорожньої ситуації та стилю водіння водія, також вони здатні відстежувати стан акумуляторів та керувати зарядкою/розрядкою для максимізації їх терміну служби. Використання даних про роботу приводу дозволяє передбачати можливі несправності та проводити профілактичне обслуговування.

Прогрес у силовій електроніці також значно впливає на розвиток електроприводів. Використання силіциду карбіду (SiC) та нітриду галію (GaN) в інверторах дозволяє створювати більш ефективні системи з високим ККД (до 98%), що знижує втрати енергії при перетворення електричної енергії. Ці матеріали можуть працювати при більш високих температурах у порівнянні з традиційними кремнієвими компонентами, що підвищує надійність систем. Перетворювачі частоти з інверторами на основі SiC та GaN мають менші розміри та вагу, що дозволяє створювати більш компактні системи приводу.

Крім того, сучасні інвертори здатні працювати на більш високих частотах перемикання, що знижує втрати енергії за рахунок зменшення розмірів пасивних компонентів, таких як конденсатори та дроселі. Це також покращує динамічні характеристики системи приводу за рахунок швидкого реагування зміни навантаження.

Перспективи розвитку електроприводів для електромобілів визначаються рядом факторів, включаючи технологічні інновації, вимоги до продуктивності та стійкості, а також зростаючий інтерес до екологічно чистих транспортних засобів.

Однією з ключових областей, від якої очікуються значні зміни, є використання матеріалів нового покоління. Надпровідні матеріали, наприклад, можуть суттєво підвищити ефективність електродвигунів за рахунок зниження втрат на опір. Ці матеріали здатні проводити електричний струм без опору за певних умов, що відкриває нові горизонти для розробки більш потужних та компактних приводів.

На рисунках 1.1, 1.2 показані структурна та функціональна схеми електроприводу автомобіля.

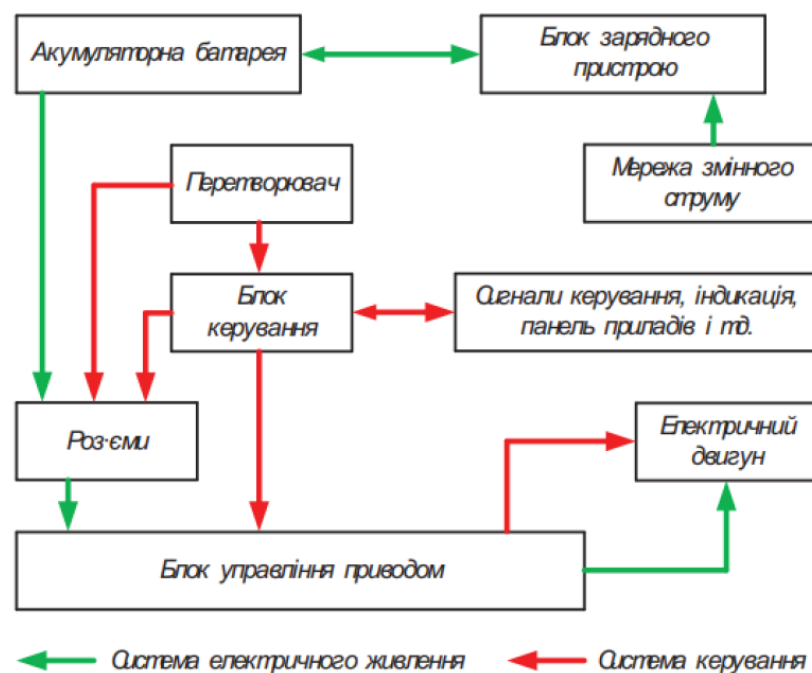


Рисунок 1.1 – Структурна схема електроприводу автомобіля

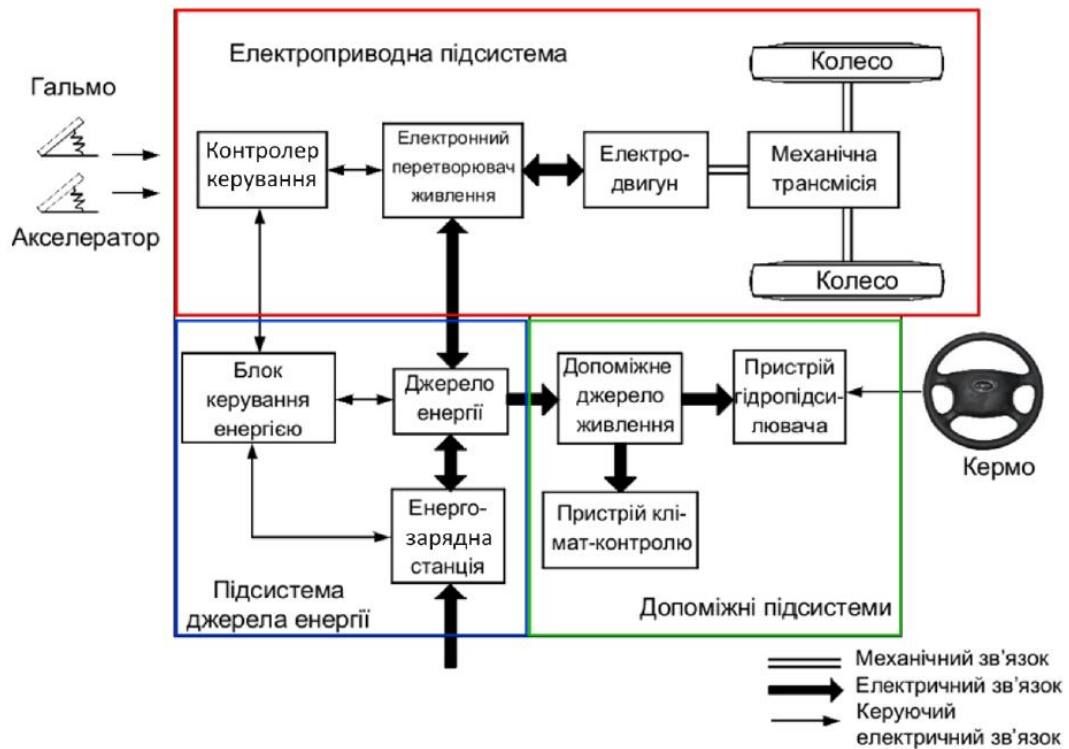


Рисунок 1.2 – Функціональна схема електроприводу автомобіля [8]

Схема містить систему електроживлення, блоки керування, силові перетворювачі та електродвигун електромобіля. У роботі запропоновано розробку системи керування, що забезпечує регулювання швидкості електродвигуна, а відповідно і руху автомобіля. Приводним двигуном виступає асинхронний двигун, швидкість обертання якого регулюється шляхом зміни частоти і амплітуди живлячої напруги.

Застосування ієрархічної структури керування дозволяє підвищити точність, стійкість і надійність роботи електропривода в різкозмінних режимах роботи. Це сприяє покращенню енергоефективності та зниженню експлуатаційних витрат електромобіля.

Ефективна інтеграція електроприводів із новими акумуляторними системами дозволить оптимізувати роботу приводу та продовжити термін служби батарей за рахунок зниження циклічних навантажень. Вплив технологій автономного керування також матиме значне значення майбутнього електроприводів. Зі зростанням популярності автономних автомобілів вимоги до електроприводів змінюватимуться [4, 7].

Необхідність інтеграції з сенсорами та системами штучного інтелекту (AI) вимагає від електроприводів високого ступеня адаптивності та швидкодії. Це відкриває нові можливості для розробки інтелектуальних систем керування, які зможуть ефективно реагувати на зміни у навколишньому середовищі та забезпечувати безпечне керування автомобілем.

Провідні виробники електроприводів демонструють різноманітність технологій та підходів до розробки ефективних рішень для електромобілів. Компанія Tesla фокусується на високих показниках продуктивності та ефективності, BYD акцентує увагу на інтеграції з інтелектуальними системами керування енергією, а Bosch пропонує інноваційні рішення з інтеграцією всіх електричних та електронних компонентів приводу в одному блоці. Ці приклади наголошують на важливості технологічних інновацій для розвитку ринку електромобілів та підвищення їх конкурентоспроможності.

1.3 Типи електродвигунів в електромобілях

Для електромобілів застосовуються кілька типів електродвигунів. Це колекторні двигуни постійного струму (ДПС), асинхронні двигуни змінного струму, синхронні двигуни з постійними магнітами або сучасні типи двигунів змінного струму із вентильним керуванням. Електродвигуни електромобілів постійно вдосконалюються з точки зору споживання електроенергії, зниження витрат на надійну експлуатацію. Єдина відмінність між двигунами промислового застосування це наявність іншого кріплення та рідинного охолодження.

Найбільшого поширення набули ДПС із послідовним збудженням. Поряд з ними застосовуються ДПС із паралельним збудженням, які дозволяють не складними засобами реалізувати режим рекуперації енергії при гальмуванні, тобто повернення енергії гальмування у тягову батарею. Рекуперацію при використанні ДПС послідовного збудження реалізують за допомогою додаткових генераторів приєднаних до трансмісії [9].

Асинхронні електродвигуни застосовуються досить часто. Нині цей тип електродвигунів широко застосовується на серійних гібридних автомобілях та чистих електромобілях. Але для таких двигунів контролер керування дещо дорожчий, ніж для ДПС. Синхронні електродвигуни можна застосувати на електротранспорті.

Асинхронний двигун (рис.1.3) складається з двох основних частин: коротко-замкнутого ротора 1 та статора 2, які встановлені в корпусі 3. Основою статора є осердя, який набирається з листів спеціальної електричної сталі. Листи ізолювані між собою і мають пази 4 з внутрішньою сторони. У пази сердечника встановлюється ізоляція та укладається обмотка 5 з мідного ізолюваного лаком проводу.

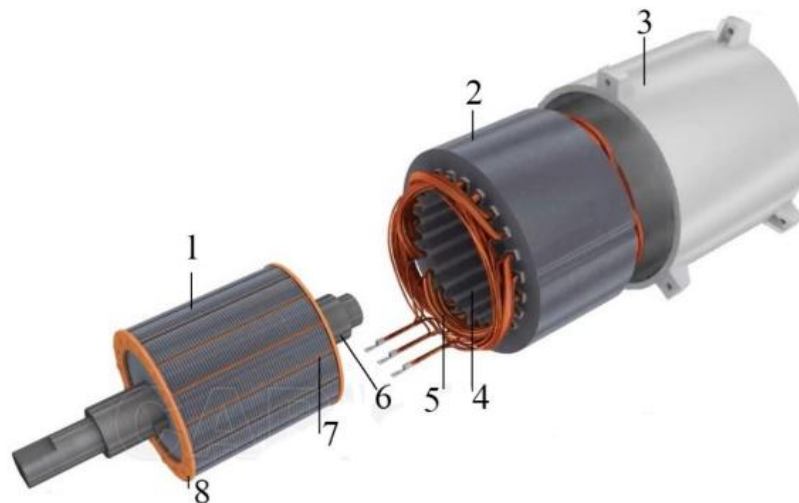


Рисунок 1.1 – Будова асинхронного електродвигуна: 1 – ротор; 2 – статор; 3 – корпус; 4 – паз; 5 – обмотка; 6 – вал; 7 – стрижень; 8 – кільце [9]

Останнім часом багато розробляється електродвигунів із вентильним керуванням. Вони характеризуються потужним електронним пристроєм керування на основі мікропроцесорних систем. Такі електродвигуни перспективні для застосування в електромобілях, але їх застосування стримує висока вартість. Ці двигуни характеризуються компактністю, високою питомою потужністю на одиницю ваги. В даний час в якості електродвигунів

електромобілів використовуються традиційні синхронні, синхронні реактивні і асинхронні безщіткові електродвигуни змінного трифазного струму. В безщітковому електродвигуні електрична енергія перетворюється в механічну завдяки зміні полярності. У таких електродвигунах потрібно подавати постійну напругу на обмотку статора в певні інтервали часу, імітуючи роботу колектора. Для цього передбачені або блоки керування (комутатори) або цю роль виконує інвертор. Транзистори по сигналах процесора на основі сигналів від датчиків Холла або обертового трансформатора, в залежності від частоти обертання і положення валу ротора, перемикають обмотки статора, створюючи обертове магнітне поле, яке взаємодіє з полем магнітів ротора.

Як правило, в конструкціях статора безщіткового електродвигуна використовуються три фази, а напруга на них подається по чергово зі зсувом 120 ел. градусів. При подачі напруги на першу пару обмоток якір з постійними магнітами повертається, вирівнюючи своє положення у відповідності з напрямом силових ліній індукованого магнітного поля. В цей момент напруга з першої пари обмоток знімається і подається на другу пару обмоток. Якір електродвигуна володіє певним моментом інерції, він не зупиняється миттєво, а продовжує своє повернення і його магніти починають взаємодіяти з таким магнітним полем. Так продовжується до тих пір, поки на обмотки статора по чергово подається напруга [4, 9].

Якщо прикладати трифазний змінний струм до обмоток статора, в послідовності, яка поступово змінює полярність кожної обмотки, то навколо статора створюється обертове електромагнітне поле. Положення ротора збігається з цим полем, яке притягує магнітне поле ротора, змушуючи ротор обертатися. Коли ротор і магнітні поля статора двигуна повністю синхронізовані, швидкість обертання ротора прямопропорційна прикладеній до нього частоті змінного струму. У цьому стані електродвигун виробляє максимальну потужність. Згідно формули 1.1, регулюючи частоту підведеної напруги f_1 можна регулювати швидкість обертання ротора, а відповідно й трансмісії і коліс:

$$n_1 = \frac{60 f_1}{p}. \quad (1.1)$$

Синхронний електродвигун електромобіля – це електричний двигун, що працює від змінного струму. Основна особливість такого двигуна полягає в тому, що в його роторі застосовується постійний магніт або електромагніт (обмотка з подачею живлення), який постійно взаємодіє з обертовим магнітним полем ротора і який створює обертання ротора, що дорівнює частоті обертання магнітного поля. Синхронні електродвигуни зазвичай застосовуються, якщо необхідна потужність повинна перевищувати 100 кВт. Синхронні електродвигуни з постійними магнітами (рис. 1.4) використовують ротор з постійними магнітами, які синхронізуються з електромагнітним полем, створеним на обмотках статора.

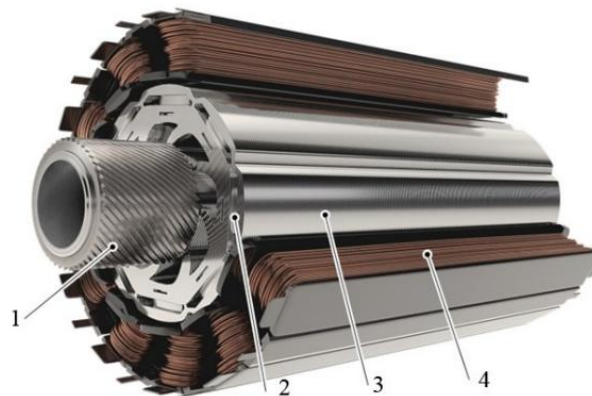


Рисунок 1.4 – Синхронний двигун електромобіля з постійними магнітами
1 – первинна шестерня коробки; 2 – магніт; 3 – ротор; 4 – обмотки статора [9]

На рисунку 1.5 показано механічні характеристики асинхронних (а) та синхронних двигунів (б).

На рисунку 1.6 показаний процес обертання ротора синхронного двигуна з постійними магнітами, що обертається за годинниковою стрілкою.

Трифазний змінний струм, що подається на обмотки статора, регулюється для переходу від одного набору обмоток до наступного і ротор

слідують за статором з тією ж швидкістю. Величина та фаза струму, що подається на обмотки статора, пропорційні вихідній потужності двигуна, тому забезпечення ефективності електродвигуна потрібне точне керування.

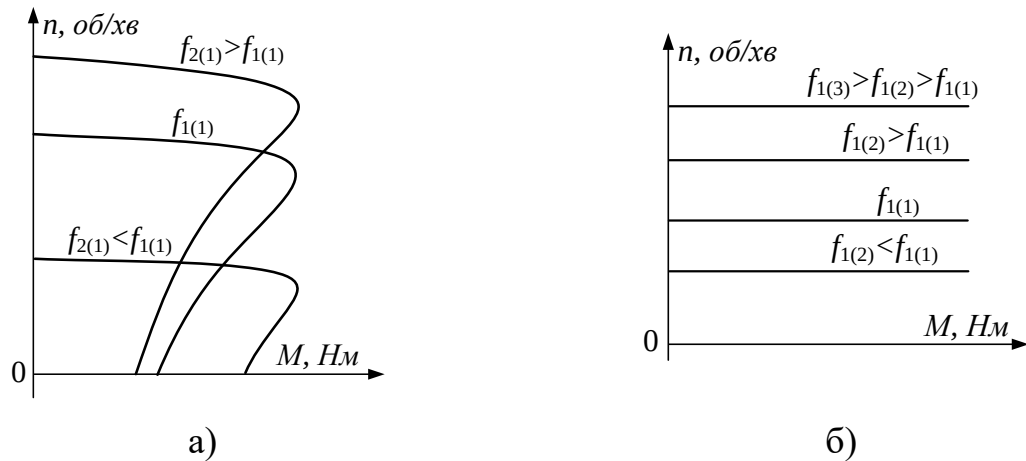


Рисунок 1.5 – Швидкісні характеристики при частотному регулюванні

Датчик положення кільця резольвера 11 (рис. 1.) використовується для точного визначення швидкості та положення ротора щодо електромагнітного поля, щоб забезпечити повне керування виходом електродвигуна.

