

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

Факультет електроенерготехніки та автоматики

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

«На правах рукопису»
УДК _____

До захисту допущено:

Завідувач кафедри

_____ Сергій КОВБАСА

«__» _____ 20__ р.

Магістерська дисертація

на здобуття ступеня магістра

**за освітньо-науковою програмою «Електромеханічні системи
автоматизації, електропривод та електромобільність»**

**зі спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка»**

**на тему: «Електромеханічна система тролейбуса з коротким
автономним ходом на основі асинхронного двигуна»**

Виконав:

студент II курсу, групи ЕП-11мн

Вербовий Юрій Васильович _____

Науковий керівник:

зав. каф., д.т.н., доц.,

Ковбаса Сергій Миколайович _____

Консультант _____

Рецензент:

зав. каф., к.т.н., доц.,

Чумак Вадим Володимирович _____

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

Студент _____

Київ – 2023 рік

ВІДОМІСТЬ МАГІСТЕРСЬКОЇ ДИСЕРТАЦІЇ

[illegible]

Пояснювальна записка до магістерської дисертації

на тему: _____ Електромеханічна система тролейбуса з
_____ коротким автономним ходом на основі
_____ асинхронного двигуна

Київ – 2023 р.

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Факультет електроенерготехніки та автоматики
Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

Рівень вищої освіти – другий (магістерський)

Спеціальність – 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

Освітньо-наукова програма «Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Сергій КОВБАСА

«__» _____ 2023 р.

ЗАВДАННЯ
на магістерську дисертацію студенту
Вербовому Юрію Васильовичу

1. Тема дисертації «Електромеханічна система тролейбуса з коротким автономним ходом на основі асинхронного двигуна», науковий керівник дисертації Ковбаса, Сергій, Миколайович, доктор технічних наук, доцент, затверджені наказом по університету від «20» березня 2023 р. № 1266-с
2. Термін подання студентом дисертації 10.05.2023 _____
3. Об'єкт дослідження - процеси електромеханічного перетворення енергії в електромеханічній системі тролейбуса.
4. Предмет дослідження – електромеханічна система тролейбуса з автономним ходом, а саме її частина, що відповідає за роботу в тролейбуса в маневровому режимі.
5. Перелік завдань, які потрібно розробити: 1.Розглянути існуючі конфігурації DC/DC перетворювачів, акумуляторних батарей та досвіду інших країн у електрифікації міського пасажирського транспорту;
2.Розробити тахограму руху та на основі неї, а також знаючи параметри механічної частини тролейбуса розрахувати та вибрати тягову акумуляторну батарею для короткого та довгого автономного ходу; 3.Розробити алгоритм прямого векторного керування моментом асинхронного двигуна; 4.Розробити макет підвищуючого перетворювача, що включає в себе розрахунок та вибір

основних компонентів, а також розробку схеми електричної принципової;
 5. Розрахувати параметри основних компонентів підвищуючого перетворювача для використання його на тролейбусі, розробити алгоритм керування напругою ланки постійного струму, розробити модель перетворювача та його алгоритму керування в середовищі MATLAB/Simulink для подальшого тестування методом математичного моделювання, врахувати наявність кламперного кола, додавши його в модель перетворювача;
 6. Дослідити динамічні показники системи прямого векторного керування моментом за умови живлення від перетворювача з врахуванням обмежень по напрузі та по струму споживання від батареї.

6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу: 1. Тяговий електропривод схема електрична функціональна 2. Керуючий контролер схема електрична принципова 3. Результати досліджень електромеханічної тролейбуса системи методом математичного моделювання 4. Макет підвищуючого DC/DC перетворювача схема електрична принципова 5. Розрахунок акумуляторної батареї короткого та довгого автономного ходу 6. Моделі побудовані в середовищі MATLAB/Simulink для дослідження електромеханічної системи тролейбуса з автономним ходом

7. Орієнтовний перелік публікацій Вербовий Ю.В., Ковбаса С.М. DC-DC converters for electric vehicles. Вербовий Ю.В., Ковбаса С.М. Використання підвищуючого DC/DC перетворювача для живлення тягового електроприводу тролейбуса при роботі в маневровому режимі

8. Консультанти розділів дисертації*

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

9. Дата видачі завдання 10.03.23

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Розгляд існуючих конфігурацій DC/DC перетворювачів, акумуляторних батарей та досвіду інших країн у електрифікації міського пасажирського транспорту;	14.03.23	
2	Розробка тахограми руху, вибір тягової акумуляторної батареї для короткого та довгого автономного ходу	26.03.23	

* Якщо визначені консультанти. Консультантом не може бути зазначено наукового керівника магістерської дисертації.

3	Розробка алгоритму прямого векторного керування моментом асинхронного двигуна	9.04.23	
4	Розробка макету підвищуючого перетворювача, що включає в себе розрахунок та вибір основних компонентів, а також розробку схеми електричної принципової	16.04.23	
5	Розрахунок параметрів основних компонентів підвищуючого перетворювача для використання його на тролейбусі, розробка алгоритму керування напругою ланки постійного струму, розробити моделей в середовищі MATLAB/Simulink	23.04.23	
6	Дослідження динамічних показників системи прямого векторного керування моментом за умови живлення від перетворювача	30.04.23	
7	Розрахунок та вибір основних елементів силової частини	07.05.23	
8	Розроблення стартап-проекту	14.05.23	

Студент

Юрій ВЕРБОВИЙ

Науковий керівник

Сергій КОВБАСА

РЕФЕРАТ

Магістерська дисертація містить 139 сторінок, 48 рисунків, 15 таблиць, 6 додатків, 6 аркушів графічної частини, 70 джерел.

Магістерська дисертація присвячена вирішенню актуального питання – розробці електромеханічної системи тролейбуса з коротким автономним ходом на основі асинхронного двигуна.

Структура дисертації:

1. Аналітичний огляд
2. Розрахунок акумуляторної батареї автономного ходу
3. Розробка алгоритму прямого векторного керування моментом асинхронного двигуна
4. Розробка макету підвищуючого DC/DC перетворювача
5. Використання підвищуючого перетворювача на тролейбусі
6. Дослідження динамічних показників системи векторного керування моментом при роботі від перетворювача методом математичного моделювання
7. Вибір основних елементів силової частини перетворювача
8. Розроблення стартап-проекту
9. Загальні висновки

Ключові слова:

ТРОЛЕЙБУС, АВТОНОМНИЙ ХІД, ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНА СИСТЕМА, ТЯГОВИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД, ТАХОГРАМА РУХУ, АКУМУЛЯТОР, СИСТЕМА КЕРУВАННЯ, DC/DC ПЕРЕТВОРЮВАЧ

					141.8030.001.МД			
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата	Електромеханічна система тролейбуса з коротким автономним ходом на основі асинхронного двигуна РЕФЕРАТ	Літ.	Арк.	Аркушів
Розроб.		Вербовий Ю.В.						
Керівник.		Ковбаса С.М.					7	139
Н. Контр.						КПІ ім. Ігоря Сікорського Каф. АЕМС – ЕП Гр. ЕП – 11мн		
Затверд.		Пересада С.М.						

ABSTRACT

The master's thesis contains 139 pages, 48 figures, 15 tables, 6 appendices, 6 sheets of the graphic part, 70 sources.

The master's thesis is devoted to the solution of an urgent issue - the development of an electromechanical system of a trolleybus with a short autonomous run based on an asynchronous motor.

Master's thesis structure:

1. Analytical review
2. Calculation of the battery for autonomous operation
3. Development of an algorithm for direct vector torque control of an asynchronous motor
4. Development of a layout of a step-up DC/DC converter
5. Using a step-up converter on a trolleybus
6. Study of the dynamic parameters of the vector moment control system when working from the converter by the method of mathematical modeling
7. Selection of the main elements of the power part of the converter
8. Development of a startup project
9. General conclusions

Keywords:

TROLLEY, AUTONOMOUS OPERATION, ELECTRO-MECHANICAL SYSTEM, ELECTRIC TRACTION DRIVE, MOTION TACHOGRAM, BATTERY, CONTROL SYSTEM, DC/DC CONVERTER

					141.8030.001.МД			
	Letter	№ of doc.	Sign.	Date				
Devel.		Y. Verbovyi			Electromechanical system of a trolleybus with short autonomous operation based on an asynchronous motor ABSTRACT	Letter	Page	Pages
Checked		S. Kovbasa					8	139
						Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute Department of Electromechanical Systems Automation and Electrical Drives group EP – 11 mn		
N. Contr.								
Approved.		S. Peresada						