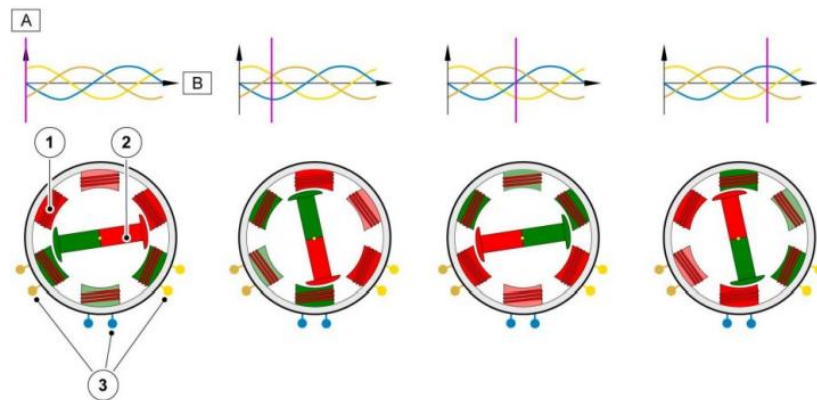


Рисунок 1.6 – Принцип роботи синхронного електродвигуна

A – напруга; B – час; 1 – обмотки статора; 2 – ротор; 3 – трифазне з'єднання [9]

Резольвер – це обертовий трансформатор, що перетворює кут в електричну напругу. Тут амплітуда напруги пропорційна куту і є функцією синуса чи косинуса кута. При роботі резольвера між його обмотками

наводяться ЕРС, амплітуда та фаза яких залежить від положення ротора резольвера, на якому розташовані обмотки електродвигуна.

Вихідний сигнал подається безпосередньо до інвертора, який подає потрібну частоту та напругу до котушок статора. Крім того, інвертор використовує інформацію про положення, щоб гарантувати, що ротор постійно залишається синхронізованим з магнітним полем, що обертається.

Крутний момент створюється тоді, коли магнітне поле ротора відстає від обертового магнітного поля статора. Оскільки постійні магніти постійно намагаються «наздогнати» магнітне поле статора, тобто обертають вал ротора.

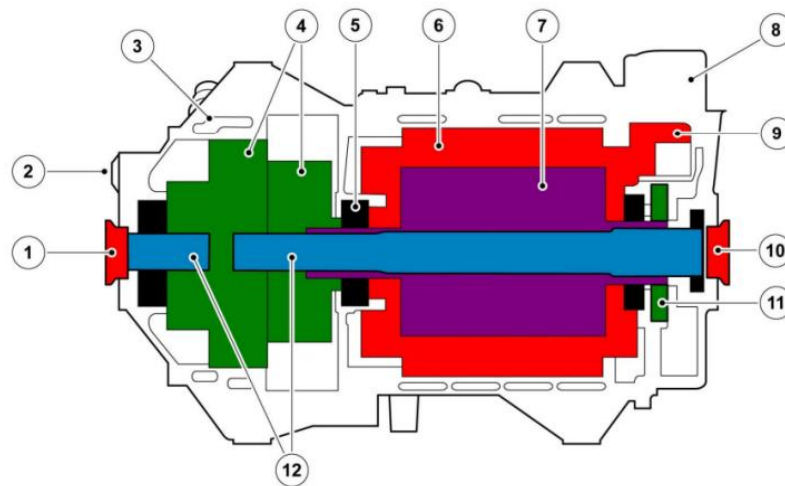


Рисунок 1.7 – Схема синхронного блоку електроприводу

1 – сальник півосі; 2 – пробка маслосливної горловини; 3 – сорочка охолоджуючої рідини; 4 – коробка передач та диференціал; 5 – підшипник; 6 – статор; 7 – ротор; 8 – корпус; 9 – трифазне з'єднання; 10 – сальник півосі; 11 – датчик положення кільця резольвера; 12 – привід півосі [9]

Роботою синхронного двигуна керує підключений інвертор залежно від потреби крутного моменту, що видається блоком керування силовим агрегатом. Інвертор здійснює перемикання двигунного та генераторного режиму. Коли маємо режим двигуна, то інвертор отримує постійний струм від високовольтної акумуляторної батареї та перетворює його в 3-фазний змінний струм. Змінний струм подається на обмотки статора в двигуні. Дані датчика

положення резольвера використовуються для керування фазою трифазного змінного струму. Інвертор розділяє трифазний змінний струм високої напруги на двигуні залежно від вимог до крутного моменту. Інвертор та двигун обмінюються даними через мережу по шині FlexRay [10].

При роботі в режимі рекуперативного гальмування двигун генерує трифазний змінний струм для інвертора, який випрямляє змінний струм у постійний струм та регулює напругу для зарядки високовольтної акумуляторної батареї. Інвертор керує електричною енергією, відновленою під час рекуперативного гальмування та регулює ефект гальмування на колесах.

1.4 Особливості та функції тягового інвертора

Інвертор – це пристрій, який перетворює постійний струм (DC), що постачається акумулятором у змінний струм (AC). Двигун електромобіля (EV) приводиться в рух цією потужністю змінного струму. Щоб підвищити загальну енергоефективність EV, важливо максимально мінімізувати енергію інвертора.

Це необхідно, тому що більшість тягових двигунів, встановлених в EVS, працюють на потужності змінного струму. Вихідна потужність інвертора встановлюється відповідно до вихідної потужності двигуна (від 30 кВт до 400 кВт). Як правило EV оснащений одним або двома інверторами в залежності від кількості приводних коліс. Однак у разі моторних систем в колесах (де кожне колесо керується окремим двигуном), кожен двигун вимагає свого власного інвертора.

Щоб підтримувати двигуни з високою потужністю, інвертори також повинні збільшити їх потужність. Це включає в себе роботу при більш високих напругах (наприклад, збільшення з поточних 400 В до майбутніх 800 В) і з більш високими струмами. Тому напівпровідники та інші компоненти, що використовуються в трифазних інверторах, повинні бути розроблені на високі струми [4].

Інвертор складається з наступних схем: шумового фільтру, схем перетворення та вимірювання напруг і струмів, кіл керування та інтерфейсів зв'язку. Шумовий фільтр подавляє шум із зовнішніх джерел або всередині самої схеми. Інвертор вимірює напругу для керування силовим колом перетворювача. Схема перетворення напруги створює напругу через операцію переключення за допомогою FETS (польових транзисторів) або аналогічних компонентів. Коло керування керує схемою перетворення та іншими компонентами. DC-DC конвертер постачає живлення в коло керування. Інтерфейс зв'язку полегшує зв'язок із зовнішніми колами [1, 5].

Живлення електродвигуна здійснюється від АКБ, що видає напругу порядку 288...440 В, струм від якої передається в інвертор. Частота обертання ротора при цьому становить від 0 до 18000 об/хв. Для роботи керування електродвигуном застосовується інвертор з інтегрованим зарядним пристроєм, який перетворює постійний струм батареї на трифазний змінний струм, а також збільшує та зменшує напругу та частоту змінного струму, що дозволяє керувати швидкістю обертання магнітного поля статора, а значить і швидкістю обертання ротора та пропорційно швидкістю обертання коліс електромобіля [3, 4].

Інвертор також змінює фази для зміни напруги обертання ротора за необхідності руху заднім ходом. Електромобіль має систему рекуперації енергії. Під час гальмування ротор обертається швидше магнітного поля та електродвигун починає працювати в режимі генератора.

При цьому магнітне поле системи рекуперації починає протидіяти обертанню валу електродвигуна, а енергія, що рекуперується, заряджає акумуляторну батарею. Інвертор генерує електроенергію в котушки статора, утворюючи більше енергії, ніж потрібно для роботи електромобіля. Згенерований надлишок електрики після його перетворення на постійний струм йде на зарядку АКБ.

РОЗДІЛ 2

ТЕОРЕТИЧНА ЧАСТИНА

2.1 Приклади побудови інверторів перетворювачів частоти

В наш час набули широкого поширення транзисторні ПЧ на основі інверторів напруги (ІН). За наявності струмового зворотного зв'язку вони виконують функцію інверторів струму (ІС), що дозволяють здійснювати частотно-струмове керування роботою двигунами змінного струму в електроприводах електромобілів [4].

Однією з основних, досить поширених варіантів схеми ПЧ є «джерело постійного струму (тягова акумуляторна батарея) – інвертор», схема якого зображено на рисунку 2.1. Така схема є однією з найпростіших у виконанні і найчастіше застосовується в регульованих електроприводах змінного струму для формування напруг та струму досить близьких до синусоїдної форми [4]. До складу ПЧ, сконструйованих за цією схемою, входять шість повністю керованих електронних ключів зі зворотними діодами, на які подається напруга з АКБ. Це дворівневий інвертор.

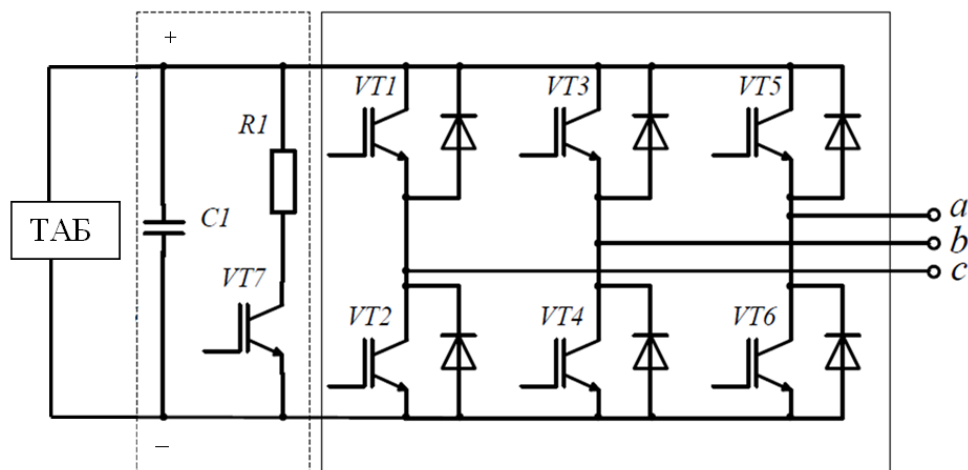


Рисунок 2.1 – Структурна схема перетворювача частоти

Як видно за схемою, зображеною на рисунку 2.1 постійна напруга з АКБ надходить на вхід інвертора, у якому шляхом широтно-імпульсної модуляції

(ШІМ) формується регульована напруга регульованої частоти для живлення обмоток статора двигуна. Керування напругою на виході здійснюється за допомогою різних видів модуляцій силових транзисторів VT1...VT6 інвертора так, щоб на виході отримати струми потрібної частоти та заданої амплітуди з формою близькою до синусоїди [9].

Одним із важливих складових елементів схеми є електролітичний конденсатор великої ємності C1 у проміжній ланці постійного струму. Він призначений для згладжування пульсації напруги, а також для накопичення електроенергії навантаженням, що виробляється, коли електродвигун працює в режимі генератора (у випадку спуску електромобіля).

Оскільки у цій схемі неможливий рекуперативний режим роботи з перерозподілом електроенергії на АКБ, паралельно з конденсатором встановлюється модуль скидання енергії VT7, який при наростанні напруги динамічного гальмування скидає надлишки генерованої електроенергії на резистор R1.

ПЧ дозволяють отримувати вихідну частоту в широкому діапазоні від десятих герца до сотень герц. Верхня межа частот обмежується конструкційними та технічними обмеженнями по частоті комутації силових ключів (не більше 10...15 кілогерц), а нижній межа обмежується якістю напруги та струму на виході.

Струм і напруга на виході інвертора визначаються з рівнянь:

$$I_0(t) = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}, \quad U_0(t) = \begin{bmatrix} u_a(t) \\ u_b(t) \\ u_c(t) \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

де

$$U_0(t) = S_i(t) \begin{bmatrix} U_{DC+} \\ U_{DC-} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} I_{DC+} \\ I_{DC-} \end{bmatrix} = S_i^T(t) I_0(t). \quad (2.2)$$

Тут S_i – матриця перемикачів інвертора, S_i^T – транспонована матриця.

$$S_i(t) = \begin{bmatrix} S_7 & S_8 \\ S_9 & S_{10} \\ S_{11} & S_{12} \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

На рисунку 2.2 показано інверторну частину схеми заміщення, а на рисунку 2.3 значення функцій перемикачів при замкненому і розімкненому ключі (транзисторі).

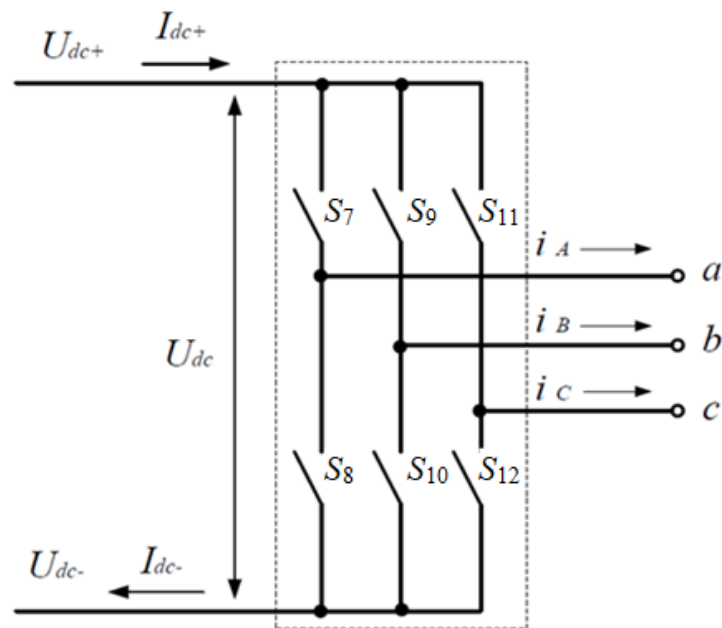


Рисунок 2.2 – Інверторна частина схеми заміщення



Рисунок 2.3 – Значення функцій перемикачів S при різних станах ключів

Взаємозв'язок струмів і напруг на вході і виході інвертора показано виразами (2.4):

$$U_0(t) = S_i(t) U_{DC}, \quad I_{DC} = S_i^T(t) I_0(t). \quad (2.4)$$

Таким чином, зміна конфігурації ключів та відповідно комутуючих функцій S при заданому рівні вхідної напруги АКБ забезпечує формування вихідної напруги інвертора, близької до синусоїдної [6].

Для уникнення короткого замикання кола постійного струму та забезпечення безрозривної комутації струму на навантаженні ключі інвертора $S_7...S_{12}$ (рис. 2.2) мають мати тільки вісім дозволених комбінацій, що поділяються на шість активних векторів $U_1...U_6$, в тому випадку, якщо вектор вихідної напруги не є нульовим і два нульових вектори U_0 .

Будь-яка трифазна система векторів A, B, C записується як просторовий вектор $\bar{x}$ на комплексній площині.

$$\bar{x} = \frac{2}{3} (x_A + x_B \bar{a} + x_C \bar{a}^2), \quad (2.5)$$

де $\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ – оператор системи трьох фаз.

Модуль активного базового вектора визначається виходячи із стану ключів інвертора, враховуючи те, що навантаження симетричне. А для приводного асинхронного двигуна так воно і є. Згідно (2.5) модуль вектора U_1 розраховується згідно виразу $|U_1| = 0,667U_{dc}$.

Цей вираз можна використовувати й для розрахунку інших активних базових векторів. Усі можливі стани ключів інвертора, а також відповідні їм величини амплітуд u_0 і кутів α_0 просторових векторів напруги представлені в таблиці 2.1.

Необхідний вектор вихідної напруги на виході $|u_0|$ формується з пари суміжних векторів U_α, U_β , модульованих у моменти часу t_α, t_β відповідно.