ЗМІСТ

Зміст	9
Вступ	12
1 Аналітичний огляд	14
1.1 Класифікація підвищуючих DC/DC перетворювачів	16
1.2 Способи електрифікації громадського транспорту	25
1.3 Тролейбус як вид міського транспорту	28
1.4 Ідея інтелектуальної троллейбусної системи	29
1.5 Переваги інтелектуальної троллейбусної системи	30
1.6 Типи тягових двигунів застосовуваних на троллейбусах	30
1.7 Системи керування тяговими двигунами	31
1.8 Порівняльний аналіз типів акумуляторних батарей	32
1.9 Суперконденсатор	36
1.10 Висновки до розділу	37
2 Розрахунок акумуляторної батареї автономного ходу	38
2.1 Визначення дальності короткого автономного ходу	42
2.2 Розрахунок та вибір акумуляторної батареї для довгого автономного ходу	44
2.3 Висновки до розділу	50
3 Розробка алгоритму прямого векторного керування моментом асинхронного двигуна	51
3.1 Струмове керування моментом при ідеальному полеорієнтуванні	51
3.2 Пряме векторне керування моментом АД на основі принципу розділення	57
3.3 Алгоритм прямого векторного керування моментом асинхронного двигуна	63
4 Розробка макету підвищуючого DC/DC перетворювача	64
4.1 Вольт-секундний баланс індуктивності та ампер-секундний баланс конденсатора	68

4.2 Математична модель підвищуючого перетворювача в усереднених координатах	72
4.3 Перевірка моделі в усереднених координатах	73
4.4 Параметри макету	77
4.5 Розрахунок індуктивності	77
4.6 Розрахунок максимального значення струму через індуктивність	78
4.7 Розрахунок та вибір вихідного конденсатора	79
4.8 Вибір транзистора	80
4.9 Вибір драйвера для транзистора	80
4.10 Висновки до розділу	80
5 Використання підвищуючого перетворювача на тролейбусі	82
5.1 Параметри проектного для тролейбуса підвищувального DC/DC перетворювача	85
5.2 Розрахунок індуктивності дроселя	85
5.3 Розрахунок максимального значення струму через дросель та амплітуди його пульсацій	87
5.4 Розрахунок ємності вихідного конденсатора	90
5.5 Алгоритм керування DC-DC перетворювачем	91
5.6 Реалізація моделі алгоритму керування DC-DC перетворювачем в середовищі MATLAB/Simulink	93
5.7 Тестування алгоритму керування перетворювачем напруги	95
5.8 Перевірка роботи струмообмеження та кламперного кола	97
5.9 Висновки до розділу	99
6 Дослідження динамічних показників системи векторного керування моментом при роботі від перетворювача методом математичного моделювання	100
6.1 Моделювання системи векторного керування моментом за умови живлення від підвищуючого перетворювача	101
6.2 Висновки до розділу	110

7 Вибір основних елементів силової частини перетворювача.....	112
7.1 Вибір IGBT транзисторів для автономного інвертора напруги .	112
7.2 Розрахунок та вибір конденсаторів ємнісного фільтру.....	113
7.3 Вибір резистора та ключа клампера	114
7.4 Вибір датчиків напруги та струму	116
7.5 Вибір транзисторів вхідного моста	116
7.6 Вибір вхідного дроселя	116
8 Розроблення стартап-проекту.....	117
8.1 Опис ідеї проекту	117
8.2 Технологічний аудит ідеї.....	117
8.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту	119
8.4 Висновки до розділу.....	122
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ.....	123
Перелік використаних джерел.....	126
Додаток А	134
Додаток Б.....	135
Додаток В.....	136
Додаток Г	137
Додаток Д	138
Додаток Е.....	139

ВСТУП

Актуальність теми. На сьогоднішній день тролейбусний парк України є застарілим та зношеним і потребує оновлення або модернізації рухомого складу.

Як альтернативу дороговартісний закупівлі нового, можна розглянути модернізацію наявного рухомого складу шляхом оснащення батареєю автономного руху та сучасним електроприводом.

Тролейбус з можливістю автономного ходу від акумуляторної батареї є перспективним та затребуваним видом міського пасажирського транспорту, що може вирішити ряд питань, пов'язаних з недоліками традиційного тролейбуса та автобусів з дизельним або бензиновим двигуном внутрішнього згорання, тому розвиток та проведення наукових досліджень по даній тематиці є актуальною науковою задачею.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Питанню гібридних джерел живлення, керування двонаправленими підвищуючими перетворювачами присвячено чимало статей, зокрема [2 - 8]. Також варто відмітити, що на кафедрі АЕМС-ЕП [9] активно розвивається напрямок електромобільності.

Метою роботи є розробка електромеханічної частини тролейбуса з автономним ходом, а також перевірка можливості використання підвищувача DC/DC перетворювача для забезпечення живленням електроприводу в маневровому режимі роботи.

Для досягнення поставленої мети, необхідно вирішити наступні **завдання**:

1. Розглянути існуючі конфігурації DC/DC перетворювачів, акумуляторних батарей та досвіду інших країн у електрифікації міського пасажирського транспорту;
2. Розробити тахограму руху та на основі неї, а також знаючи параметри механічної частини тролейбуса розрахувати та вибрати тягову акумуляторну батарею для короткого та довгого автономного ходу;
3. Розробити алгоритм прямого векторного керування моментом асинхронного двигуна;
4. Розробити макет підвищувача перетворювача, що включає в себе

розрахунок та вибір основних компонентів, а також розробку схеми електричної принципової;

5. Розрахувати параметри основних компонентів підвищуючого перетворювача для використання його на тролейбусі, розробити алгоритм керування напругою ланки постійного струму;
6. Дослідити динамічні показники системи прямого векторного керування моментом за умови живлення від перетворювача з врахуванням обмежень по напрузі та по струму споживання від батареї.

Об'єкт дослідження – процеси електромеханічного перетворення енергії в електромеханічній системі тролейбуса.

Предмет дослідження – електромеханічна система тролейбуса з автономним ходом, а саме її частина, що відповідає за роботу в тролейбуса в маневровому режимі.

Методи дослідження – в роботі використано методи теорії електропривода, теорії автоматичного керування, теорії електричних кіл, математичного моделювання.

Наукова новизна одержаних результатів полягає в тому, що було запропоновано використати уже наявні на тролейбусі елементи, а саме дросель, вхідний міст та конденсатор ланки постійного струму для побудови повнокерованого підвищуючого перетворювача для підвищення напруги низьковольтної батареї для живлення тягового електроприводу в маневровому режимі.

Практичне значення одержаних результатів розробленого підхід для вирішення проблеми забезпечення маневрового режиму для уже існуючих тролейбусів.

Апробація результатів дисертації. Вербовий Ю.В., Ковбаса С.М. DC-DC converters for electric vehicles. Вербовий Ю.В., Ковбаса С.М. Використання підвищуючого DC/DC перетворювача для живлення тягового електроприводу тролейбуса при роботі в маневровому режимі

1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД

Перетворювачі із можливістю підвищення напруги широко використовуються у великій кількості застосувань де потрібно перетворення електроенергії, від часток вольт до десятків тисяч вольт на рівнях потужності від міліват до мегават.

Наразі відомо про різні методи підвищення напруги, в основні яких лежать елементи накопичення енергії (дроселі та конденсатори) та/або трансформатори. Для комутації цих елементів використовуються транзистори та діоди.

Комбінації різних методів підвищення напруги з додатковими компонентами в схемі дозволяють створювати численні нові топології та конфігурації, які часто є досить складними.

Перетворювачі постійного струму виникли з розвитком з технології широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). Підвищувальні перетворювачі постійного струму перетворюють напругу нижчого рівня в напругу вищого рівня, тимчасово накопичуючи енергію, а потім вивільняючи її на вихід.

Таке накопичення може відбуватися або в магнітному полі (один індуктор або зв'язані індуктори), або в електричному полі (конденсатори) за допомогою різних активних або пасивних перемикаючих елементів (транзисторів та діодів).

Із впровадженням напівпровідникових приладів у 1950-х роках підвищувальні перетворювачі постійного струму досягли підвищення ККД, і їх використання прискорилося в 1960-х роках, коли напівпровідникові прилади стали комерційно доступними [10].

Розвиток аерокосмічної та телекомунікаційної промисловості ще більше розширив межі дослідження підвищувальних перетворювачів, особливо в тих сферах застосування, де головне занепокоєння викликали ефективність, компактність та вага.

З кінця 1980-х років ефективність неухильно підвищувалася завдяки використанню силових польових транзисторів (FET), які здатні працювати більш ефективно на високих частотах, ніж силові біполярні транзистори, одночасно зазнаючи менших втрат на комутацію та вимагаючи менш складної схеми керування.

Крім того, польовий транзистор замінює діоди при використанні синхронного випрямлення, опір польового транзистора у відкритому стану значно нижчий і додатково підвищує ефективність перетворювача постійного струму [11]–[12].

Керований за допомогою ШІМ перетворювач є основною топологією підвищення напруги постійного струму з функціями, які роблять його придатним для різних застосувань починаючи від портативних пристроїв малої потужності до стаціонарних пристроїв високої потужності.

Широке застосування подібних перетворювачів постійного струму було зумовлене малою кількістю елементів, що є головною перевагою з точки зору спрощення моделювання, реалізації проекту та виробництва.

Можливість підвищення напруги забезпечується індуктором на вхідній стороні, який може працювати або з безперервним струмом — у так званому режимі безперервної провідності (CCM) — або включаючи стан нульового струму. в режимі переривчастої провідності (DCM).

Загалом робота в режимі CCM є більш поширеною через те, що при роботі в режимі DCM коефіцієнт посилення напруги залежить від навантаження, високу пульсацію струму та низьку ефективність роботи.

Однак при роботі в режимі DCM означають дросель має меншу індуктивність та габарити [13].