Тоді:

$$|u_0| = U (t_\alpha \alpha + t_\beta \beta). \quad (2.6)$$

Таблиця 2.1 – Таблиця станів ключів інвертора

Вектор	$\begin{bmatrix} S_7 & S_9 & S_{11} \\ S_8 & S_{10} & S_{12} \end{bmatrix}$	U_A	U_B	U_C	$ \pi_0 $	α_0	U_{DC}
U_1	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	0	i_a
U_2	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{\pi}{3}$	$-i_c$
U_3	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{2\pi}{3}$	i_b
U_4	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	π	$-i_a$
U_5	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{2\pi}{3}$	i_c
U_6	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{\pi}{3}$	$-i_b$
U_{0-}	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	-	-	-	0	-	0
U_{0+}	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	-	-	-	0	-	0

Формування вектора вихідної напруги інвертора показано на рисунках 2.4 та 2.5. Оскільки модулі базових векторів $U_1...U_6$ є константами, то для регулювання модуля вектора вихідної напруги u_0 період модуляції необхідно доповнити відносною тривалістю нульового вектора d_{0u} .

З цього слідує, що відносні тривалості ненульових векторів d_α , d_β , а також нульового вектора d_{0u} для кожного періоду модуляції розраховуються згідно наступних виразів:

$$d_\alpha = m_u \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right); \quad d_\beta = m_u \sin\alpha; \quad d_{0u} = 1 - d_\alpha - d_\beta, \quad (2.7)$$

де α_0 – кут вектора вихідної напруги всередині сектора,

m_u – коефіцієнт модуляції напруги $0 \leq m_u \leq 1$.

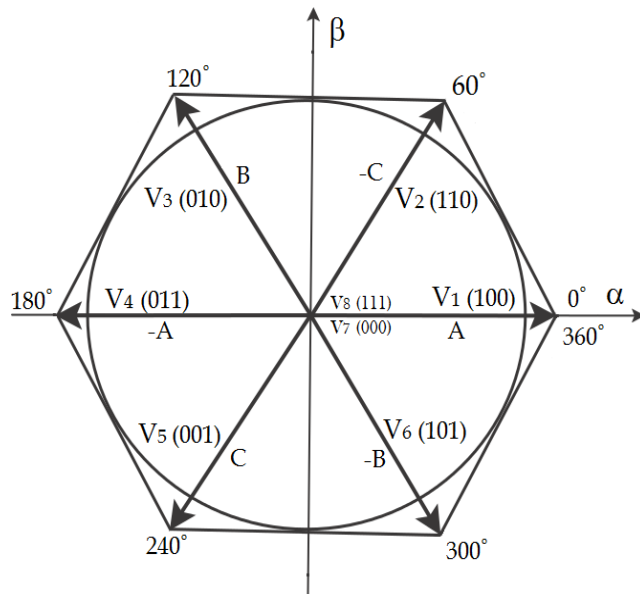


Рисунок 2.4 – Вектори напруг інвертора і формування вихідної напруги

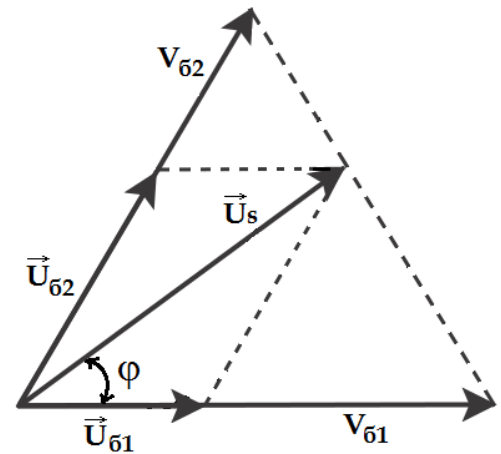


Рисунок 2.5 – Годограф результуючого вектора напруги

З цього випливає, що коефіцієнт модуляції за напругою дорівнює:

$$m_u = \frac{\sqrt{3}U_0}{U_{dc}}. \quad (2.8)$$

Тому, при $0 \leq m_u \leq 1$ модуль результуючого вектора не залежить від α_0 , а його годограф (рис. 2.5) є колом. При $m_u > 1$ годограф результуючого вектора обмежений межами сектора, а при $m_u \geq \frac{2}{\sqrt{3}}$ є прямою лінією [1, 6].

На рисунку 2.6 показано стани ключів та положення векторів напруги для двох моментів часу 90° і 200° . Проекції вектора u на вісь u в кожен момент часу формуватиме напругу інвертора. На рисунку 2.7 показано шляхи протікання струмів у навантаженні (при змішаному з'єднанні фаз) та формування фазних та лінійних напруг інвертора.

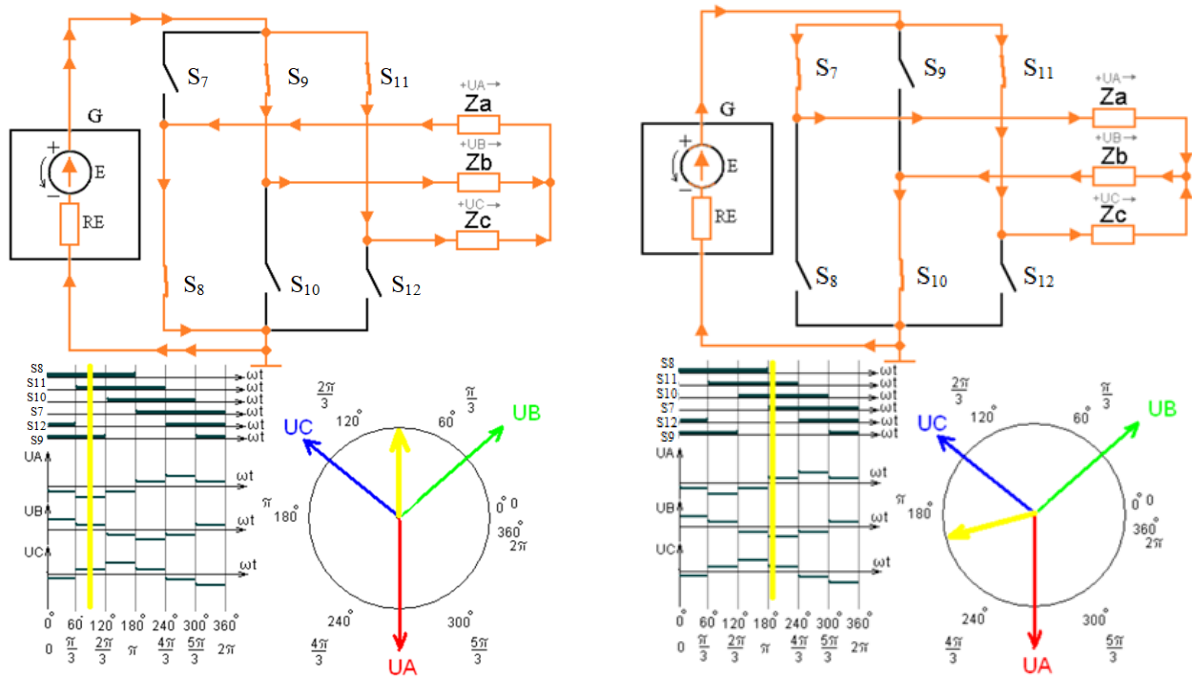


Рисунок 2.6 – Стани ключів та шляхи протікання струму в навантаженні [10]

На діаграмах (рис. 2.7) зображені залежності фазної напруги трифазного навантаження. Шестиступінчастий характер діаграм фазної напруги тягового інвертора свідчить про шість різних станів силової схеми інвертора, інтервали існування яких позначені цифрами від 1 до 6. Шість схем заміщення інвертора, відповідні цим шести станів силової схеми також вказані на рисунку 2.7.

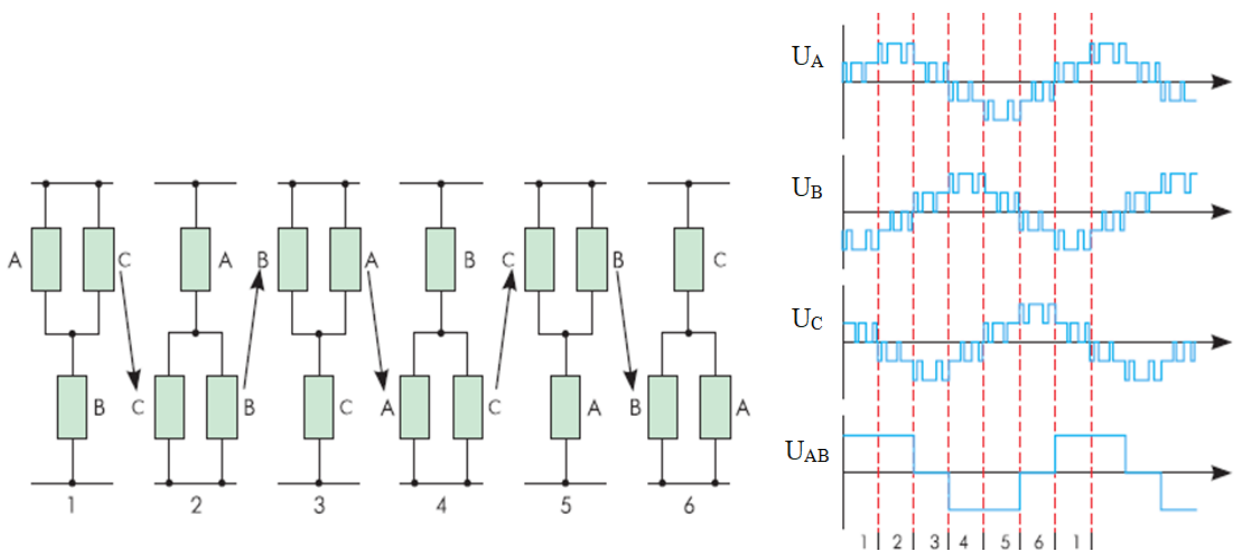


Рисунок 2.7 – Формування вихідних напруг інвертора [10]

У першому стані включені транзистори VT8, VT12 та VT9. Фази А і С навантаження підключені до позитивної шини АКБ, а фаза навантаження підключена до негативної шини АКБ. При однакових опорах фаз навантаження на дві паралельно з'єднані фази А і С буде прикладена у позитивному напрямку третина напруги джерела, а на послідовно з'єднану з ними фазу В – дві третини напруги джерела живлення від'ємної полярності, що відображено відповідною величиною ступенів фазних напруг інвертора на першому інтервалі діаграми.

Аналогічно за схемами заміщення визначаються величини ступенів у фазних напругах інвертора і всіх інших інтервалах. За побудованими фазними напругами легко визначити і міжфазну (лінійну) напругу, як це показано для лінійної напруги U_{ab} на останній діаграмі.

Рівняння балансу потужностей між АКБ та навантаженням має вигляд:

$$U_{DC} I_{DC} = \frac{2}{3} U_0 I_0 \cos \varphi_0. \quad (2.9)$$

Звідси, з урахуванням рівняння (2.9):

$$I_{DC} = m_u I_0 \cos \varphi_0. \quad (2.10)$$

З рівняння (2.10) видно, що величину струму ланки постійного струму (АКБ), визначають величину струму на навантаженні та її активно-індуктивний характер.

2.2 Методи реалізації широтно-імпульсної модуляції

Відомо, що способи керування надають істотний вплив на характеристики вентильних перетворювачів, зокрема й інверторів. На сучасному етапі домінуючим принципом керування багатьма

перетворювачами є принцип широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), яка працює як в замкнутих, так і в розімкнутих системах.

Імпульсні методи модуляції, включаючи ШІМ, поєднали в собі високу завадостійкість та легкість демодуляції з малими втратами енергії передачі сигналів. Все це призвело надалі до широкого використання імпульсної модуляції в телемеханіці, автоматичній, силовій електроніці та в перетворювальній техніці. В класичній інтерпретації для створення імпульсної кривої напруги інвертора пропонується використовувати синусоїдний задаючий сигнал і порівнювати його з трикутним сигналом [11, 13].

За своєю початковою суттю ШІМ є розгортаючим перетворенням або розгортаючим зрівноваженням, в якому відбувається дискретизація безперервного вхідного сигналу за часом. При цьому у найпростішому випадку використовуються два сигнали: низькочастотний модулюючий (еталонний, задаючий) і високочастотний опорний (несучий, розгортаючий). У моменти рівності зазначених сигналів виробляються імпульси керування (транзисторами), тривалість яких змінюється згідно із законом зміни у часі модулюючого сигналу. Як несучий сигнал зазвичай використовують напругу пилоподібної, трикутної, синусоїдної форми, як модулюючий – напруга синусоїдної, трапецеїдальної, трикутної та прямокутної форми. В останньому випадку замість прямокутної ШІМ часто використовується термін широтно-імпульсне регулювання (ШІР).

Пилоподібний опорний сигнал забезпечує модуляцію положення лише одного з фронтів імпульсів, реалізуючи цим односторонню модуляцію (ОШІМ). Інші з перерахованих видів опорних сигналів змінюють положення обох фронтів імпульсів. Модуляція в цьому випадку називається двосторонньою (ДШІМ) [8]. Залежно від зміни полярності імпульсів на напівперіоді вихідної напруги ШІМ поділяють на однополярну (уніполярну) та двополярну (біполярну).

Метод двополярної ШІМ є окремим випадком ШІР, при якому співвідношення ширини імпульсів протилежної полярності протягом кожної

напівхвилі вихідної напруги змінюється таким чином, щоб середнє значення кожної пари імпульсів за період їх частоти слідування (частоти ШІМ) дорівнювало миттєвому значенню основної гармоніки вихідної напруги в середині. Крива вихідної напруги для однієї фази ІН для такої двополярної ШІМ показана на рисунку 2.8.

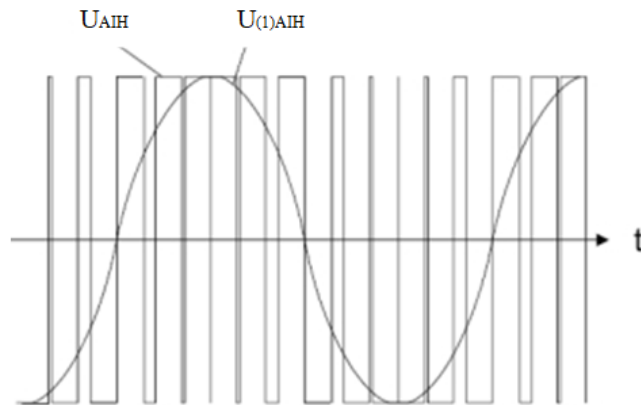


Рисунок 2.8 – Форма вихідної напруги для однієї фази (основна гармоніка)

Отже, миттєва напруга кожної фази трифазного ІН може набувати значень, що відповідають п'яти рівням. Приклад кривої вихідної напруги трифазного ІН з ШІМ показано на рисунку 2.9. Частота вищих гармонійних складових вихідної напруги визначається частотою ШІМ, яка при використанні в ІН транзисторів типу IGBT або MOSFET може бути підвищена до величини більше 5 кГц.

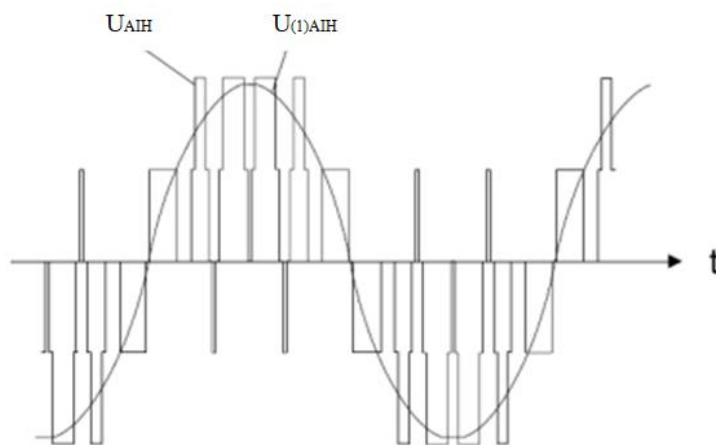


Рисунок 2.9 – Форма вихідної напруги однієї фази трифазного ІН з ШІМ

Незважаючи на значний рівень амплітуди вищих гармонік напруги ІН, струми активно-індуктивного навантаження (в нашому випадку асинхронний двигун) практично синусоїдні.

Широтно-імпульсне керування ІН в перетворювачах частоти характеризується такими показниками:

- цілою кратністю частот комутації та модуляції (у випадку трифазних інверторів це відношення має бути кратним трьом);
- у випадку не цілих кратностей потребою синхронізації опорного сигналу за характерними точками модулюючого сигналу;
- зміною цілих кратностей при регулюванні в широких межах вихідної частоти інвертора;
- зміною програмних алгоритмів керування електронними ключами при регулюванні в широкому діапазоні амплітуди (з відповідною зміною частоти) за рахунок зміни форми модулюючого сигналу, тобто його наближення до прямокутного за рахунок суміщення на високих частотах або зміни способів ШІМ або ШІР;
- використання різних симетрій однофазних та трифазних синусоїдних сигналів з метою покращення якості керування та переходу від багатоканальних до одноканальних систем керування для багатофазних перетворювачів.

Перетворювач частоти, обов'язковою складовою якого є інвертор, є не тільки інформативною ланкою, що передає інформацію з входу (модулюючий сигнал) на вихід (перша гармоніка струму або напруги), але й енергетичною ланкою, через яку можуть передаватися десятки і сотні кВт електричної енергії двигуну. Від ефективності енергетичних процесів, що протікають у вентильному перетворювачі та навантаженні визначається їх вартість та масогабаритні показники. Від цього залежить буде той чи інший перетворювач або спосіб використаний для конкретних цілей керування. Тому з'явилася ціла група способів, що оптимізують за тим чи іншим критерієм перебіг енергетичних процесів. Тут виділяють такі способи:

- зменшення числа комутацій в ІН;
- селективне вимкнення низькочастотних складових у спектрі вихідної напруги;
- мінімізація коефіцієнта гармонік струму та напруги;
- мінімізація втрат у ключових елементах перетворювача і в двигуні та відповідно мінімізація середньоквадратичного відхилення напруги.

На сьогодні реалізація ШІМ характеризується застосуванням для керування ІН нової керуючої елементної бази – мікропроцесорної техніки або мікроконтролерів, а застосування потужних високочастотних напівпровідникових приладів (польових транзисторів та біполярних транзисторів з ізольованим затвором) дозволило за рахунок різкого підвищення частоти комутації (до десяти і більше кГц) без особливого збільшення втрат використовувати класичні методи синусоїдної ШІМ [11].

2.3 Способи керування транзисторами перетворювача частоти

Способи керування транзисторами перетворювача поділяють на скалярні та векторні. Скалярні способи ШІМ характеризуються введенням в гармонічний модулюючий сигнал додатково сигналів нульової послідовності (СНП). Для трифазних систем – це гармоніки кратні трьом та їх комбінації. Основна перевага цих способів – це розширення лінійного діапазону регулювання першої гармоніки вихідної напруги без переходу в режим перемодуляції (для трифазного ІН розширення становить 15,5%). В цьому випадку на третину зменшується кількість комутацій у перетворювачі, однак це призводить до деякого погіршення якості вихідної напруги в широкому діапазоні зміни глибини модуляції [13].

Скалярний метод керування асинхронним електродвигуном змінного струму полягає в тому, щоб підтримувати постійним відношення напруга/частота (U/f) у всьому робочому діапазоні швидкостей, при цьому контролюється тільки величина і частота напруги живлення.

Відношення U/f обчислюється на основі номінальних значень (напруги та частоти) контрольованого електродвигуна. Підтримуючи постійне значення відношення U/f ми можемо підтримувати відносно постійним магнітний потік у зазорі двигуна. Якщо відношення U/f збільшується, тоді електродвигун стає перезбудженим і навпаки, якщо відношення зменшується, двигун перебуває в незбудженому стані. На рисунку 2.10 показано часові зміни частоти та амплітуди напруги при скалярному керуванні.

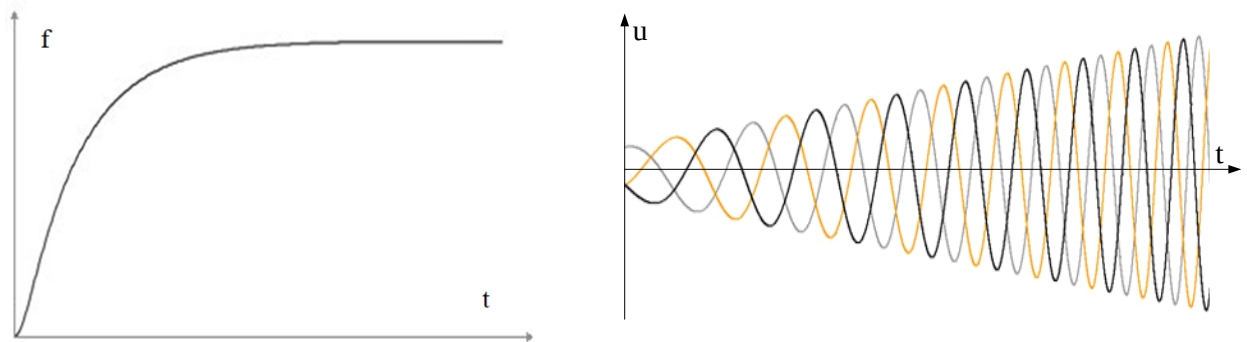


Рисунок 2.10 – Залежності зміни частоти та амплітуди напруги при скалярному керуванні

На низьких обертах необхідно компенсувати падіння напруги на опорі статора, тому відношення U/f в цьому випадку встановлюють вище, ніж номінальне значення. Скалярний метод керування найбільше широко використовується для керування асинхронними електродвигунами. Він часто використовується в нескладних системах електроприводу через свою простоту та мінімальну кількість необхідних для роботи параметрів. Такий спосіб керування не вимагає обов'язкової установки енкодера та обов'язкових налаштувань для частотно-регульованого електроприводу. Це призводить до менших затрат на допоміжне обладнання (датчики, проводи зворотних зв'язків, реле тощо).

Метод скалярного керування відносно простий у реалізації, але має кілька суттєвих недоліків: по-перше, якщо встановлено давач швидкості, то не можна керувати швидкістю обертання валу двигуна, оскільки вона залежить

від навантаження (наявність датчика швидкості вирішує цю проблему), а разом із синхронним двигуном за зміни навантаження – можна остаточно втратити керування; по-друге, не можна керувати моментом. Звичайно, це завдання можна вирішити за допомогою датчика моменту, але вартість його установки дуже висока, і буде швидше за все вище самого електроприводу. При цьому керування моментом буде дуже інерційним.

Особливістю векторної ШІМ є те, що її аналітичні вирази визначають лише тривалості станів активних векторів на періоді вибірки (періоді опорного сигналу). Це, по суті тривалості імпульсів лінійної напруги на згаданому періоді. Використання різних поєднань порядку чергування активних векторів, наявності одного або двох нульових векторів на періоді вибірки, а також співвідношення між тривалостями нульових векторів призвели до розширення лінійного діапазону регулювання першої гармоніки напруги на 15,5%.

Векторне керування – це метод керування безщітковими електродвигунами змінного струму, який дозволяє незалежно і практично безінерційно регулювати швидкість обертання та момент на валу електродвигуна.

Для векторної ШІМ характерно, як і для класичної скалярної ШІМ наявність шести комутацій на період опорного сигналу. Варіанти векторної ШІМ, в яких передбачено наявність тільки одного нульового вектора на несучому періоді, характеризуються відповідно чотирма комутаціями. Це понизить на третину комутаційні втрати в АІН, але й також погіршить якість вихідної напруги у широкому діапазоні зміни глибини модуляції [7, 15].

Головна ідея векторного керування полягає в тому, щоб контролювати не лише величину та частоту напруги живлення, а й фазу. Іншими словами, контролюється величина та кут просторового вектора. Векторне керування порівняно зі скалярним має більш високу продуктивність. Векторне керування використовується для більш широкого і динамічного регулювання швидкості електродвигуна. При пуску від перетворювача частоти електродвигуни можуть розвивати пусковий момент 200% від номінального при частоті всього

0,3 Гц. Це значно розширює номенклатуру електромобілів, де може бути застосований асинхронний електропривод із векторним керуванням. Цей метод також дозволяє керувати моментом машини у всіх чотирьох квадрантах.

Обмеження крутного моменту здійснюється двигуном. Це необхідно для запобігання пошкодженню обладнання, машин чи продукції. Значення моментів розбивають на чотири різних квадранти, залежно від напрямку обертання електричної машини (вперед або назад) і в залежності від того, чи реалізує електродвигун режим рекуперативного гальмування. Обмеження можуть встановлюватися для кожного квадранта окремо або користувач може задати загальний крутний момент у перетворювачі частоти.

2.4 Комутаційні процеси в MOSFET-транзисторах

Головна особливість силових перетворювачів електричної енергії, в тому числі і перетворювачів частоти незалежно від типу та властивостей силових напівпровідникових ключів, вони повинні використовуватися тільки в ключових режимах роботи, для яких властиві два стійкі стани повного включення (максимальна електрична провідність) і повного вимкнення (мінімальна провідність). У станах ключового режиму втрати активної потужності $P = UI$ в напівпровідникових приладах малі, оскільки один із співмножників цього твору (струм I або напруга U) має мінімально можливе значення. Це забезпечує високий ККД напівпровідникових перетворювачів.

Розуміння комутаційних втрат в електронних ключах вимагає широкого розуміння перехідних процесів у них. IGBT- та MOSFET-транзистори є найчастіше використовуваними компонентами в силових електронних пристроях в електрифікованих транспортних засобах. Крім того, IGBT та MOSFET мають подібні комутаційні перехідні процеси за винятком, який полягає в спаді струму в IGBT під час процесу вимкнення. Однак більшість даташитів IGBT містять достатні дані про комутаційні втрати, які представлені як функції струму або напруги [6, 12].

На рисунку 2.11 показано схематичне зображення, а на рисунку 2.12 та схему заміщення MOSFET-транзистора. Тут G – gate (затвор), D – drain (стік), S – source (витік). Котушка індуктивності L_σ є зосередженою паразитною індуктивністю в колі, також включена в модель. Їмності C_{ds} , C_{gs} та C_{gd} – це внутрішні ємності MOSFET.

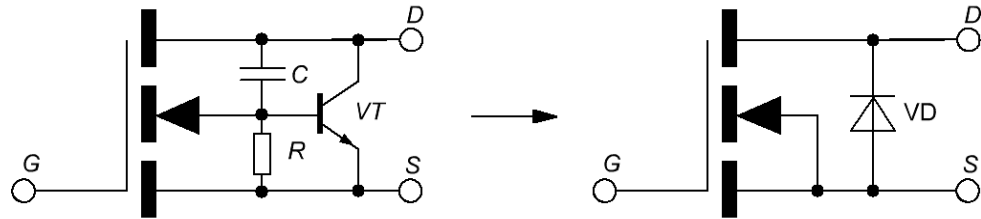


Рисунок 2.11 – Схематичне зображення MOSFET-транзисторів

Значення цих ємностей можуть змінюватися залежно від прикладеної напруги та можуть бути виражені через параметри даташит як C_{iss} , C_{oss} та C_{rss} . Тут $C_{iss} = C_{gs} + C_{ds}$ – еквівалентна ємність між колами «затвор-стік» та «затвор-витік». Велика ємність C_{iss} є небажаною, оскільки впливає на заряджання затвору та повільніше перемикає. Ємність C_{oss} – вихідна ємність, що пропорційно впливає на втрати при перемиканні транзистора. Ємність C_{rss} – зворотня ємність, що пропорційно впливає на швидкість вимикання транзистора. Ці ємності не є постійними, а залежать від напруги кола «стік-витік» U_{ds} :

$$C_{gd} = C_{rss}; \quad C_{gs} = C_{iss} - C_{rss}; \quad C_{ds} = C_{oss} - C_{rss}. \quad (2.11)$$

Форми напруг і струмів ввімкнення, засновані на моделі рисунка 2.12, показані на рисунку 2.13. На початку транзистор вимкнено і струм навантаження протікає через зворотній. Початкові умови: $U_{gs} = 0$ В, $U_{ds} = V_{dc}$ та $i_{ds} = i_{gs} = 0$ А. При $t = t_0$ на затвор подається напруга V_{gg} , внутрішні і зовнішні конденсатори кіл «затвор-витік» та «затвор-стік» починають

заряджатися через затворний резистор R_g . Напруга кола «затвор-витік» зростає експоненційно з постійною часу $\tau = R_g (C_{gs} + C_{gd})$. Струм стоку залишається нульовим, доки U_{gs} не досягне порогової напруги ($U_{gs,th}$), тобто мінімальної напруги кола «затвор-витік» [6].

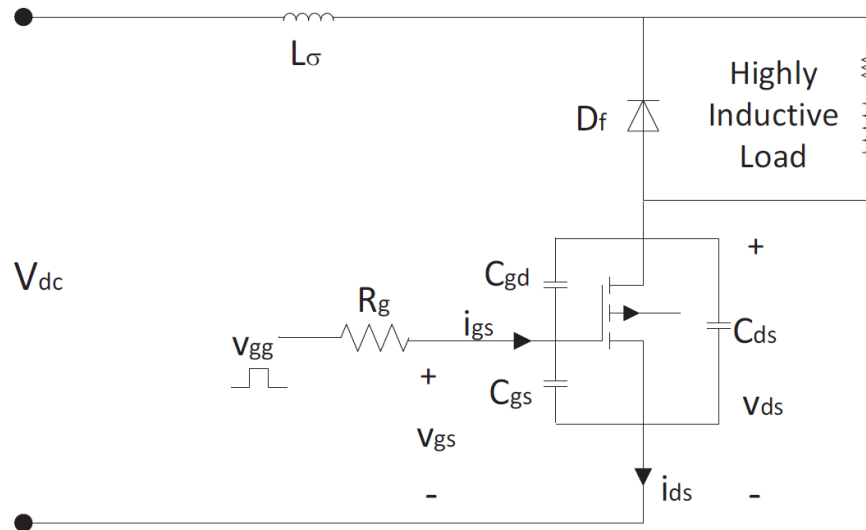


Рисунок 2.12 – Схема заміщення MOSFET-транзистора

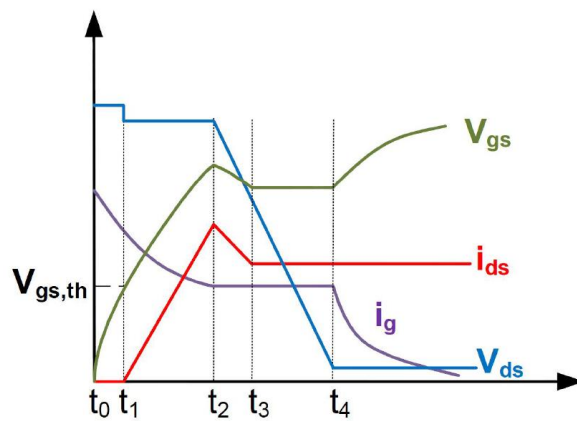


Рисунок 2.13 – Форми сигналів при ввімкненні MOSFET [4]

Рівняння, що описують співвідношення струму та напруги в інтервалі часу t_0 - t_1 , мають вигляд

$$i_{gs} = \frac{U_{gg} - u_{gs}}{R_g} = C_{gs} \frac{du_{gs}}{dt} - C_{gd} \frac{d(U_{gg} - u_{gs})}{dt}. \quad u_{gs} = U_{gg} \left(1 - e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} \right). \quad (2.12)$$

Час затримки, що є необхідним для досягнення напруги «затвор-витік» порогового значення ($u_{gs}(t_2) = U_{gs;th}$), становить:

$$t_d = -\tau \ln \left(1 - \frac{U_{gs;th}}{U_{gg}} \right). \quad (2.13)$$

Коли U_{gs} досягає порогового значення напруги, струм стоку починає лінійно зростати, що призводить до падіння напруги MOSFET-транзистора. Одночасно діод стає зміщеним у зворотному напрямку та вимикається. Рівняння протягом періоду часу t_1 - t_2 мають вигляд:

$$u_{ds} = U_{dc} - (L_\sigma + L_d) \frac{di_{ds}}{dt}, \quad i_{ds} = g_m (U_{gs} - U_{th}), \quad (2.14)$$

де g_m – нелінійний коефіцієнт, який отримують з даташит транзистора.

Струм i_{ds} збільшується доки не досягне струму навантаження I_0 або у випадку зворотного відновлення діода, доки не досягне $I_0 + I_{rr}$. Час наростання струму стоку можна розрахувати за формулою:

$$t_1 - t_2 = t_{on} = \tau \ln \left(\frac{g_m (U_{gg} - U_{gs;th})}{g_m (U_{gg} - U_{gs;th}) - (I_0 + I_{rr})} \right). \quad (2.15)$$

Протягом інтервалу часу від t_2 до t_3 відбувається зворотне відновлення, коли U_{gs} зменшується з $U_{ds} = V_{gs;th} + (I_0 + I_{rr})/g_m$ до $U_{ds} = V_{gs;th} + I_0/g_m$.

У момент часу t_3 MOSFET досягає насичення, напруга та струм затвора стають постійними, весь струм затвора проходить через конденсатор затвор-стік, тому струм затвора буде дорівнювати:

$$i_{gs} = -C_{gd} \frac{dU_{ds}}{dt}. \quad (2.16)$$

Таким чином, напруга стік-витік дорівнює:

$$U_{ds} = -\frac{U_{gg} - U_{gs;th}}{R_g C_{gd}} \cdot (t - t_2) + U_{dc}. \quad (2.17)$$

Як тільки напруга стік-витік досягає входної напруги U_{gs} збільшується до U_{gg} , тоді як i_g зменшується, доки не досягне нуля. І нарешті, в момент часу t_4 MOSFET переходить у стаціонарний режим і працює відповідно до своєї прямої характеристики, що описується рівнянням:

$$U_{ds} = R_{ds} I_0, \quad (2.18)$$

де R_{ds} – це резистивна дія MOSFET-транзистора відповідно до його прямої характеристики.