На додаток до вищезазначених особливостей підвищувальний перетворювач також має кілька недоліків: жорстке перемикання транзистора та жорстке зворотне відновлення на діоді, що спричиняє зниження ефективності; немінімально-фазову характеристику внаслідок наявності нуля на правій півплощині, що призводить до складнощів при розробці алгоритму керування;

Недоліки звичайних підвищувальних перетворювачів спонукали дослідників досліджувати та відкривати нові топології, особливо коли потрібні високий коефіцієнт підвищення напруги та краща динаміка, стабільність і надійність, а також більша ефективність. Крім того, було досягнуто покращення у рівні пульсацій вхідної напруги та струму, одночасно знижено електромагнітні перешкоди (EMI) [6]–[11].

Існує постійний попит на надійні, ефективні, невеликі та легкі підвищувальні перетворювачі постійного струму для різноманітних застосувань. Деякі з цих вимог можна просто задовольнити, використовуючи перетворювачі другого, третього та четвертого порядку, наприклад топології SEPIC, C'uk і Zeta.

Крім того, прямоходові, зворотноходові, двотактні, напів- і повномостові перетворювачі використовуються на різних рівнях напруги та потужності, де потрібна гальванічна розв'язка.

Однак у літературі також представлені більш складні нові топології, які використовують різні методи підвищення напруги, такі як використання багаторівневих або каскадних топологій, або використання помножувача напруги (VMC), комутованими конденсаторами (SC) та/або з'єднаними індукторами [14].

Кожна топологія має свої переваги та недоліки, і їх слід вибирати залежно від вимог, наприклад, ізольована/неізольована, однонаправлена/двонаправлена, напруга/струм, жорстка/м'яка комутація.

1.1 Класифікація підвищуючих DC/DC перетворювачів

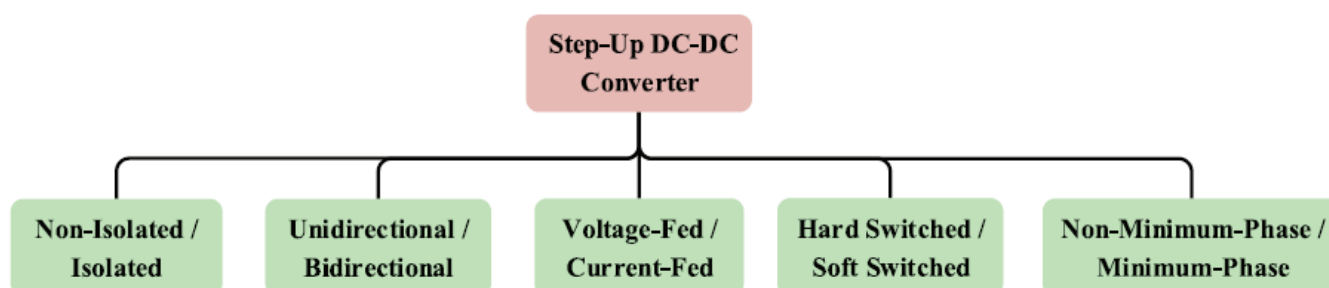


Рисунок 1.1 – Загальна класифікація підвищуючих DC/DC перетворювачів

1.1.1 Ізольований/неізольований перетворювач. Основним методом підвищення напруги постійного струму є використання підвищувального перетворювача з ШІМ, який складається лише з трьох компонентів (індуктора, перемикача та діода), це простий, недорогий і ефективний неізольований підвищувальний перетворювач, який підходить для багатьох застосувань. На рис. 1.2 (а) показано загальний вигляд неізольованих перетворювачів постійного струму.

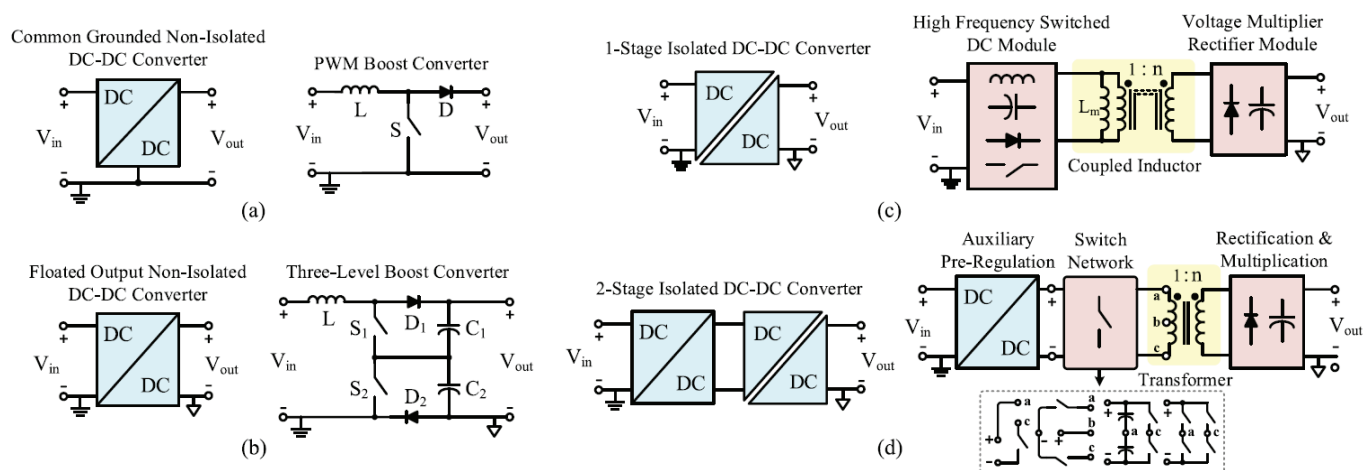


Рисунок 1.2 – Різні структури DC–DC перетворювачів. (a) неізолювані перетворювачі постійного струму з спільною землею, (b) з плаваючим виходом, (c) одноступінчатий та (d) двокаскадні ізолювані перетворювачі постійного струму.

Подібно до ШІМ перетворювача, інші неізолювані DC-DC структури зазвичай мають відносно рівень низький потужності з меншою вартістю та розміром.

Завдяки їх широкому застосуванню та простоті реалізації ці схеми набули широкого вжитку. Ці схеми можуть використовуватися із спільним заземленням між входом і виходом або з плаваючим виходом, і на рис. 1.2 (b) показано загальний вигляд неізолюваного перетворювача постійного струму з плаваючим виходом разом із трирівневим підвищуючим перетворювачем.

Спільне з'єднання між входом і виходом неізолюваних перетворювачів постійного можна використовувати для покращення продуктивності системи.

Крім того, неізолювані перетворювачі постійного струму можуть бути побудовані з магнітним зв'язком або без нього. Якщо кратність підвищення напруги не висока та ефективність не є основною проблемою, корисним рішенням, яке спрощує конструкцію перетворювача, усуваючи потребу у зв'язаній магнітній конструкції, можуть бути неізолювані структури без магнітного зв'язку, що містять лише комутаційні пристрої та пасивні компоненти. Однак у системах великої потужності часто корисно використовувати магнітний зв'язок, якщо потрібна велика кратність підвищення напруги, і це може підвищити як ефективність, так і надійність.

Як трансформатор так і зв'язаний індуктор можуть бути використані в неізолюваних структурах постійного струму.

Електрична ізоляція є важливою характеристикою для мережевих перетворювачів та для деяких інших застосувань, які вимагають надійної передачі електроенергії з низьким рівнем шуму та зниженням електромагнітних перешкод.

Стандарти безпеки зазвичай вказують допустимий рівень перешкод та рівень напруги електричної ізоляції між входом і виходом перетворювача постійного струму, який необхідний в конкретному випадку.

В деяких випадках, наприклад в медичній або військовій техніці, в авіаційній галузі прилади, що живляться від перетворювачів різних типів особливо вразливі до несправностей і шуму; оскільки безпека також є основною проблемою для цих застосувань, електрична ізоляція зазвичай необхідна.

Ізолювані перетворювачі постійного та постійного струму можуть бути одно- або двоступеневими структурами та можуть бути реалізовані за допомогою сполученого індуктора або трансформатора. На рис. 1.2 (с) показано схеми однокаскадних ізолюваних перетворювачів постійного струму та ізолюваного перетворювача постійного струму з зв'язаним індуктором.

У цій категорії зв'язаний індуктор накопичуватиме енергію в одному циклі, а потім живитиме навантаження в інших циклах; такі перетворювачі зазвичай працюють на високій частоті, щоб зменшити розмір магнітних компонентів.

У перетворювачах на базі трансформаторів напруга вхідного джерела постійного струму перетворюється на напругу змінного струму, часто прямокутної форми, а потім пропускається через трансформатор.

Концепція перемикання в ізолюваних перетворювачах постійного струму змінюється залежно від топології, прикладами добре відомих ізолюваних структур постійного струму на основі трансформаторів є прямі, двотактні, напів- та повної мостові перетворювачі.

1.1.2 Однонаправлений/двонаправлений. Більшість основних типів перетворювачів постійного струму використовуються для передачі односпрямованого потоку потужності, у якому джерело вхідного живлення має

лише забезпечувати навантаження.

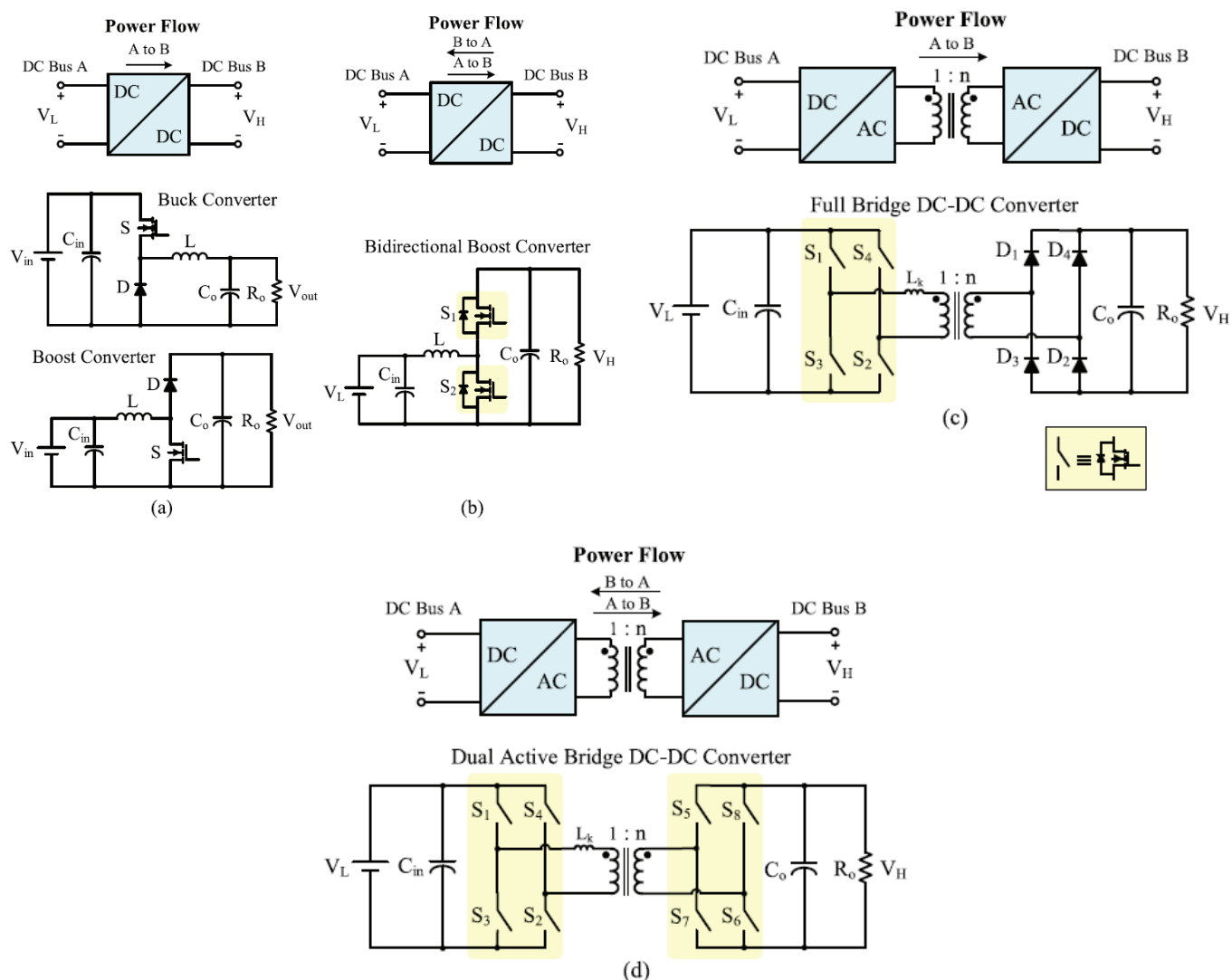


Рисунок 1.3 - Однонаправлені та двонаправлені DC–DC перетворювачі. (a) неізовльовані односпрямовані та (b) неізовльовані двонаправлені перетворювачі постійного струму, (c) ізовльовані однонаправлені та (d) ізовльовані двонаправлені перетворювачі постійного струму.

Різні топології однонаправлених та двонаправлених DC–DC перетворювачів зображено на рис. 1.3.

У таких перетворювачах, потік потужності є однонаправленим, оскільки використовуються одноквадрантні перемикачі, тобто немає шляху для струму, який би проходив у зворотному напрямку в діодах.

Навпаки, рис. 1.3 (b) показує двонаправлену структуру неізовльованого перетворювача постійного струму, який може бути реалізований шляхом заміни

одноквадрантних напівпровідників, на двонаправлені перемикачі.

Якщо потрібний односпрямований потік потужності, перевага віддається односпрямованим перетворювачам завдяки меншій кількості керованих перемикачів і, відповідно, простішій реалізації керування.

На рис. 1.3 (с) показаний повномостовий перетворювач постійного струму, який є популярною топологією цього сімейства, особливо при роботі з високими рівнями потужності, наприклад у промислових застосуваннях.

Цей тип перетворювача містить каскад постійного та змінного струму — високочастотний роздільний трансформатор — за яким слідує каскад випрямлення.

Зростаючий попит на системи зберігання електроенергії та можливість її двонаправленої передачі призведе до збільшення використання двонаправлених перетворювачів.

Ці перетворювачі використовуються в системах відновлюваної енергетики, залізничному транспорті (наприклад, потяги та трамваї), автомобільному транспорті (наприклад, гібридні електричні транспортні засоби (HEV), електромобілі), аерокосмічній техніці, джерелах безперебійного живлення, системах контролю акумуляторних батарей, в інтелектуальних мережах.

На рис. 1.3 (d) показана схема ізольованого двонаправленого перетворювача разом з подвійним активним мостом (DAB, dual active bridge), який є одним із найперспективніших типів ізольованого двонаправленого перетворювача постійного струму. DAB перетворювачі корисні в застосуваннях високої напруги/потужності. У топології DAB передача енергії контролюється шляхом регулювання фазового зсуву між двома напругами змінного струму на обмотках ізоляційного трансформатора, і стратегія керування є одним із найважливіших предметів дослідження щодо таких перетворювачів.

1.1.3 Залежно від вхідної схеми підвищувальні перетворювачі постійного струму можна класифікувати як перетворювачі напруги або струму. На рис. 1.4 (a) показані схеми обох типів перетворювачів постійного струму в ізольованій та неізольованій формах. Перетворювач постійного струму, що живиться напругою, має ємнісний вхідний фільтр (C_{in}) і зазвичай може перетворювати вхідну напругу в

нижчу вихідну напругу (нехтуючи декількома каскадами та припускаючи одиничне співвідношення витків для магнітного зв'язку).

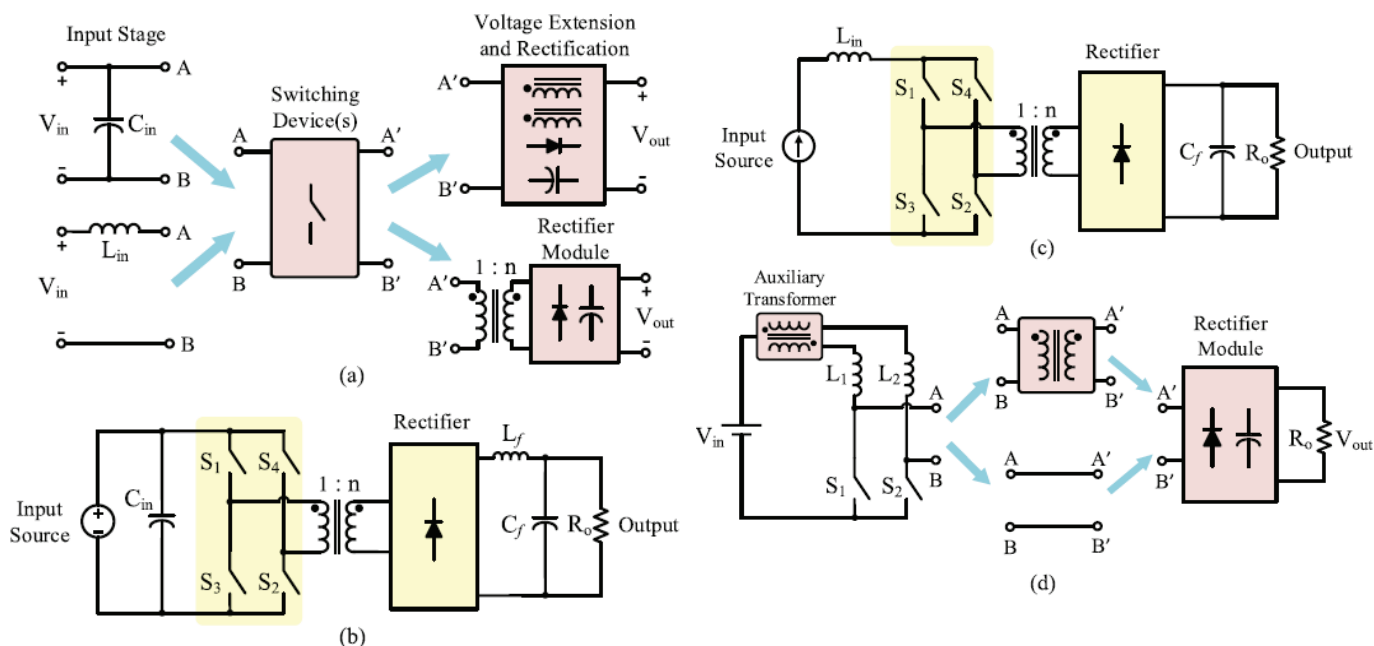


Рисунок 1.4 - Структури перетворювачів постійного струму та напруги. (а) загальна структура в ізольованих і неізольованих формах, (б) повномостовий перетворювач постійного струму з живленням від напруги, (с) повномостовий перетворювач постійного струму

На рис. 1.4 (б) показаний повномостовий перетворювач із живленням напругою, придатний для застосувань високої потужності. Він складається з вхідного конденсатора і фільтра низьких частот на його виході.