Форми напруг і струмів при вимкненні польового транзистора показано на рисунку 2.14. Початкові умови для періоду вимкнення: $U_{ds} = R_{ds} I_0$, $U_{gs} = U_{gg}$, $i_{gs} = 0$ та $i_{ds} = I_0$.

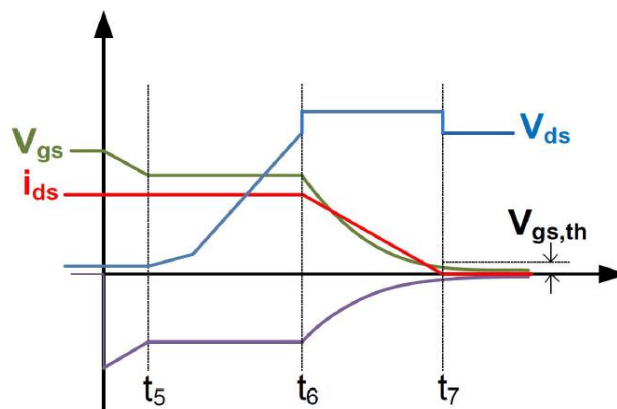


Рисунок 2.14 – Діаграми струмів і напруг транзистора при його вимкненні [4]

Процес вимкнення починається, коли прикладена напруга на затворі спадає, що змушує конденсатори кіл «затвор-витік» та «затвор-стік» розряджатися через опір R_g . Струм i_{gs} можна отримати згідно закону Ома:

$$i_{gs} = -\frac{U_{gg}}{R_g} = (C_{gs} + C_{gd}) \frac{dU_{gs}}{dt}. \quad (2.19)$$

Напруга кола «затвор-витік» змінюється за експоненціальним законом

$$U_{gs} = U_{gg} e^{-\frac{t-t_0}{\tau}}. \quad (2.20)$$

Напруга U_{gs} продовжує зменшуватися доки не досягне усталеного рівня при $t = t_5$, тоді як струм стоку залишається на тому ж рівні, що й струм навантаження. Напруга затвора-витоку при $i_{ds} = I_0$ становить:

$$U_{gs} = \frac{I_0}{g_m} + U_{gs;th}. \quad (2.21)$$

З рівнянь (2.20) та (2.21) час, необхідний для досягнення U_{gs} постійного значення можна отримати за допомогою рівняння (2.22):

$$U_{gs} = \tau \frac{U_{gg}}{\frac{I_0}{g_m} + U_{gs;th}}. \quad (2.22)$$

У часовому інтервалі t_5-t_6 напруга затвор-витік є постійною, а весь струм знімається з конденсатора C_{gs} кола «затвор-стік» згідно з рівняння:

$$i_{gs} = C_{gd} \frac{du_{gd}}{dt} = C_{gd} \frac{d(u_{gs} - u_{ds})}{dt} = -C_{gd} \frac{du_{gs}}{dt}. \quad (2.23)$$

Струм затвора можна знайти згідно закону Ома

$$i_{gs} = \frac{U_{gs;th}}{R_g} = \frac{1}{R_g} \left(\frac{I_0}{g_m} + U_{gs;th} \right). \quad (2.24)$$

У момент часу t_6 напруга стік-витік досягає постійної напруги, що призводить до ввімкнення діоду. Отже, струм кола «стік-витік» i_{ds} починає зменшуватись і це описується відповідно до рівняння:

$$i_{ds} = g_m (U_{gs} - U_{gs;th}). \quad (2.25)$$

Напруга U_{gs} отримується з наступного рівняння:

$$i_{gs} = \left(\frac{I_0}{g_m} + U_{gs;th} \right) \cdot e^{\frac{t-t_0}{\tau}}. \quad (2.26)$$

Час спаду струму розраховується за допомогою постійної часу та порогової напруги над U_{gs} при струмі навантаження:

$$t_{fi} = -R_g C_{iss} \ln \frac{U_{gs;th}}{U_{gs;I_0}}. \quad (2.27)$$

Поки струм падає, паразитна індуктивність L у колі викликає перевищення напруги живлення U_{ds} як:

$$u_{ds} = U_{dc} + (L_\sigma + L_d) \frac{di_{ds}}{dt}. \quad (2.28)$$

Швидкість зміни струму (di_{ds}/dt) у транзисторі визначається з рівняння

$$\frac{di_{ds}}{dt} = \frac{I_0}{t_{fi}}. \quad (2.29)$$

Протягом інтервалу часу t_6 - t_7 напруга кола «затвор-витік» досягає порогової напруги ($U_{gs}(t_7) = V_{gs;th}$). Напруга затвор-витік стає рівною нулю і MOSFET повністю вимикається [12].

РОЗДІЛ 3

ПРИКЛАДНА ЧАСТИНА

3.1 Розрахунок параметрів приводного електродвигуна

Для приводу електромобіля використаємо асинхронну машину з короткозамкненим ротором. Типова автомобільна асинхронна машина є чотириполюсною і має такі основні характеристики машини: Номінальна потужність $P_n = 80$ кВт та момент $M_n = 140$ Нм на виході при номінальній швидкості. Двигун має такі параметри: $R_s = 12$ мОм, $L_{ls} = 50$ мкГн, $L_m = 2,0$ мГн, $L_{lr} = 40$ мкГн, $R_r = 5$ мОм та $M_0 = 2$ Нм. Ковзання становить 1,5% за номінального стану.

Обчислимо вхідний струм, напругу, частоту, коефіцієнт потужності та коефіцієнт корисної дії машини. Насичення магнітної системи та вплив підвищення температури не враховуємо. Номінальні оберти двигуна становлять:

$$n_{ном} = 9,55 \frac{P_{ном}}{M_{ном}} = 9,55 \frac{80000}{140} = 5457 \text{ об/хв.} \quad (3.1)$$

Частота струму в роторі:

$$f_{2ном} = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{\pi n}{30 \cdot 2\pi} = \frac{5457}{60} = 90,9 \text{ Гц.} \quad (3.2)$$

Синхронна частота обертання поля:

$$f_{1ном} = \frac{f_{2ном}}{1-s} = \frac{90,9}{1-0,015} = 92,3 \text{ Гц.} \quad (3.3)$$

Оскільки двигун має дві пари полюсів, то електрична синхронна частота обертання становить $f_e = 2f_{1ном} = 184,6$ Гц.

Втрати холостого ходу або втрати на тертя та опір повітря становлять:

$$\Delta P = M_0 \cdot \omega = 0,105 M_0 \cdot n_{ном} = 0,105 \cdot 2 \cdot 5457 = 1140 \text{ Вт.} \quad (3.4)$$

Під час роботи в режимі двигуна електромагнітний крутний момент і потужність є сумою вихідних значень та значень холостого ходу: $P_{ем} = P_{ном} + \Delta P = 81140 \text{ Вт}$, $M_{ем} = M_{ном} + M_0 = 142 \text{ Нм}$:

$$I'_R = \sqrt{\frac{s P_{ем}}{3 R'_R (1-s)}} = \sqrt{\frac{0,015 \cdot 81140}{3 \cdot 0,005 (1-0,015)}} = 293 \text{ А.} \quad (3.5)$$

Відбитий імпеданс ротора становить:

$$Z'_R = \frac{R'_R}{s} + j \omega_e L'_{lr} = \frac{0,005}{0,015} + j 2\pi \cdot 184,6 \cdot 40 \cdot 10^{-6} = (0,32 + j 0,046) \text{ Ом.} \quad (3.6)$$

Зворотна ЕРС дорівнює:

$$E_m = I'_R \cdot Z'_R = 293 \cdot (0,32 + j 0,046) = (94 + j 13,6) \text{ В.} \quad (3.7)$$

Струм намагнічування дорівнює:

$$I_m = \frac{E_m}{j \omega_e L_m} = \frac{94 + j 13,6}{j 2\pi \cdot 184,6 \cdot 2 \cdot 10^{-3}} = (5,9 - j 40,5) \text{ А.} \quad (3.8)$$

Фазний струм:

$$I_S = I'_R + I_m = 293 + 5,9 - j 40,4 = 301 e^{-j 8^\circ} \text{ А.} \quad (3.9)$$

Повний опір обмотки статора:

$$Z_S = R_S + j\omega_e L_{lS} = 0,012 + j2\pi \cdot 184,6 \cdot 50 \cdot 10^{-6} = (0,012 + j0,06) \text{ Ом.} \quad (3.10)$$

Спад напруги на обмотці статора становить:

$$\Delta U_S = I_S \cdot R_S = (298,9 - j40,4) \cdot (0,012 + j0,06) = (5,9 + j16,8) \text{ В.} \quad (3.11)$$

Напругу статора знаходимо як геометричну суму ЕРС і спаду напруги:

$$U_S = E_m + \Delta U_S = (94 + j13,6 + 5,9 + j16,8) = (100 + j30,4) \text{ В} = 104e^{j17^\circ} \text{ В.} \quad (3.12)$$

Тоді потужність втрат становить:

$$\begin{aligned} \sum \Delta P &= \Delta P + 3I_S^2 R_S + 3I_R'^2 R_R = \\ &= 1140 + 3 \cdot 301^2 \cdot 0,012 + 3 \cdot 293^2 \cdot 0,005 = 5650 \text{ Вт.} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Електрична потужність:

$$P_e = P_{ном} + \sum \Delta P = 80000 + 5650 = 85650 \text{ Вт.} \quad (3.14)$$

ККД двигуна:

$$\eta = \frac{P_{ном}}{P_e} = \frac{80000}{85650} = 0,93. \quad (3.15)$$

Коефіцієнт потужності двигуна:

$$\cos \varphi = \frac{P_e}{3 \cdot U_S I_S} = \frac{85650}{3 \cdot 104,2 \cdot 302} = 0,91. \quad (3.16)$$

3.2 Розрахунок параметрів тягового інвертора ПЧ

Визначимо струми інвертора для тягового приводу потужністю 80 кВт, що живиться від АКБ напругою 400 В. Величини напруг і струмів на фазу становлять 104,2 В та 301,5 А при коефіцієнті потужності запізнення 0,91. Для розрахунку використовуємо методику наведену в літературі [4, 14].



Рисунок 3.1 – Загальний вигляд тягового інвертора потужністю 80 кВт

Струми, що протікають через транзистори, зворотні діоди та вихідний струм інвертора відповідно дорівнюють:

$$I_{VT} = I_s \left(\frac{1}{\sqrt{2}\pi} + \frac{U_s}{2U_{dc}} \cos \varphi \right) = 302 \cdot \left(\frac{1}{4,44} + \frac{104,2}{2 \cdot 400} \cdot 0,91 \right) = 103 \text{ A}; \quad (3.17)$$

$$I_{VD} = I_s \left(\frac{1}{\sqrt{2}\pi} - \frac{U_s}{2U_{dc}} \cos \varphi \right) = 302 \cdot \left(\frac{1}{4,44} - \frac{104,2}{2 \cdot 400} \cdot 0,91 \right) = 32 \text{ A}; \quad (3.18)$$

$$I_{INV} = \frac{P_e}{U_{dc}} = \frac{85650}{400} = 215 \text{ A}. \quad (3.19)$$

Середньоквадратичні значення струмів:

$$I_{VT(CK)} = I_S \left(\frac{1}{4} + \frac{4\sqrt{2}}{3\pi} \frac{U_S}{U_{dc}} \cos \varphi \right) = 302 \cdot \left(\frac{1}{4} + 0,6 \cdot \frac{104,2}{400} \cdot 0,91 \right) = 118 \text{ A}; \quad (3.20)$$

$$I_{VD(CK)} = I_S \left(\frac{1}{4} - \frac{4\sqrt{2}}{3\pi} \frac{U_S}{U_{dc}} \cos \varphi \right) = 302 \cdot \left(\frac{1}{4} - 0,6 \cdot \frac{104,2}{400} \cdot 0,91 \right) = 33 \text{ A}; \quad (3.22)$$

$$I_{INV(CK)} = I_S \left(\frac{\sqrt{6}}{\pi} \frac{U_S}{U_{dc}} (1 + 4 \cos^2 \varphi) \right) = 302 \cdot \left(\frac{104,2}{400} \cdot (1 + 4 \cdot 0,91^2) \right) = 339 \text{ A}. \quad (3.23)$$

Інвертор перемикається з частотою 5 кГц. Характеристики модуля напівмостового транзистора MOSFET на 600 В, 600 А та діодного напівмоста показано на рисунку 3.2 (а) та (б) відповідно.

Визначимо втрати на провідність та перемикання в MOSFET-транзисторі та діоді. Нехай втрати на провідність змодельовані такими параметрами: $U_{ds0} = 0,85 \text{ В}$, $r_{ds} = 1,25 \text{ мОм}$, $U_{f0} = 0,8 \text{ В}$ та $r_f = 1,3 \text{ мОм}$. Енергії перемикання вимірюються при випробувальній напрузі 300 В.

Втрати на провідність транзистора та діода відповідно становлять:

$$P_{VT} = U_{ds} I_{VT} + R_{ds} I_{VT(CK)}^2 = 0,85 \cdot 103 + 1,25 \cdot 10^{-3} \cdot 118^2 = 105 \text{ Вт}; \quad (3.24)$$

$$P_{VD} = U_{f0} I_{VD} + R_f I_{VD(CK)}^2 = 0,8 \cdot 32 + 1,3 \cdot 10^{-3} \cdot 33^2 = 27 \text{ Вт}. \quad (3.25)$$

Середній струм комутації:

$$I_{VD} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_S = 0,9 \cdot 302 = 272 \text{ А}. \quad (3.26)$$

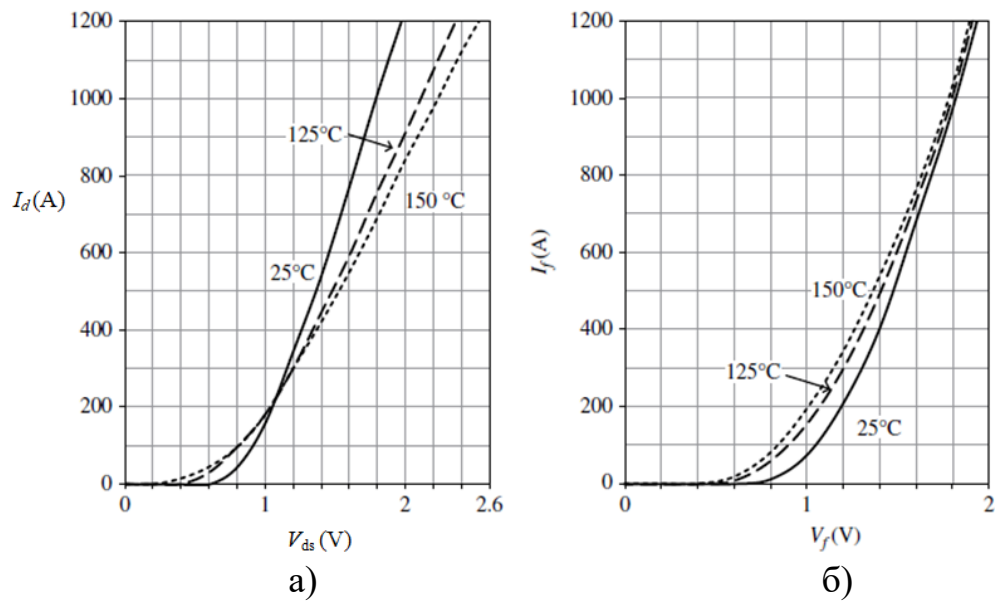


Рисунок 3.2 – Вихідні характеристики транзисторного модуля

Для такого струму комутації та вибраних типів транзисторних модулів енергії перемикання відповідно становлять $E_{VT\ on} \approx 1,5$ мДж, $E_{VT\ off} \approx 4$ мДж, $E_{VT\ switch} \approx 3$ мДж.

Таким чином, втрати потужності в транзисторі дорівнюють:

$$P_{VT} = \frac{f_s}{2} (E_{on} + E_{off}) = 2500 \cdot (4 + 1,5) \cdot 10^{-3} = 14 \text{ Вт.} \quad (3.27)$$

Втрати на перемикання діода визначаються аналогічно.

$$P_{VD\ switch} = \frac{f_s}{2} E_{switch} = 2500 \cdot 3 \cdot 10^{-3} = 7,5 \text{ Вт.} \quad (3.28)$$

Визначимо втрати потужності, а також відповідні температури їх гарячих точок, якщо температура радіатора підтримується на рівні 80 °C, а тепловий опір MOSFET та діода становить 0,08 К/Вт та 0,16 К/Вт відповідно.

Загальні втрати визначаються за формулою:

$$P_{VT\Sigma} = P_{VT} + P_{VT\ switch} = 105 + 14 = 119 \text{ Вт;} \quad (3.29)$$

$$P_{VD\Sigma} = P_{VD} + P_{VDswitch} = 27 + 7,5 = 34,5 \text{ Вт.} \quad (3.30)$$

Визначимо перевищення температури транзисторів та діодів:

$$T_{VT} = T_0 + 0,08P_{VT\Sigma} = 75 + 0,08 \cdot 119 = 84,5 \text{ }^\circ\text{C}; \quad (3.31)$$

$$T_{VD} = T_0 + 0,16P_{VD\Sigma} = 75 + 0,16 \cdot 34,5 = 80,5 \text{ }^\circ\text{C}. \quad (3.32)$$

Сумарні втрати в інверторі:

$$P_{INV} = 6 \cdot (P_{VT} + P_{VD}) = 6 \cdot (119 + 34,5) = 921 \text{ Вт.} \quad (3.33)$$

ККД інвертора:

$$\eta = \frac{P_e}{P_e + \Delta P_{INV}} = \frac{85650}{85650 + 921} = 0,99. \quad (3.34)$$

3.3 Розрахунок параметрів тягової батареї

Проведемо розрахунок ємності літій-іонної батареї. Розрахунок здійснюємо за умови, що електромобіль їздитиме зі швидкістю 65 км/год. Розрахуємо скільки потрібно часу, щоб проїхати 100 км. Цей час становить орієнтовно 1,5 години. Затрачена енергія при цьому становитиме:

$$W = P_e \cdot t = 85000 \cdot 1,5 = 127500 \text{ Вт} \cdot \text{год.} \quad (3.35)$$

Необхідна ємність акумуляторів:

$$C = \frac{W}{U} = \frac{127500}{400} \approx 320 \text{ А} \cdot \text{год.} \quad (3.36)$$

На основі цього потрібна акумуляторна батарея на 400 В, що міститиме 125 комірок, з напругою кожного елементу 3,2 В. Вибираємо літій-залізо-фосфатну батарею $\text{LiFePO}_4\text{-WB-LYP320AHA(A)}$, зовнішній вигляд якої показаний на рисунку 3.3.

Номинальна напруга: 400...416 В (потребує близько 128...130 послідовно з'єднаних елементів – 128S/130S, оскільки номінал LiFePO_4 – 3,2 В). Ємність 320 А·год досягається паралельним з'єднанням кількох елементів (наприклад, при використанні елементів 32700 по 6...7 А·год знадобиться 45-50 паралельних груп – 128S45P/128S50P).

Тип елементів – циліндричні (найчастіше типу 32650, 32700, 32800 або 46160). Загальна кількість елементів для такої ємності від 5000 [14].

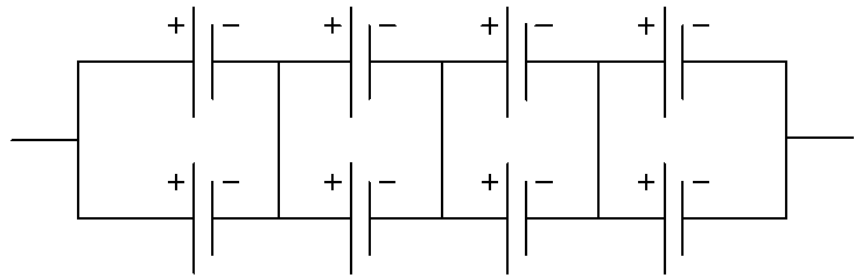


Рисунок 3.3 – Зовнішній вигляд тягової батареї $\text{LiFePO}_4\text{-WB-LYP320AHA(A)}$ та схема з'єднання [11]

Циліндричні елементи у сталевих корпусах менш схильні до загоряння при проколах або пошкодженнях, краще витримують внутрішній тиск, що є перевагою такої конструкції. Також циліндрична форма забезпечує кращу конвекцію повітря між елементами.

За цією схемою підключення (рис. 3.3) при загальній ємності батареї ємності батареї 320 А·год, загальна відстань, яка може проїхати електромобіль становитиме приблизно:

$$L = \frac{P}{E} = \frac{U \cdot C}{20 \text{ кВт} \cdot \text{год} / 100 \text{ км}} = \frac{400 \cdot 320}{20 \text{ кВт} \cdot \text{год} / 100 \text{ км}} \approx 640 \text{ км}, \quad (3.37)$$

де $E = 20 \text{ кВт/год}$ – середня енергія розходу ємності батареї на 100 км ходу.

Слід зазначити, що ця відстань є умовною, адже із-за температурних умов, особливостей рельєфу та стилю водіння (часті зупинки і розгони) ця цифра може зменшитись навіть у два рази. Наприклад, при швидкості 130 км/год при незмінних інших умовах, шлях орієнтовно зменшиться в 1,5 рази до 420 км.

3.4 Модель системи «інвертор перетворювача частоти-асинхронний двигун»

У сучасних системах електроприводу змінного струму як силових регуляторів використовуються транзисторні автономні інвертори. Кінцевий каскад трифазного автономного інвертора має шість силових транзисторних ключів із зворотними діодами. Для моделювання застосуємо синусоїдальну широтно-імпульсну модуляцію (ШІМ). Методи ШІМ при регулюванні напруги на виході автономного інвертора реалізуються в розімкнених та замкнутих системах.

Згідно з рисунком 2.1 трифазний мостовий інвертор складається з трьох однакових стійок, що включають по два транзистори і два зворотних діода. Транзистори кожної стійки керуються від схеми керування через імпульсні підсилювачі 1-6 парафазними сигналами, таким чином, що коли один (наприклад, верхній) транзистор відкритий, інший (нижній) – закритий. Робота стійок у часі зсунута на 120° . Отже, система керування формує трифазну систему напруги управління транзисторними ключами інвертора.

Якщо простежити за діаграмами роботи, представленими на рисунку 3.2 послідовність ввімкнення та вимкнення відповідних транзисторів, то можна побачити, що фазна напруга U_ϕ має прямокутно-ступінчасту форму. У такій

формі присутні всі непарні гармоніки крім третьої. Лінійна напруга U_{AB} має нульову паузу [7, 16].

Ступінь відхилення вихідної напруги від синусоїдної форми оцінюється коефіцієнтом нелінійних спотворень, що дорівнює відношенню середньоквадратичного значення всіх вищих гармонік сигналу до напруги першої гармоніки. При активному навантаженні форма фазного струму I_ϕ повторює форму вихідної фазної напруги U_ϕ . При активно-індуктивному навантаженні $\cos\varphi < 1$ ($\varphi = \omega t$), фазний струм відстає від напруги і тут задіюються зворотні діоди VD1...VD6.

Розгляд роботи інвертора почнемо з часу t_i , коли струм і напруга в фазі А максимальні (рис. 2.1). У цей момент відкриті транзистори VT1, VT4 та VT6. Після значення поточного кута $\varphi = \omega t = 2\pi/3$ замість транзистора VT4 вмикається транзистор VT3 та фаза виявляється підключеною до «плюса» джерела живлення. Однак струм у фазі різко змінити напрямом через запасену електромагнітну енергію не може і деякий час протікає через зворотний діод VD3, замикаючись через фазу А.

Таким чином, навантаження фаз А і В виявляється на час протікання знову закороченим реактивним струмом. Після спадання цього реактивного струму до нуля струм у фазі змінює напрямом на протилежний та протікає вже через транзистор VT3. У момент значення поточного кута $\omega t = \pi$ транзистор VT1 вмикається, а транзистор VT2 вмикається. У цьому випадку реактивний струм фази А продовжує протікати через зворотний діод VD2 та транзистор VT6. Навантаження фаз А і С в цьому випадку на якийсь час виявляється закороченим. Після спадання реактивного струму фази А струм починає протікати в протилежному напрямку вже через транзистор VT2, що відкрився.

Таким чином, повернення реактивної електричної енергії в джерело постійного струму немає, а оскільки енергоспоживання змінюється кожен шосту частину періоду вихідної напруги, то струм у колі джерела живлення має характерну форму з огибаючою, яка повторює форму фазного струму на інтервалі $\pi/3 \dots 2\pi/3$.

Відношення амплітуди опорного сигналу синусоїди U_{on} до несучої амплітуди пилкоподібного височастотного сигналу U_n називається глибиною модуляції M ($M = U_{on}/U_n = 0 \dots 1$) і чим менше M , то менша вихідна напруга ІН. У разі $M \gg 1$ ШІМ «вироджується» та вихідне фазна напруга інвертора наближається до прямокутно-ступінчастої форми, тобто базового режиму роботи ІН.

При цьому діюче значення фазної напруги дорівнюватиме:

$$U_{\phi} = \frac{2}{\sqrt{3}} U_{dc} M. \quad (3.38)$$

Генератор пилкоподібної напруги трикутної форми формує напругу високої (несучої) частоти. Ця напруга порівнюється з синусоїдною напругою, частота та амплітуда якого задається вхідним сигналом U_y . Результат порівняння використовується для управління силовими ключами.

Віртуальна схема для дослідження тягового автомобільного інвертора, показана на рисунку 3.3 та виконується в середовищі імітаційного моделювання Matlab.

Перетворювач частоти виконано на блоці Universal Bridge; живлення перетворювач отримує від акумуляторної батареї; задає синусоїдальна трифазна напруга необхідної амплітуди і частоти, керуючі напруги $u_1 \dots u_6$ формуються в блоці Discrete PWM Generator; навантаження перетворювача частоти з'єднано в зірку та має активно-індуктивний характер.

Схема містить: джерело постійного струму 400 В з компенсуючим конденсатором C4, трифазний інвертор напруги на шести ідеальних ключах (аналог транзисторів) та зворотних діодів, схеми керування на ШІМ-контролері (Pulses) з вихідними вузлами (драйверами керування) транзисторами. ШІМ-контролер реалізує формування шести парафазних ШІМ-сигналів керування транзисторними стійками інвертора [10, 16].

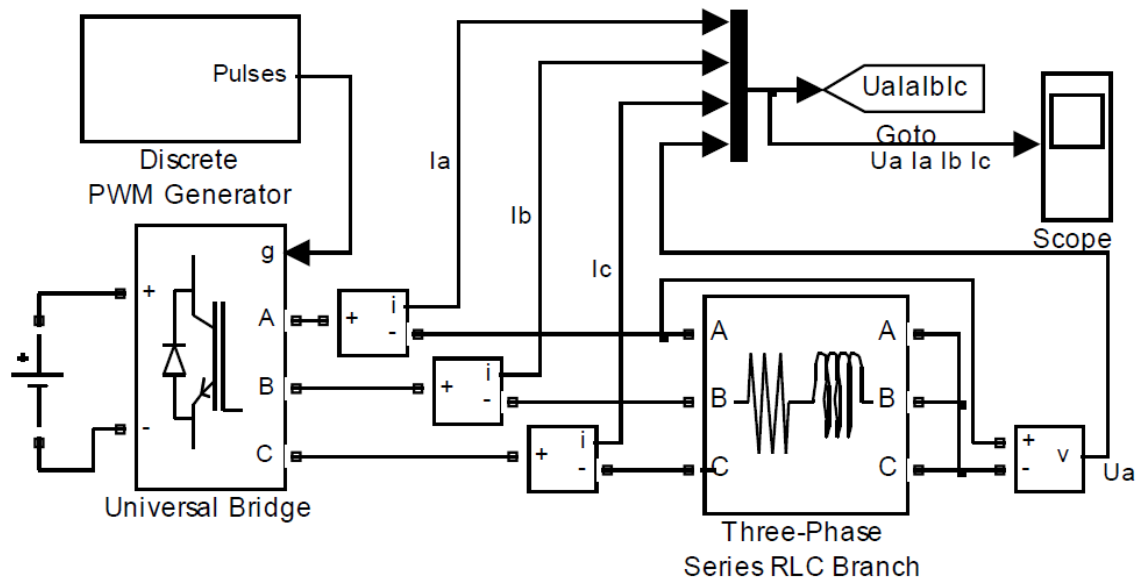


Рисунок 3.3 – Модель частотно-регульованого тягового електроприводу

На рисунку 3.4 показані вікна програми для налаштування основних блоків автономного інвертора напруги: Universal Bridge, Discrete PWM Generator. На рисунку 3.5 зображено схему моделі блоку Discrete PWM Generator. Зі схеми видалені елементи, незадіяні в даній конфігурації. На рисунку 3.5 представлена змодельована часова діаграма роботи трифазного автономного інвертора при роботі на частоті 50 Гц.

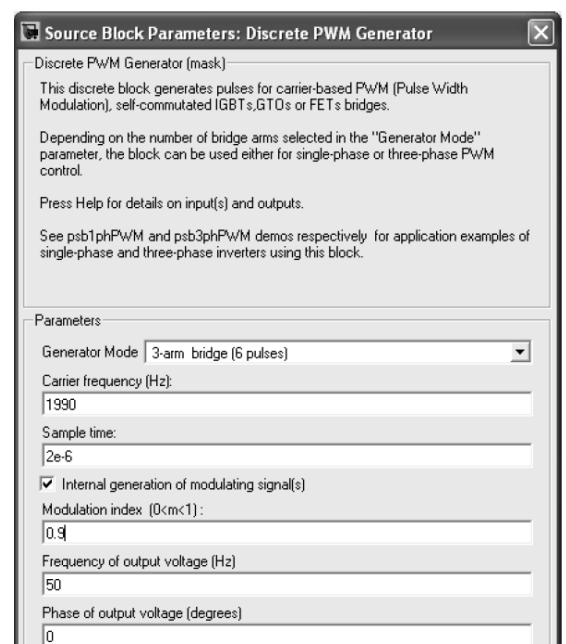
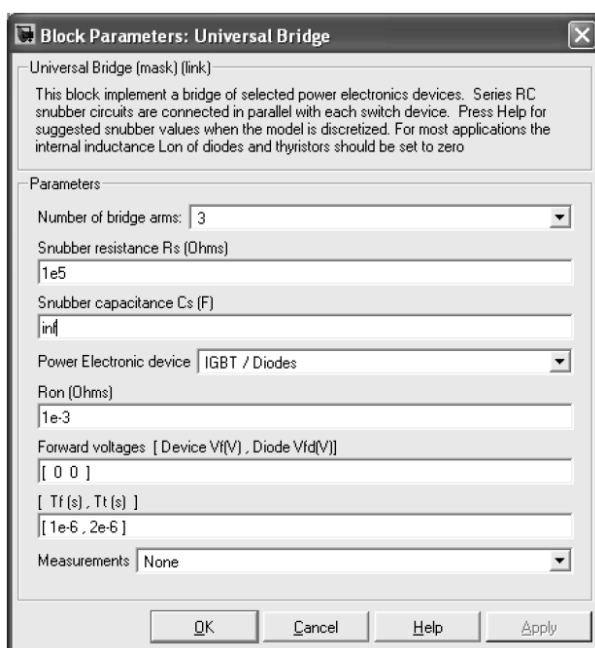


Рисунок 3.4 – Вікна налаштування основних блоків автономного інвертора

При збиранні схеми використовуємо замість «класичних» транзисторів їх аналог керованого ключа. Для керуючих кіл транзистора та виключення зайвих зв'язків (з'єднань) з блоком ШІМ-контролера використовуємо вузли з меню «Place – Connectors – On-page connector».

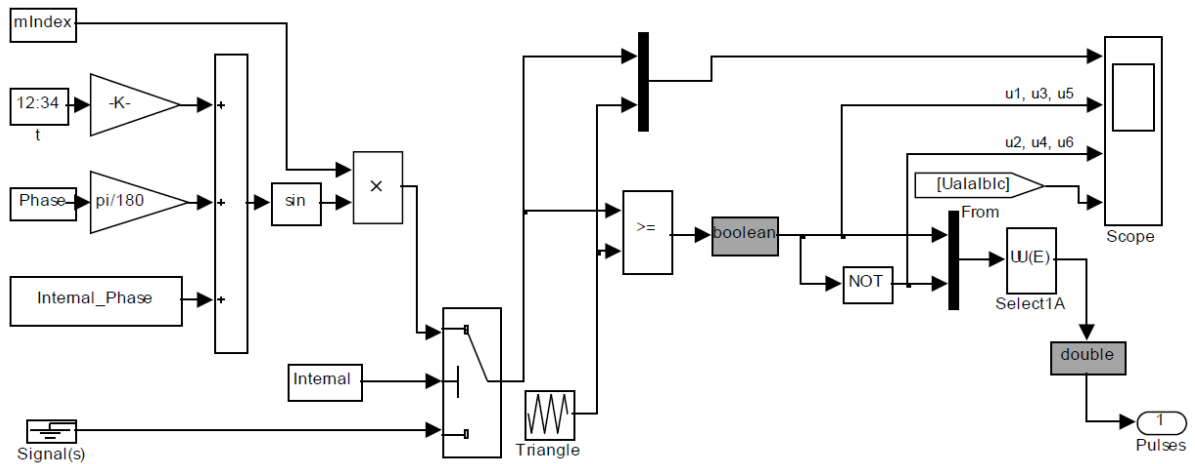


Рисунок 3.5 – Схема моделі блоку Discrete PWM Generator

На рисунках 3.6 та 3.7 показано графіки напруги фази А та струми статора фаз А, В, С.