На відміну від перетворювачів з живленням напругою, перетворювачі з живленням струмом мають індуктивність у вхідному ланцюзі та можуть зазвичай перетворювати вхідну напругу на вищу вихідну напругу.

На рис. 1.4 (с) показаний приклад повномостового перетворювача з живленням струмом, який складається з вхідного індуктора та ємнісного вихідного фільтра.

Оскільки перемикаючим пристроям у кожній стійці повного моста не дозволяється вмикатися одночасно щоб уникнути короткого замикання. Сигнали перемикавання повинні включати мертвий час (час, коли обидва ключі закриті).

З іншого боку, оскільки комутаційні пристрої всіх ланок повномостового

перетворювача постійного струму з живленням струмом не повинні вимикатися одночасно, перемикачі високої та низької сторони завжди мають перекриватися.

Підвищувальні перетворювачі з двома індуктивностями та двома перемикачами є ще одним відомим типом перетворювачів постійного струму з живленням струмом. Схема цього типу перетворювача показана на рис. 1.4 (d). Ці перетворювачі можна використовувати в ізольованому або неізольованому вигляді та з різними модулями випрямляча. Завдяки ефекту балансу струму допоміжного трансформатора енергія не зберігається в котушках індуктивності, коли немає перекриття часів провідності двох перемикачів.

Перетворювачі з струмовим живленням дуже популярні для низьковольтних відновлюваних джерел енергії, таких як фотоелектричні (PV, Photovoltaic Cell) і паливні елементи (FC, Fuel Cell), оскільки їхні вхідні котушки індуктивності можуть забезпечувати безперервний вхідний струм, як правило, з низькими пульсаціями. Це зменшує негативний вплив високої пульсації струму на низьковольтні джерела струму.

Навпаки, відсутність вхідного індуктора в перетворювачах, що живляться напругою призводить до значної пульсації струму на вході; однак, оскільки ці перетворювачі не мають нульового полюсу на правій півплощині, вони мають швидший динамічний відгук, ніж перетворювачі з живленням струмом із вхідними індукторами та нульовим полюсом на правій півплощині.

Перетворювачі, що живляться струмом, зазвичай можуть досягати великого діапазону м'якого перемикання та забезпечувати високу ефективність у широкому діапазоні номінальної потужності в застосуваннях із широкою варіацією вхідної напруги.

1.1.4 Перетворювачі з жорсткою або з м'якою комутацією. Основним недоліком жорстко комутуваних перетворювачів є висока втрата потужності на комутації. Крім того, перетворювачі з жорстким перемиканням можуть спричиняти високі електромагнітні перешкоди внаслідок високих dv/dt і di/dt під час увімкнення та вимкнення ключів.

Оскільки втрати на комутацію збільшуються зі збільшенням частоти

комутації, часто існує обмеження на максимальну частоту комутації таких перетворювачів. Тим не менш, збільшення щільності потужності в перетворювачах постійного означає, що для зменшення розміру індуктивностей та ємностей і досягнення мініатюризації необхідно використовувати більш високу частоту.

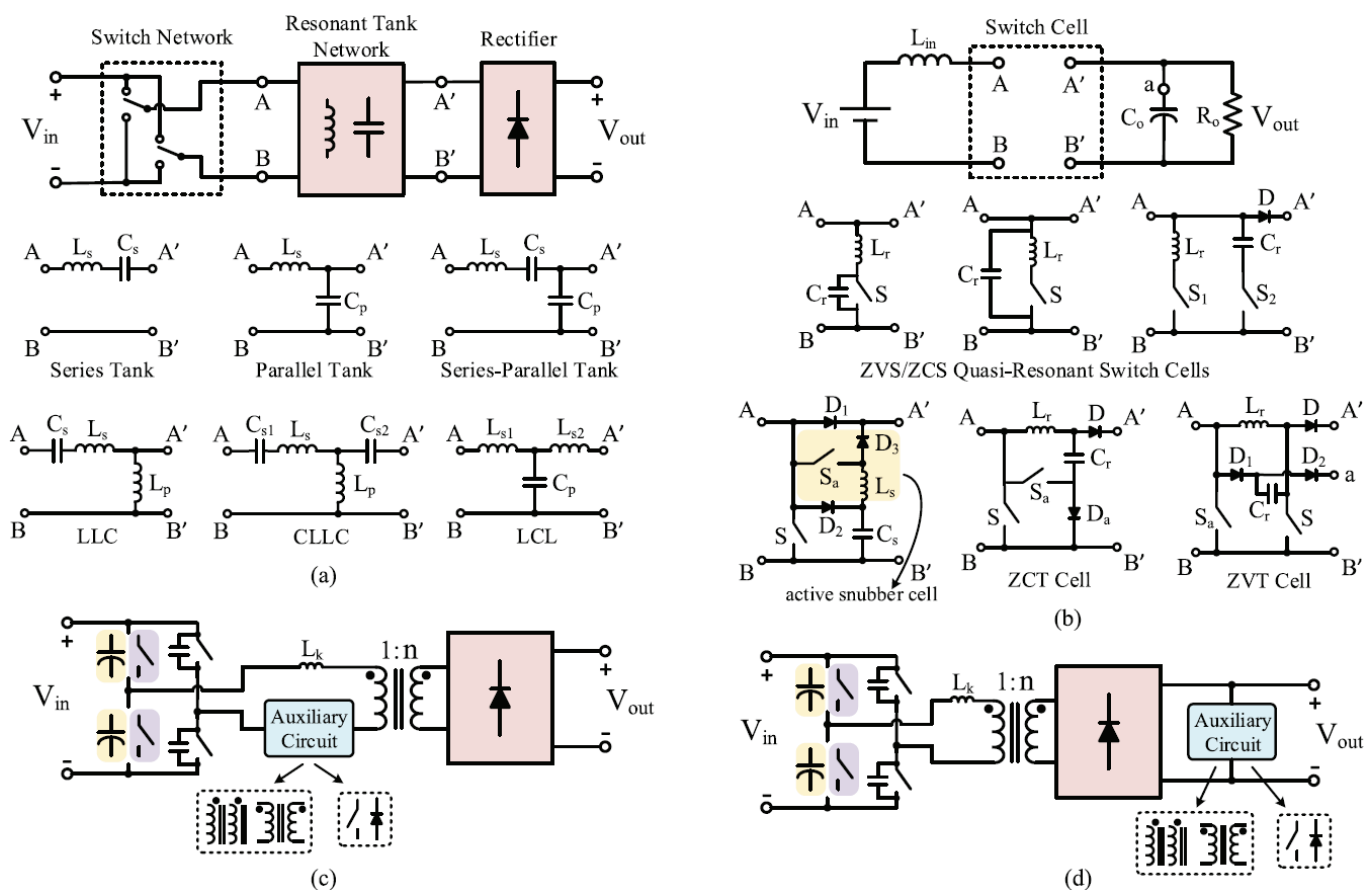


Рисунок 1.5 - Перетворювачі постійного струму з м'яким перемиканням. (а) Загальні резонансні кола. (б) Різні комірки з м'яким перемиканням та ізольовані перетворювачі постійного струму з м'яким перемиканням із допоміжними ланцюгами на (с) первинній стороні та (д) вторинній стороні.

З іншого боку, перетворювачі з м'яким перемиканням можуть зменшити зазначені вище недоліки, використовуючи індуктивність розсіювання і паразитну ємність як частину резонансного контуру для досягнення комутації при нульовій напрузі (ZVS, Zero Voltage Switch) або комутації при нульовому струмі (ZCS, Zero Current Switch).

Оскільки напруга та струм під час перемикань дорівнюють нулю,

перетворювачі постійного струму можуть працювати на високій частоті, що дозволяє зменшити розмір і вагу.

Резонансні перетворювачі підходять для великих потужностей, оскільки вони дозволяють зменшити розмір/вагу перетворювача завдяки своїй роботі на високій частоті без зниження ефективності перетворення. На рис. 1.5 (а) показано послідовні, паралельні, послідовно-паралельні (LCC), LLC, CLLC і LCL резонансні мережі, які можна використовувати в DC-DC перетворювачах.

Правильна робота цих перетворювачів значною мірою залежить від робочої точки та резонансної частоти, що робить їх непридатними для широкого діапазону робочих умов.

Інша група перетворювачів з м'яким перемиканням включає комірки з м'яким перемиканням, включаючи квазірезонансний, активний демпфер і ZVS/ZCS і ZVT/ZCT перемикачі, які можуть бути реалізовані в різних перетворювачах постійного струму для усунення втрат увімкнення та вимкнення перемикання, рис. 1.5 (b) ілюструє деякі з цих типів перемикачів, реалізованих у перетворювачах постійного струму.

На рис. 1.5 (c) і (d) показано можливі мостові конструкції з допоміжними схемами для м'якого перемикання на первинній і вторинній сторонах ізолюваного трансформатора відповідно.

Допоміжні схеми можуть складатися з допоміжного трансформатора/сполученого індуктора або активної мережі. На додаток до ланцюгів м'якого перемикання, деякі неізольовані та ізольовані перетворювачі постійного струму також отримують переваги від впровадження невеликого резонансного конденсатора послідовно з однією стороною магнітного зв'язку (тобто з'єднаний індуктор/трансформатор) для досягнення квазірезонансної роботи. Ці схеми часто мають стабільні функції м'якого перемикання в усіх робочих точках і варіаціях навантаження.

Порівняльний аналіз різних технік підвищення напруги наведено в табл. 1.1. [17].

Таблиця 1.1 - Порівняльний аналіз різних технік підвищення напруги

Voltage Boosting technique	Advantages	Disadvantages	Appropriate Applications
Switched Capacitor (Charge Pump)	Cheap and lightweight circuits. Small size, and high power density. Easy to be integrated. Fast dynamic response.	Inrush current at start-up. Sensitive to the ESR of capacitors. Lack of output voltage regulation. Only discrete output voltage.	Energy Harvesting. Mobile displays (AMOLED). Automotive and vehicular applications. High gain dc—dc applications.
Voltage Multiplier	Very high voltage ability with simple topology. Cell based structure. Can be integrated to various structures.	High voltage stress on components. Need several cells with high ratings for very high voltage applications.	Medical (X-ray, laser). Military (high power laser). Physics (plasma research, particle accelerator).
Switched Inductor and Voltage Lift	High boost ability. Amenable in many converters.	Need more passive components. Not suitable for high power applications.	Mid-range de—de converters. High gain dc-dc applications.
Magnetic Coupling	High design freedom. Versatile in boost ability due to tunable turns ratio of magnetic coupling. Switch can be implemented in low voltage side help to reduce conduction loss. High efficiency in soft switched type.	Negative effects of leakage inductance such as large voltage spike. Need precise coupled magnetic design. Relatively bulky	High power/voltage DC supply. High voltage application. CCPS for capacitive pulsed loads. DC microgrids. Telecommunication and data centers. Avionic and space.
Multi-Stage/-Level	Modularity structure. High power capability. Reliable and efficient. High voltage/current level.	Large amount of components. Relatively heavy, bulky and costly. Efficiency deteriorate with number of stages/-levels.	HVDC transmission. Renewable energy systems and distributed power generation. DC microgrids. High power DC supply. EV, HEV, and FC-EV.

1.2 Способи електрифікації громадського транспорту

З економічних причин зазвичай лише великі міста можуть запровадити залізничний громадський транспорт. Великі інвестиції в інфраструктуру, перебудову руху та самі транспортні засоби супроводжуються тривалим періодом планування та будівництва [18]. Для міст середнього розміру автобуси залишаються

першим вибором.

1.2.1 Гібридні автобуси: Першим кроком до підвищення енергоефективності громадського транспорту є використання гібридних автобусів. Ці транспортні засоби з частковим електроприводом здебільшого працюють від дизельного двигуна внутрішнього згоряння. Під час уповільнення рекуперативне гальмування заряджає невеликий накопичувач енергії (наприклад, суперконденсатори), який використовується для наступного прискорення. Цей спосіб не передбачає реальної електрифікації, оскільки основним джерелом енергії все ще є дизельний двигун.

1.2.2 Автобуси з водневими паливними елементами: багатообіцяючим способом повної електрифікації автобуса є заміна дизеля на водень і генерація необхідної електроенергії за допомогою водневих паливних елементів (HFC). З одного боку, завдяки дослідженням, проведеним в останні роки, ця методика працює надійно та ефективно. З іншого боку, виробництво, транспортування та зберігання водню все ще проблематичні. Сама паливна комірка є розхідником (тобто потребує регулярної заміни або ремонту) та дорогою частиною (термін служби: 6-9 років) [19].

1.2.3 Автобуси з живленням від акумуляторних батарей: Іншим методом обмеження викидів парникових газів є використання автобусів з живленням від акумуляторних батарей. Сучасні батареї дають можливість забезпечити автобус достатньою енергією для переміщення пасажирів впродовж дня. Існує дві різні стратегії заряджання цих транспортних засобів: нічна зарядка та альтернативна зарядка.

У першому випадку всі автобуси заряджаються на станції технічного обслуговування, як правило, вночі. Цей простий метод викликає відразу кілька проблем. По-перше, майже для кожного автобуса має бути зарядна станція. По-друге, необхідна потужність безпосередньо залежить від кількості автобусів і часто потребуватиме побудови нової інфраструктури. По-третє, розряджений автобус не працює, поки не буде повністю зарядженим знову. Ретельно вибрані місця зарядки на (наприклад, кінцеві зупинки) є основою для зменшення оплати за електроенергію, так як вона може здійснюватися по зеленому тарифу.

Стратегія альтернативної зарядки дозволяє уникнути перших проблем, оскільки стягнення плати децентралізоване, не пов'язане з кількістю транспортних засобів і здійснюється під час звичайної роботи. Крім того, цей метод дозволяє зменшити розмір батареї, оскільки відстань між двома точками заряду зменшується.

З'єднання з зарядною станцією на зупинці може бути провідним, за допомогою штекерів або пантографів, або індуктивним, за допомогою спеціальних захованих в полотно дороги високочастотних антен. При типовому міському русі по маршруту часу зупинки для посадки та висадки пасажирів вистачає для підзарядки батарей, проте це накладає обмеження на максимальну відстань між зупинками.

1.2.4 Тролейбуси: Як було зазначено вище, тролейбуси втратили свій вплив у Німеччині протягом останнього століття. У 2015 році лише три німецькі міста все ще використовують тролейбуси у своїх транспортних системах: Еберсвальде, Есслінген і Золінген.

Будучи суто електричним транспортним засобом, параметри електромеханічної системи тролейбуса можуть бути гнучко налаштованими в бік збільшення продуктивності та енергоефективності. Однак необхідність безперервного підключення до контактної мережі має деякі недоліки.

Перше і найважливіше: потреба в інфраструктурі та її обслуговування. Один кілометр контактної мережі вимагає інвестицій у розмірі близько 250 000 €. Крім того, необхідно враховувати витрати на електричні підстанції (430 000 € кожна) [21]. По-друге, через обмежену гнучкість дорожні роботи чи аварії можуть серйозно вплинути на експлуатаційні можливості. Сьогодні поширеним рішенням є використання дизельного двигуна внутрішнього згоряння, який виробляє достатньо енергії для повільного руху транспортного засобу. У такому режимі роботи тролейбус, з одного боку, незалежний від контактної мережі, але з іншого боку двигун внутрішнього згоряння зводить нанівець усі переваги електрифікації.

Тролейбус має можливість рекуперативного гальмування, що дозволяє повертати енергію в контактну мережу. Якщо немає потреби в рекуперації потужності, надлишкова енергія розсіюється в гальмівному резисторі.

1.2.5 Тролейбуси з акумуляторами для автономного ходу об'єднавши троллейбус із сучасною батареєю середнього розміру, можна обмежити вплив їхніх окремих недоліків:

1. Більше немає потреби у бортовому дизель-генераторі, оскільки троллейбус здатний забезпечити себе електроенергією на певну відстань.
2. Підзарядка акумулятора відбувається кожного разу, коли троллейбус працює від контактної мережі, також немає потреби в серйозних змінах засобів технічного обслуговування.
3. Кількість троллейбусів має менш значний вплив на зарядну інфраструктуру.
4. Використовуючи акумуляторний режим, можна електрифікувати автобусні маршрути, які раніше обслуговувалися дизель-автобусами, без розширення контактної мережі.
5. Очевидно, інфраструктурні інвестиції все ще необхідні, хоча в остаточному стані контактна мережа може бути менш розгалуженою, враховуючи, що деякі ділянки маршруту будуть проїжджатися при роботі від акумуляторів. Для троллейбусів, які ще знаходяться в експлуатації, обладнання їх акумуляторною батареєю є простим рішенням для розширення їх функціоналу.

1.3 Тролейбус як вид міського транспорту

Тролейбус – безрейковий транспортний засіб, призначений для перевезення пасажирів, що приводиться в рух електричним двигуном і працює, отримуючи живлення від контактної мережі за допомогою струмознімачів з роликовим або ковзним контактом

Його пропускна здатність становить 8 – 9 тис. пасажирів на годину. Тролейбуси недорогі в експлуатації, прості та надійні, екологічні, мають високі динамічні показники. Однак будівництво контактної мережі вимагає витрат, вона захаращує вулиці та погіршує їх зовнішній вигляд, зв'язок із контактною мережею обмежує маневреність рухомого складу. Доцільно використовувати троллейбус у

містах з населенням понад 250 тис. жителів, на лініях із постійним пасажиропотоком не менше 2 – 2,5 тис. пасажирів на годину як основний та допоміжний вид транспорту. Рухомий склад може мати середню, велику і особливо велику (зчленований тролейбус) пасажиромісткість [22].