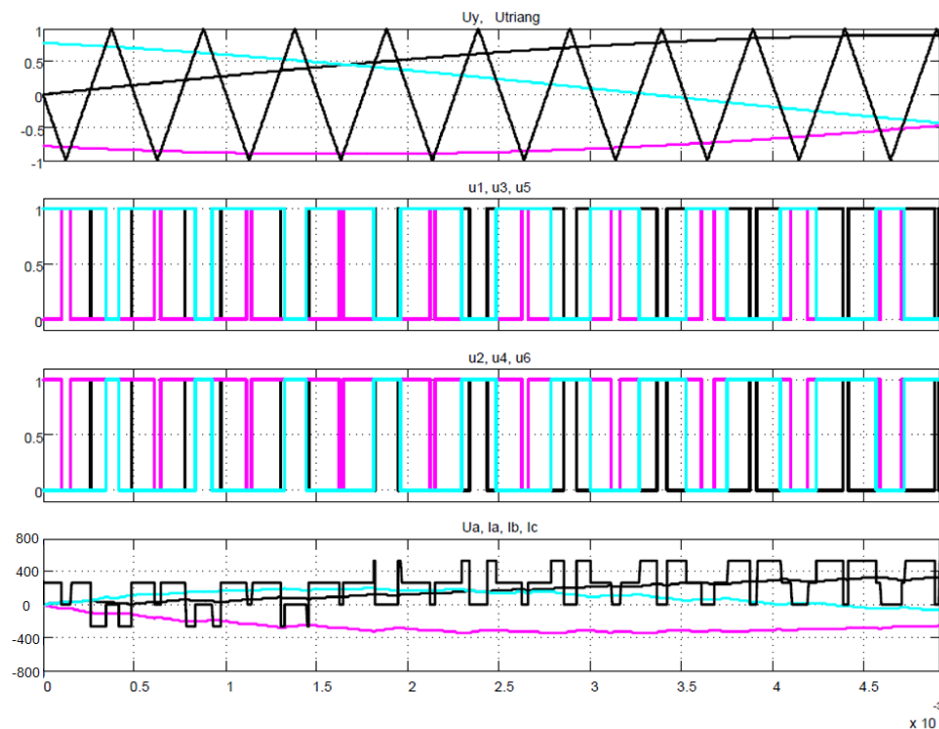


Рисунок 3.6 – Часова діаграма роботи трифазного інвертора

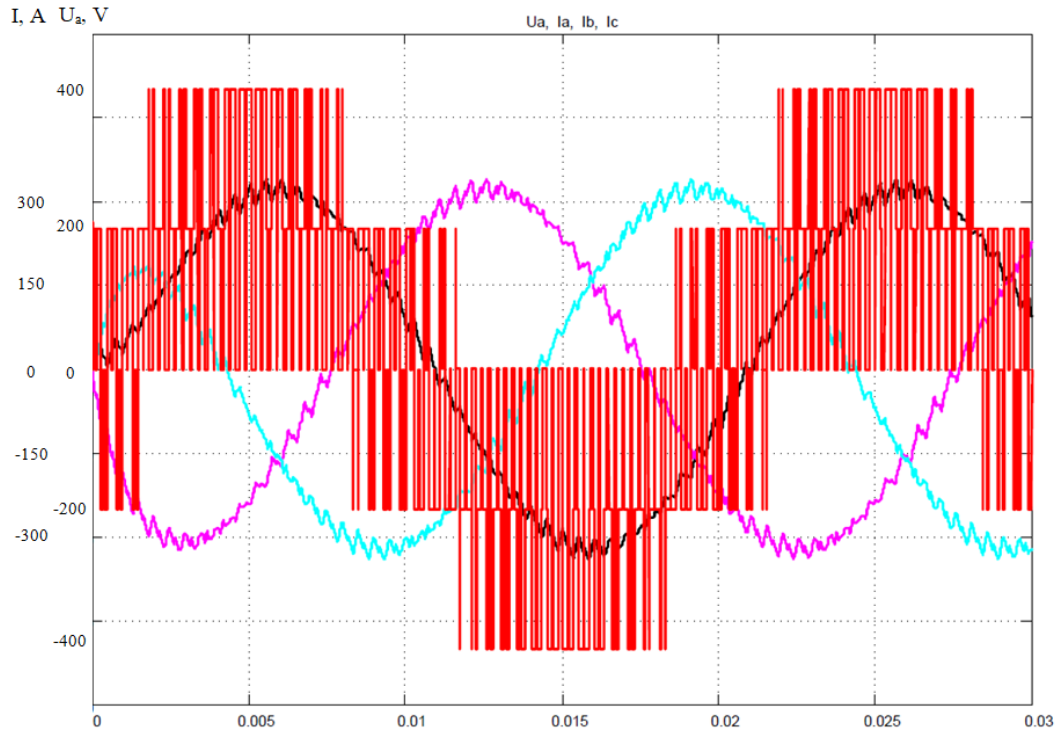


Рисунок 3.7 – Часова діаграма роботи інвертора в збільшеному масштабі

Трикутна опорна напруга порівнюється із задаючими напругами трьох фаз. В результаті порівняння формуються три керуючих напруги силовими ключами u_1 , u_3 і u_5 , після інвертування – керуючі напруги u_2 , u_4 та u_6 . Селектор Select1A задає порядок прямування сформованих сигналів керування в послідовності u_1 , u_2 , u_3 , u_4 , u_5 , u_6 , прийнятої для керування силовими ключами блоку Universal Bridge.

Перехідні процеси системи ПЧ-АД розглядаються за допомогою математичної моделі трифазної асинхронного АД, зібраної в Matlab. Модель представлена рисунку 3.8.

Модель складається з наступних основних блоків:

- джерела змінної однофазної напруги V_{ab} , V_{bc} ;
- досліджувана трифазна асинхронна машина Asynchronous;
- блок Moment, щоб задати момент на валу двигуна Simulink;
- блок Display для виведення зміни характеристики;
- блок Scope для спостереження струмів статора та ротора, а також швидкості та моменту асинхронного двигуна, побудова осцилограм.

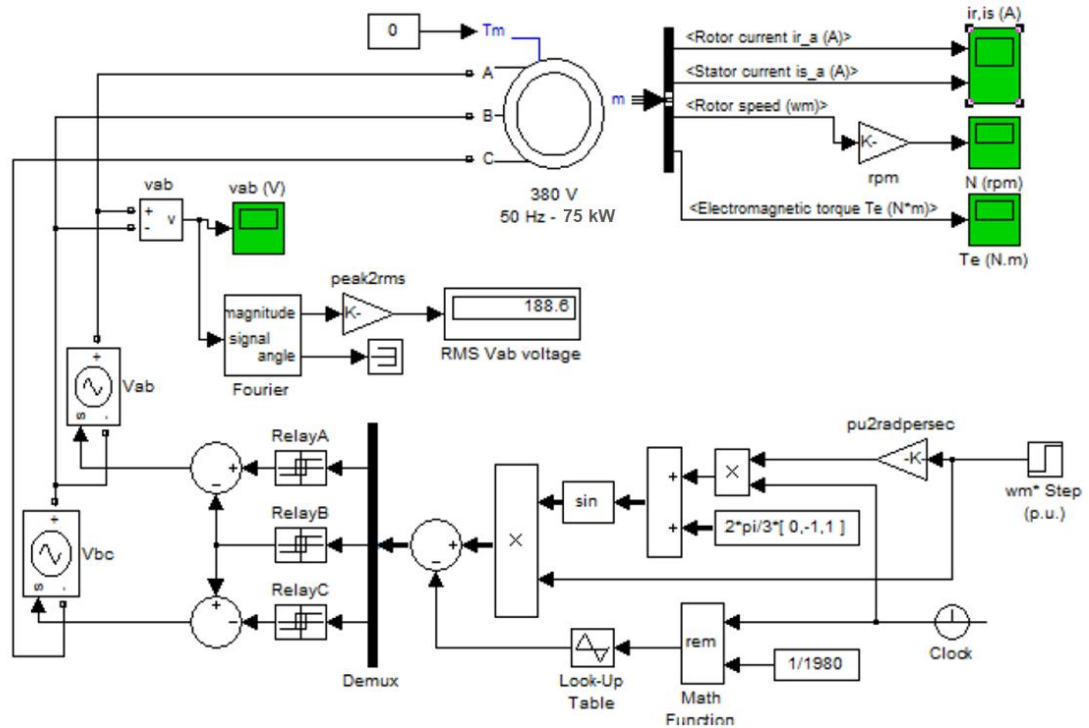


Рисунок 3.8 – Модель системи ПЧ-АД

Амплітуда напруги задається блоками Vab, Vbc і дорівнює 311 В. Значення асинхронної машини з короткозамкненим ротором беруться із паспортних даних асинхронного двигуна. Параметри напруги та параметрів досліджуваної асинхронної машини наведено на рисунку 3.9.

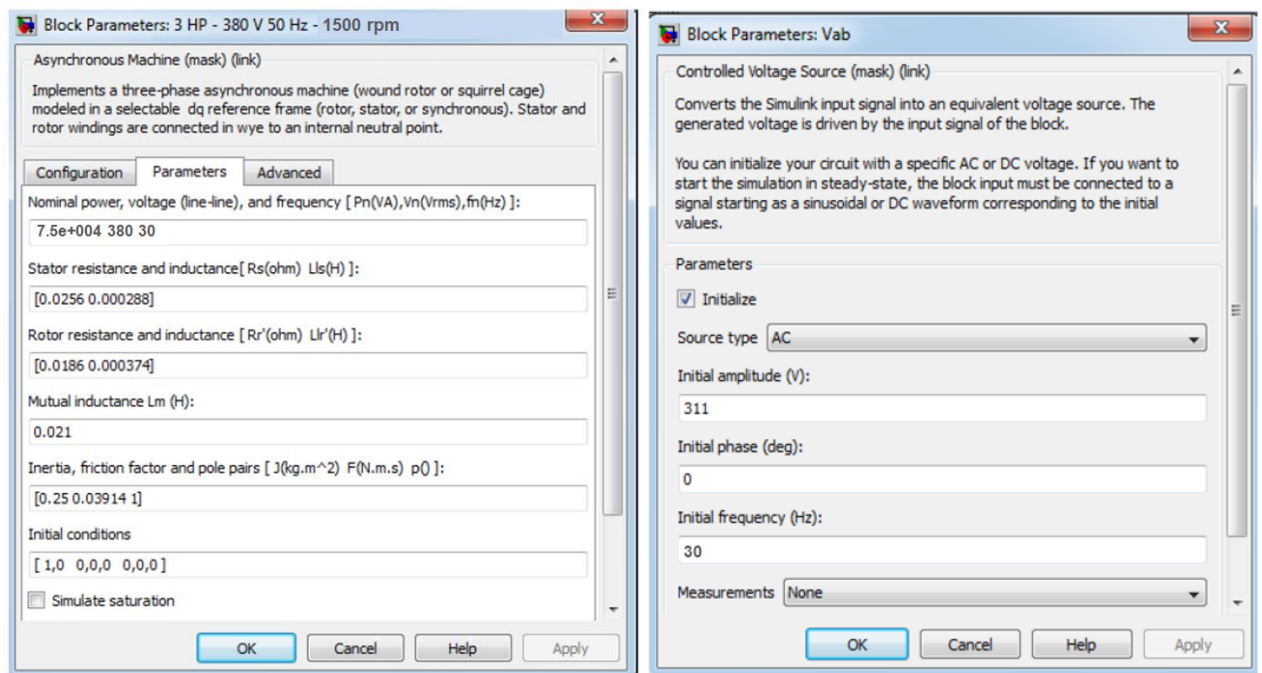


Рисунок 3.9 – Вікна задання параметрів асинхронного двигуна

На рисунках 3.10...3.12 показано електромеханічні величини тягового електродвигуна при частотному пуску і умовній частоті 30 Гц. Зрозуміло, що подібні залежності можна побудувати і при інших частотах, відмінних від стандартної частоти 50 Гц, як в сторону збільшення, так і в сторону зменшення.

Таким чином, змодельована система дає змогу всебічно дослідити процеси в перетворювачі частоти та приводному двигуні із застосуванням широтно-імпульсної модуляції.

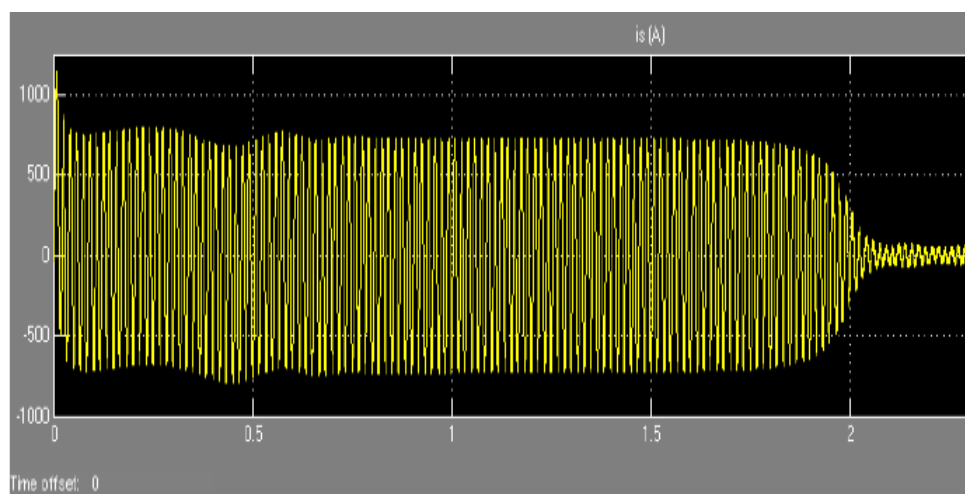


Рисунок 3.10 – Струм статора асинхронного двигуна

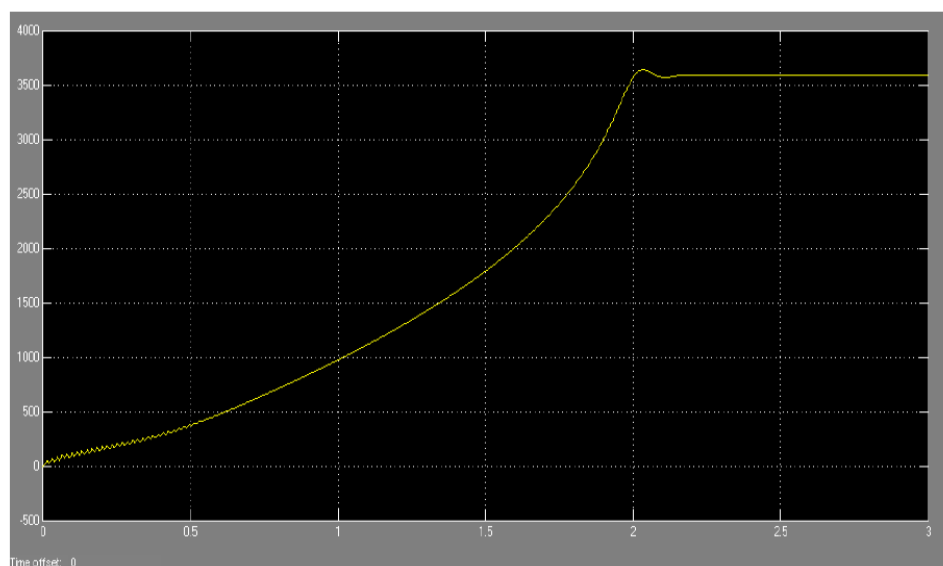


Рисунок 3.11 – Швидкість ротора асинхронного двигуна

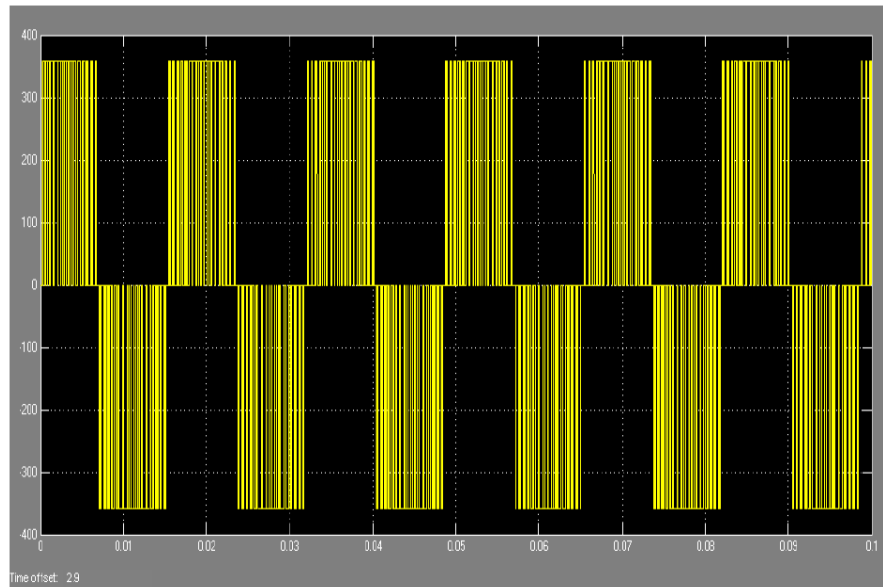


Рисунок 3.12 – Осцилограма напруги при частотному пуску при частоті 30 Гц

Як видно з результатів симуляції, осцилограми електричних і механічних величин відповідають раніше наведеним розрахункам. Це дає змогу вважати, що моделювання системи «перетворювач частоти-асинхронний двигун» проведено правильно, а значить вона повністю адаптована для електроприводу електромобіля.