1.4 Ідея інтелектуальної тролейбусної системи

Концепція розумної мережі в першу чергу пов'язана з постачанням електроенергії. У зв'язку із збільшенням використання відновлюваних джерел енергії, мережі середньої та низької напруги зазнають змін.

Якщо раніше до цього рівня напруги підключали переважно малопотужні навантаження, то сьогодні підключається все більше великих споживачів.

Сьогодні ці нові навантаження виводять мережі на межі їх пропускної здатності. По суті, це призводить до двох проблем: з одного боку, можуть бути значні локальні порушення допустимого діапазону частот, коли децентралізовані підключення в межах гілки мережі перевищують енергоспоживання споживачів.

З іншого боку, можуть існувати потоки потужності в мережі низької напруги, які перевищують ліміти по потужності мережевого обладнання, особливо кабелів низької напруги та трансформаторів підстанцій, таким чином створюючи ситуації внутрішнього перевантаження [23].

В принципі існує два підходи до вирішення проблеми: збільшення потужності мережі, наприклад шляхом заміни місцевих трансформаторів на більш потужні, а також розширення мережі, тобто прокладання нових ліній або модернізація старих ліній для більш рівномірного розподілу навантаження. Однак, як правило, це пов'язано з високими витратами [24].

Отже, ще одним рішенням є модернізація мережі за допомогою технології автоматизації та створення розумної мережі. Експерти з енергетичних систем сходяться на думці, що ці розумні системи розподілу стануть ключовим елементом енергосистем майбутнього [25]. Отже основна ідея полягає у розумній інтеграції нових тролейбусних систем з врахуванням специфіки та можливостей вже наявних розподільчих мереж низької напруги.

1.5 Переваги інтелектуальної тролейбусної системи

1) У ході просування електромобільності необхідно створити достатню кількість зарядних точок для електромобілів і велосипедів. Швидка зарядка є технологією, яка вимагає потужного джерела постійного струму. Оскільки STS (Smart Trolley-Bus System) є мережею постійного струму, вона може легко забезпечувати енергію зарядні станції. Теоретично кожна опора тролейбусної контактної мережі може містити блок розумної швидкої зарядки.

2) Ще одним новим бізнес-сегментом у цьому контексті може каршеринг (короткострокова оренда/прокат машини) із використанням електромобілів, що заряджаються від цих точок зарядки.

3) Використовуючи ці транспортні засоби, PTS (Public Transportation Services) може пропонувати розширені послуги мобільності.

4) У наш час використання систем зберігання енергії є ключовим у використанні відновлюваних джерел енергії. Споживання енергії для громадського транспорту Золінгена склало 7,3 ГВт·год у 2014 році. Використання підключених транспортних засобів (електробусів та електромобілів, що підключені до відповідних зарядних станцій) як різновиду змінної рухомої батареї дає можливість зменшити навантаження на електромережі середньої напруги в періоди пікового споживання, буферизувати надлишки та дефіцити електроенергії та зменшити витрати на придбання електроенергії в непікові періоди.

5) STS можна також використовувати для прямого живлення постійним струмом від сонячних електростанцій, уникаючи додаткових втрат на перетворення рівнів та видів струму.

1.6 Типи тягових двигунів застосовуваних на тролейбусах

В історії розвитку тролейбуса можна виділити наступні види використовуваних тягових двигунів (ТЕД) [26]:

- тихохідний ТЕД постійного струму послідовного збудження – такі двигуни використовувалися на перших тролейбусах;

- швидкохідний ТЕД постійного струму змішаного збудження – почали використовуватися 1945 р. і з тих пір є основним типом ТЕД для тролейбусів, його перевагами є: простота керування швидкістю; можливість швидкого переходу на електричне гальмування – як рекуперативне, так і реостатне; поєднання в одному двигуні властивостей ТЕД послідовного та паралельного збудження;
- асинхронний ТЕД – використовується в новітніх моделях тролейбусів, його основні переваги: простота конструкції та малі габарити. Через відсутність щітково – колекторного вузла, асинхронний двигун вільний від недоліків колекторних двигунів таких як знос щіток і елементів колектора від взаємного тертя, іскріння і підгоряння при поганому їхньому контакті, необхідності постійного контролю їх стану, проте асинхронний ТЕД для своєї роботи вимагає використання дороговартісної силових перетворювальної техніки.

1.7 Системи керування тяговими двигунами

Пристрій регулювання струму через ТЕД називається системою управління [26]. Історично можна виділити наступні види систем керування ТЕД:

- безпосередня система керування (БСК) – перший тип систем керування ТЕД, в ній водій за допомогою важелів та валів, що з'єднані з силовими контактами, безпосередньо виконує комутацію резисторів в силових колах ТЕД;
- непряма неавтоматична реостатно – контакторна система управління (РКСК) – в цій системі водій за допомогою педалі контролера здійснює комутацію в низьковольтних колах управління, що призводить до включення або відключення відповідних високовольтних контакторів, що здійснюють комутацію у силових колах;
- непряма автоматична РКСК – в даній системі керування замиканням і розмиканням контакторів управляє спеціальний серводвигун. Динаміка розгону та гальмування визначається заздалегідь запрограмованою

часовою послідовністю в конструкції РКСК. Вузол комутації силового кола в зборі з пристроєм-посередником інакше називається контролером. Дана система керування ще використовується в серійних тролейбусах.

- Тиристорно – імпульсна система керування (ТІСК) – система керування на базі тиристорів, що можуть вимикатися за керуючим електродом. В даній системі необхідне за величиною середнє значення струму ТЕД створюється за допомогою формування часової послідовності струмових імпульсів, тобто завдяки використанню широтно-імпульсної модуляції. Перевагою перед РКСК є більший коефіцієнт корисної дії, але гальмування ця система керування забезпечує, як правило, тільки електродинамічне.
- Транзисторна система керування – найсучасніший тип, що будується на основі цифрових сигнальних процесорів та силових ключів, використовується разом з асинхронними ТЕД, зазвичай реалізує алгоритми векторного керування швидкістю або моментом ТЕД.

1.8 Порівняльний аналіз типів акумуляторних батарей

Свинцево-кислотний акумулятор – був винайдений фізиком Гастоном Планте в 1859 р., після винайдення ставши першим комерційним типом акумулятора [27].

Нікель-кадмієвий акумулятор (NiCd) - була винайдений в 1899 році Вальдмаром Юнгнером, він мав переваги перед свинцево-кислотою батареєю, єдиною на той час, але був дорожчим через використовувані матеріали.

Розвиток цієї технології відбувався повільно, але в 1932 р. був зроблений значний прорив – в якості електроду почав використовуватися пористий матеріал з активною речовиною всередині. У 1947 р. була вирішена проблема поглинання газу, що дозволило створити герметичну нікель-кадмієву батарею, що не потребує обслуговування.

Протягом багатьох років нікель-кадмієві батареї використовуються для живлення радіостанцій, медичного обладнання, електроінструменту. Наприкінці

1980-х років були розроблені акумулятори великої ємності [28].

Нікель-метал-гідридний акумулятор (NiMH) – дослідження нікель-метал-гідридної технології почалось в 1967 р., проте нестабільність метал-гідриду призупинила розробку. Нові сплави, винайдені в 1980 р., вирішили проблеми з безпекою та дозволили створити акумулятор з питомою енергоємністю на 40% більше ніж у стандартного нікель-кадмієвого. Однак процес зарядки нікель-метал-гідридної батареї складніший, ніж нікель-кадмієвої, також нікель-метал-гідридна батарея має високий відсоток саморозряду (20% у перший день після зарядки та 10% щомісяця) [29].

Літій-іонний акумулятор – піонером розробки даного типу акумуляторів вважається Г. Н. Льюїс, який зробив перші дослідження в цій сфері в 1912 р. Але тільки в 1970-х технології дозволили створити першу комерційно виправдану літієву батарею. Спроби розробити акумуляторну батарею робилися в 1980-х, але через нестабільність металевого літію зазнали невдачі (метал-літієва батарея використовує літій в якості анода, а літій-іонна – графіт, активний матеріал знаходиться в ній на катоді).

Літій є найлегшим з усіх металів, має найбільший електрохімічний потенціал і забезпечує найбільшу питому енергоємність на одиницю ваги.

Акумуляторні батареї з літієвим анодом можуть забезпечувати надзвичайно високу щільність енергії, але в 1980-х було виявлено, що циклічний режим роботи призводить до утворення дендритів на аноді. Ці небажані утворення можуть проникати в сепаратор і приводити до короткого замикання. При цьому буде швидко рости температура і літій розплавиться, що призведе до займання або навіть вибуху. Більшість батарей з металевим літієм були відкликані після випадків нанесення опіків людям.

Властива металічному літію нестійкість, особливо під час зарядки, призвела до пошуку неметалевих рішень з використанням іонів літію. Уже в 1991 році корпорація Sony випустила першу комерційну версію літій-іонного акумулятора, і зараз ця електрохімічна система є найбільш перспективною і швидкозростаючою на ринку. Хоча, в порівнянні з літій-металевою батареєю, літій-іонна має більш низьку

питому енергоємність, проте вона безпечніше (за умови дотримання значень напруги і граничного струму).