3.5 Вибір контролера інвертора

Контролер тягового інвертора є високопродуктивною інтелектуальною системою реального часу, що реалізує складні алгоритми керування електродвигуном. Його вибір базується на вимогах до швидкодії, точності, надійності та функціональної безпеки. Зрозуміло, що давніші контакторно-релейні схеми керування є інерційними та характеризуються високими втратами на нагрів. Принципи широтно-імпульсної модуляції закладені в роботу і функціонування контролера, який згідно поданого алгоритму регулює параметри ШІМ для ефективного керування інвертором та двигуном.

Електропривід електромобіля функціонує через контролер, на який надходять сигнали від водія, зокрема через педаль газу та гальма. Контролер,

аналізуючи ці сигнали, формує відповідні сигнали для інвертора, який регулює потік потужності від АКБ до електродвигуна. При цьому при відповідних положеннях акселератора встановлюється частота та амплітуда напруги, що подається до тягового двигуна, залежно від потрібної швидкості та моменту.

Мікроконтролер виконує такі функції:

- формує сигнали керування транзисторами;
- формує зворотний зв'язок по струму та швидкості;
- обробляє сигнали з датчиків;
- формує командні сигнали для інвертора;
- опрацьовує алгоритми для реалізації векторного керування.

Також контролер повинен забезпечувати:

- захист від перевантаження;
- контроль температури;
- аварійне вимкнення.

На рисунку 3.13 показано мікроконтролер MSP430 від Texas Instruments, який характеризується наявністю вбудованих модулів для реалізації ШІМ.



Рисунок 3.13 – Вигляд мікроконтролера MSP430 [14]

Для комунікації із ШІМ-перетворювачем мікроконтролер використовує підтримку промислових протоколів обміну, таких як Profibus та Modbus.

РОЗДІЛ 4

ОХОРОНА ПРАЦІ

4.1 Аналіз небезпечних факторів в пристроях силової електроніки

У кваліфікаційній роботі бакалавра розглянутий інвертор частотного перетворювача як основного пристрою в тяговій системі електромобіля. Проаналізувавши даний пристрій з точки зору охорони праці виявлено, одним із небезпечних та шкідливих виробничих факторів є наявність відносно високих електричних напруги ($> 400 \text{ В}$) та струму ($> 300 \text{ А}$).

Знання основних правил дає змогу організувати свою роботу так, щоб виключити чи звести до мінімуму дію небезпечних факторів на себе і оточуючих. Як відомо постійний струм є небезпечнішим за змінний. Робота з електрикою небезпечна тим, що вона не діє на органи до моменту дотику зі струмопровідними частинами чи контактами. Це затруднює дистанційний пошук небезпеки. Перш за все, слід дотримуватись особливої обережності при роботі з перетворювальними установками [8].

Електрична напруга величиною більше 40 В є небезпечною для життя людини. Ступінь ураження залежить від шляху проходження електричного струму через тіло людини. Тому при розробці, діагностиці та випробуванні пристроїв силової електроніки чи радіоапаратури в пошуках несправностей слід працювати однією рукою задля запобігання дотику до струмоведучих частин обома руками.

4.2 Заходи по техніці безпеки при експлуатації перетворювачів

Перетворювач відносять до елементів силової електроніки, тому знання техніки безпеки при роботі з ним є обов'язковим. Передню кришку перетворювача дозволяється демонтувати тільки при вимкненому перетворювачі. Забороняється відчиняти передню кришку при ввімкненому живленні під час його роботи, тому що можливий дотик людини до відкритих

контактів високої напруги або до кіл, що можуть мати залишковий заряд високої напруги і може призвести до ураження електричним струмом.

Перед монтажем електропроводки або технічному обслуговуванні, необхідно вимкнути напругу на вході і зачекати мінімум 5 хв. для розряду конденсаторів. Допускається робота з лицьової панеллю перетворювача тільки сухими та чистими руками. Забороняється піддавати кабелі розтягуванню, підвищеній напрузі або струмовим навантаженням.

Забороняється торкатись плати, контактів та проводки мокрими руками. Для моделей зі ступенем захисту IP55, при вимірюванні ємності силового контуру слід врахувати, що після вимкнення перетворювача на електродвигуні ще декілька секунд зберігається напруга. Якщо перетворювач живить двигун з постійними магнітами, то при його обертанні на клеммах може бути напруга навіть при вимкненому перетворювачі.

Для усунення електромагнітних завад слід застосовувати фільтри враховуючи положення по електромагнітній сумісності. Перед вводом в експлуатацію перетворювачів обов'язково провести їх тестування.

На СТО інструкції з охорони праці під час обслуговування універсального тягового модуля встановлюють основні вимоги охорони праці та пожежної безпеки для обслуговуючого персоналу. У структурних підрозділах СТО розробляють інструкції з охорони праці з урахуванням типів обслуговуваних електромобілів, місцевих умов (організаційних форм експлуатації техніки, місць та умов базування, особливостей виробничої бази для її експлуатації та ремонту тощо) та вимог [8, 11].

До самостійного обслуговування силової частини електромобілів допускаються працівники старші 18 років, які не мають медичних протипоказань і пройшли в установленому порядку медичні огляди, вступний інструктаж з охорони праці, первинний інструктаж з охорони праці на робочому місці, з практичним показом безпечних прийомів та методів роботи; стажування на робочому місці, інструктаж з пожежної безпеки, навчання та

перевірку знань вимог охорони праці, навчання з надання першої допомоги постраждалим у разі нещасних випадків;

При виконанні робіт автомеханік та помічник повинні мати при собі службове посвідчення, посвідчення про групу електробезпеки не нижче III, посвідчення про перевірку знань з охорони праці, запобіжний талон з охорони праці. Автомеханіку забороняється перебувати на роботі та виконувати роботу у стані алкогольного, токсичного чи наркотичного сп'яніння.

Обслуговуючий персонал на СТО у процесі роботи зобов'язані виконувати вимоги Правил технічної експлуатації електромобілів, дотримуватися правил внутрішнього трудового розпорядку та встановлених режимів праці та відпочинку, виконувати тільки роботу або роботу, що входить до їх обов'язків, доручену керівником робіт після проведення цільового інструктажу з охорони праці та пожежної безпеки.

У процесі трудової діяльності працівники СТО повинні систематично підвищувати свої практичні та теоретичні знання з охорони праці, пожежної та електробезпеки та проходити: навчання з охорони праці в установлений термін; повторні інструктажі з охорони праці, правил користування та способів перевірки справності ЕТЗ – не рідше за 1 раз на 3 місяці.

Під час перевірки силової частини електромобіля перед роботою автоелектрик та помічник повинні виконати роботи, передбачені щозмінним технічним обслуговуванням та перевірити: справність механізмів, систем, вузлів та іншого обладнання, відсутність тріщин у несучих чи відповідальних елементах, наявність та комплектність інструменту, запасних частин, інвентарю, наявність медичної аптечки;

Забороняється виїзд із СТО за відсутності укомплектованої медичної аптечки, первинних засобів пожежогашіння або за наявності несправності: освітлення робочих зон (робочого місця, робочих органів), контрольних чи вимірювальних приладів, гальмівної системи, пристроїв захисту від струмів короткого замикання, перевантаження та перенапруги, системи аварійної зупинки двигуна.

Роботи з технічного обслуговування та ремонту електрообладнання необхідно виконувати:

- при непрацюючому електродвигуні та вивішеному заборонному плакаті «Не вмикати! Працюють люди», розміщеному на головному щиті автомайстерні;
- після перевірки відсутності напруги вольтметром або за допомогою показчика напруги (між усіма фазами та на кожній фазі по відношенню до заземлених частин);
- у процесі експлуатації необхідно стежити за станом ізоляції та надійністю контактів у місцях електричних з'єднань;
- заміну запобіжників, необхідно проводити лише ізольованими кліщами.

При експлуатації та технічному обслуговуванні електроустаткування забороняється:

- експлуатувати електрообладнання, на якому відсутні або несправні кожухи, що закривають усі обертові та струмопровідні частини;
- експлуатувати несправне електроустаткування, користуватися пускачами, кнопками, реле з відкритими або пошкодженими кришками, розбитими штепсельними розетками, роз'ємами;
- вмикати електричні пристрої в роботу без ретельного огляду та перевірки всіх елементів, якщо вони були відключені через несправність;
- замінювати конденсатори, плавкі вставки запобіжників нетиповими, що не відповідають номінальному струму споживачів;
- вмикати споживачі електроенергії без відповідного контролю над показаннями на приладах (вольтметрі, амперметрі);
- замінювати електричні лампи лампами, потужність яких вища за встановлену інструкцію заводу-виробника;
- застосовувати тимчасову електропроводку;
- виконувати будь-які роботи з електроз'єднаннями без зняття напруги у всіх електричних колах.

Розглянемо вимоги до ручного інструменту для забезпечення безпечного його використання. Перед початком робіт з технічного обслуговування та ремонту необхідно перевірити ручний слюсарний інструмент та пристрої на чистоту, справність, наявність захисних окулярів, масок та рукавиць. Ручний слюсарний інструмент та пристрої повинні застосовуватися за прямим призначенням. Робочі поверхні гайкових ключів не повинні мати збитих скосів. На рукоятці має бути вказано розмір ключа.

Бійки молотків та іншого інструменту ударної дії повинні мати гладку сферичну поверхню без сколів, зазубрин, напливів металу, вибоїн, тріщин, задирок і наклепу. Рукоятки молотків повинні мати по всій довжині в перерізі овальну форму, мати міцну посадку з додатковим кріпленням сталевим клином, бути гладкими і не мати задирок, тріщин і сучків.

Викрутка повинна вибиратися по ширині робочої частини (лопатки), яка залежить від розміру шліца в головці шурупа або гвинта. Зубила, крейцмейселі, борідки та керни повинні мати гладку потиличну частину без тріщин, наклепу та скосів, їх довжина повинна бути не менше 150 мм.

Інструмент ручний ізолюючий (викрутки, пасатижі, плоскогубці, круглогубці, кусачки тощо) повинен мати справні ізолюючі рукоятки та штамп про випробування. Якщо ізоляційне покриття ручок інструменту складається з двох шарів ізоляції, то при появі іншого кольору ізоляції з-під пошкодженого верхнього шару інструмент повинен бути вилучений з експлуатації. Якщо покриття складається з трьох шарів ізоляції, то при пошкодженні або стиранні верхнього шару інструмент може залишитися в експлуатації до появи нижнього шару ізоляції.

Для безпеки обслуговуючого персоналу необхідно забезпечити їх захист від небезпечних і шкідливих виробничих факторів, що наявні на СТО. Під поняттям шум розуміють звук (або сукупність звуків різної інтенсивності та частоти) незалежно від його характеру та походження, який несприятливо впливає на здоров'я і працездатність людини та заважає сприйняттю корисної інформації.

ВИСНОВКИ

1. Проведений аналіз сучасного стану електроприводів електромобілів показав, що ключовими тенденціями є підвищення енергоефективності, зменшення масогабаритних показників, а також широке впровадження інтелектуальних систем керування. Встановлено, що частотно-регульований електропривід є базовим рішенням для сучасного електротранспорту завдяки високій керованості та енергетичній ефективності.

2. Розгляд принципу роботи частотно-регульованого електропривода дозволив визначити взаємозв'язок його основних складових: інвертора, електродвигуна та системи керування. Показано, що саме інвертор забезпечує перетворення постійного струму батареї у змінну з регульованою частотою, що є визначальним для керування швидкістю та моментом електродвигуна.

3. Дослідження методів керування тяговим інвертором показало, що скалярне керування є простішим у реалізації, однак не забезпечує високої точності та динаміки. Векторне керування, навпаки, дозволяє досягти високої якості регулювання моменту та швидкості, що є критично важливим для тягових електроприводів електромобілів.

4. Виконано розрахунок силової частини електропривода, включаючи параметри тягової батареї, інвертора, силових транзисторів та електродвигуна. Отримані результати підтверджують узгодженість параметрів елементів системи та їх відповідність заданим режимам роботи.

5. Розроблена математична модель частотно-регульованого електропривода дала можливість дослідити поведінку системи у різних режимах. Моделювання підтвердило адекватність прийнятих технічних рішень та дозволило оцінити вплив параметрів системи на її характеристики. У результаті дослідження динамічних та енергетичних характеристик встановлено, що електропривід забезпечує стабільну роботу в широкому діапазоні швидкостей і навантажень, має прийнятні показники енергоефективності та достатню швидкодію.

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Chenyu Peng. Analysis Of Development of Traction Inverters and Control Strategies and Optimization of PWM And SVPWM. Highlights in Science, Engineering and Technology. PSETE 2024. Vol. 112. 2024, pp. 371-378.
2. Chen, L., Li, J. Control Systems for Electric Vehicles: A Review IEEE Transactions on Industrial Electronics. Т. 68. №4. 2021, p. 3456-3468.
3. Ekici Elanur, Tahsin Koroglu, Özgür Çelik. Design and analysis of two-stage bidirectional power converter for vehicle-to-grid technology with fuel cell-battery electric vehicle. Journal of Energy Storage. Vol. 106. 2024, pp. 75-92.
4. Ghazanfari A., Perreault C. The Path to a Vehicle-to-Grid Future: Powering Electric Mobility Forward, IEEE Industrial Electronics Magazine. Vol.16, no. 3, 2022. pp. 4-13.
5. Gillespie Thomas. Fundamentals of Vehicle Dynamics. SAE International, 2021. 480 p.
6. Joseph Beretta. Automotive Electricity. Electric Drives. John Wiley & Sons, Inc. 111 River Street Hoboken, NJ 07030. 2025, 324 p.
7. Kumar R. Singh, P. Comparative Analysis of Electric Motor Types for Automotive Applications. Energy Reports. Т. 9, № 2. 2023, pp. 123-135.
8. Mammeri El Nouha, Oswaldo Lopez-Santos, Abdelali El Aroudi, Jure Domajnko, Natasa Prosen, Luis Martinez-Salamero. Modeling and Control of a Three-Phase Interleaved Buck Converter as a Battery Charger. IEEE Access. 2025, pp. 654-672.
9. Mookkan Jayamurugan, Saravanan Kaliyaperumal, Hossam Kotb, R. Narayanamoorthi. Novel Modular Buck-Boost based Multiport Bidirectional DC-DC Converter (MPBC) for Hybrid Electric Vehicle Application. IEEE Access. 2025, pp. 89-112.
10. Poorfakhraei A., Narimani M., Emadi A. A review of multilevel inverter topologies in electric vehicles: Current status and future trends. IEEE Open Journal of Power Electronics, Issue 2. 2021, pp. 155-170.

11. Sambhavi Y., Ramachandran V. A technical review of modern traction inverter systems used in electric vehicle application. Energy Reports, Issue 10. 2023, pp. 3882-3907.
12. Smith T., Johnson D. Market Overview of Electric Drive Manufacturers. Automotive Technology Review. T. 12, № 1. 2022, pp. 78-89.
13. Spellman Frank R. The Science of Electric Vehicles: Concepts and Applications CRC Press, 2023, 233 p.
14. Wang Y., Zhang X. Current Trends in Electric Vehicle Development. Journal of Electric Vehicles. T. 15, № 3. 2022, pp. 45-60.
15. Wei Liu. Introduction to hybrid vehicle system modeling and control. John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey. 2023, 429 p.
16. Electronics tutorials. [https:// www. Electronics-tutorials.ws/power/ switch mode – power-supply.html](https://www.Electronics-tutorials.ws/power/switchmode-power-supply.html). (дата звернення 16.05.2026 р.).