Винайдення літій-кобальт-оксидної батареї, прообразу сучасної літій-іонної, належить Джону Б. Гуденафу.

У 1994 році собівартість літій-іонної комірки типорозміру 18650 (циліндр 65 мм довжиною і 18 мм в діаметрі) була 10 \$, а ємність становила 1100 мА·год. У 2001 році ціна знизилась до 3 \$, а ємність зросла до 1900 мА·год. Сьогодні ж ємність високоенергетичних моделей типорозміру 18650 доходить до 3000 мА·год, а витрати на виробництво знизилися ще більше.

Ключовим моментом високого показника питомої енергоємності є висока напруга комірки акумулятора – 3,60 В [29].

Порівняння різних типів акумуляторних батарей наведено в табл. 1.2. [30].

Таблиця 1.2 – Порівняння типів акумуляторних батарей

Характеристика	Тип акумуляторної батареї					
	Свинцево-кислотна	Нікель-кадмієва (NiCd)	Нікель-метал-гідридна (NiMH)	Літій-іонна		
				Літій-кобальтовий акумулятор (LiCoO ₂)	Літій-марганцевий акумулятор (LiMn ₂ O ₄)	Літій-залізо-фосфатний акумулятор (LiFePO ₄)
Питома енергоємність	30 – 50	45 – 80	60 – 120	150 – 250	100 – 150	90 – 120
Внутрішній опір	Дуже низький	Дуже низький	Низький	Помірний	Низький	Дуже низький
Кількість циклів заряду/розряду (зі збереженням 80 % ємності)	200 – 300	1000	300 – 500	500 – 1000	500 – 1000	1000 – 2000
Час заряду, годин	8 – 16	1 – 2	2 – 4	2 – 4	1 – 2	1 – 2
Стійкість до надлишкового перезаряду	Висока	Помірна	Низька	Низька, мають вбудований захист		
Саморозряд в місяць	5%	20%	30%	<5%, саморозряд спричинений вбудованим захистом складає 3%		
Напруга комірки (номінальна)	2 В	1,2 В	1,2 В	3,6 В	3,7 В	3,2 – 3,3 В
Напруга відсічки при заряді (вольт на комірку)	2,4 В	Система виявлення повного заряду	1,4 В	3,6 В		
Напруга відсічки при розрядці (вольт)	1,75 В	1,0 В	1,0 – 1,1 В	2,5 В		

на комірку 1С)						
Піковий струм навантаження	5С	20С	5С	2С	>30С	>30С
Температура при заряді	від -20 до 50 °С	від 0 до 45 °С	від 0 до 45 °С			
Робоча температура	від -20 до 50 °С	від -20 до 65 °С	від -20 до 60 °С			
Технічне обслуговування	раз в 3 – 6 місяців, долив води	Повний цикл заряд/розряд кожні 90 днів	Необслуговувані			
Вимоги безпеки	Термічна стабільність	Термічна стабільність, запобіжник	Обов'язкова наявність системи захисту			
В використанні	Кінець 1800–х	1950	1990	1991	1996	1999
Токсичність	Дуже висока	Дуже висока	Низька			
Вартість	Низька	Помірна	Висока			
Переваги	простота та дешевизна в виготовленні; самий низький показник саморозряду серед всіх типів АКБ; висока питома потужність, можливість забезпечувати високі пускові струми;	надійність, велика кількість циклів розряд/заряд при правильному обслуговуванні; можливість ультрашвидкої зарядки з мінімальним стресом для акумулятора; довгий строк зберігання, можливість зберігання в розрядженому стані; відсутність спеціальних вимог до зберігання та транспортування ; сама низька вартість одного циклу роботи серед усіх акумуляторів; доступний в широкому діапазоні розмірів та варіантів виконання.	на 30 – 40% більша ємність ніж у нікель-кадмієвих АКБ; менш схильні до ефекту «пам'яті»; прості вимоги до зберігання та транспортування ; містять помірно токсичні матеріали; наявність нікелю робить утилізацію самоокупною; широкий діапазон робочих температур.	висока питома енергоємність; довгий термін служби; даний тип акумулятора не потребує обслуговування; низький внутрішній опір; простий алгоритм і досить короткий час зарядки; низький саморозряд.		
Недоліки	низька питома енергоємність; повільний процес зарядки, 14 – 16 годин; необхідність зберігання в зарядженому стані для запобігання	відносно низька питома ємність; має ефект «пам'яті» тобто при порушенні рекомендованого циклу зарядки акумулятор «пам'ятає», що його ємність не	обмежений строк служби, глибокі розряди прискорюють його зменшення; складний алгоритм зарядки, чутливість до перезаряду;	необхідність у вбудованій системі захисту; деградаційні процеси при високих значеннях струму і напруги; необхідність в додатковому обігріві при низьких температурах зарядки; необхідність дотримання спеціальних правил транспортування батарей у великих кількостях.		

	сульфатації; обмежене число циклів заряд/розряд, повний розряд зменшує час життя; залиті акумулятори потребують обслуговування ; обмеження в монтажі залитих моделей; потребують спеціальної утилізації	була використана повністю, тому при наступному розряді він віддає енергію лише до певного рівня; кадмій є токсичним матеріалом, тому необхідна спеціальна утилізація; високий саморозряд; низька напруга однієї комірки в 1,2 В	виділяють тепло під час швидкої зарядки або розрядки потужним споживачем; високий саморозряд	
--	---	---	---	--

1.9 Суперконденсатор

Суперконденсатор накопичує енергію за допомогою статичного заряду, на відміну від використання електрохімічних реакцій у акумуляторі. Інженери General Electric експериментували з ранньою версією суперконденсатора ще в 1957 році, але ці розробки не викликали комерційного інтересу. У 1966 році Standart Oil знову випадково виявила ефект двошарового конденсатора при роботі з експериментальними конструкціями паливних елементів. Двошарова структура значно покращила здатність накопичувати енергію. Технологія знову не комерціалізувалась і знайшла своє застосування лише в 1990-х. Розвиток суперконденсаторів тісно пов'язаний з технологіями електрохімічних джерел струму, саме звідти були запозичені спеціальні електроди і електроліт. Напруга суперконденсатора обмежена на рівні 2,5 – 2,7 В. Підвищення напруги вище цього рівня можливо, але негативно позначається на тривалості терміну служби.

Таблиця 1.3 – Порівняння суперконденсатора та літій-іонного акумулятора

Характеристика	Суперконденсатор	Літій-іонний акумулятор
Час зарядки	1 – 10 секунд	10 – 60 хвилин
Кількість циклів	до 1 мільйона	500 і вище
Напруга комірки	від 2,3 до 2,75 В	3,2 – 3,6 В
Питома енергоємність (Вт·год/кг)	5	120 – 240
Питома потужність (Вт/кг)	до 10000	1000 – 3000
Час життя	10 – 15 років	5 – 10 років

1.10 Висновки до розділу

Тролейбус з можливістю автономного ходу від акумуляторної батареї є перспективним та затребуваним видом міського пасажирського транспорту, що може вирішити ряд питань, пов'язаних з недоліками традиційного тролейбуса та автобусів з дизельним або бензиновим двигуном внутрішнього згорання.

Для вирішення задачі модифікації існуючого тролейбуса для автономної роботи в маневровому режимі було сформовано **задачі дослідження**:

1. Розробити тахограму руху. Знаючи параметри механічної частини тролейбуса, розрахувати та вибрати тягову акумуляторну батарею для короткого та довгого автономного ходу;
2. Розробити алгоритм прямого векторного керування моментом асинхронного двигуна;
3. Розробити макет підвищуючого перетворювача, що включає в себе розрахунок та вибір основних компонентів, а також розробку схеми електричної принципової;
4. Розрахувати параметри основних компонентів підвищуючого перетворювача для використання його на тролейбусі, розробити алгоритм керування напругою ланки постійного струму, розробити модель перетворювача та його алгоритму керування в середовищі MATLAB/Simulink для подальшого тестування методом математичного моделювання;
5. Дослідити динамічні показники системи прямого векторного керування моментом за умови живлення від перетворювача з врахуванням обмежень по напрузі та по струму споживання від батареї;
6. Вибрати основні елементи силової частини електроприводу.
7. Розробити стартап-проект.

2 РОЗРАХУНОК АКУМУЛЯТОРНОЇ БАТАРЕЇ АВТОНОМНОГО ХОДУ

Розрахунок акумуляторної батареї автономного ходу буде проведено для тролейбуса типу Богдан Т701.17. Його основні технічні характеристики зведено до табл. 2.1 [32].

Таблиця 2.1 – Основні технічні характеристики тролейбуса

Порожня маса тролейбуса у спорядженому стані, кг	11860
Максимальна маса тролейбуса, кг	19000
Максимальна швидкість руху повністю завантаженого тролейбуса на горизонтальній прямолінійній ділянці дороги з сухим асфальтобетонним покриттям, км/год, не менше	55
Час розгону повністю завантаженого тролейбуса до швидкості 45 км/год, с, не більше	18
Довжина, мм	11960
Ширина, мм	2550
Висота, мм	3800
Ведуча вісь	ZF AV–132/80
Загальне передавальне число	9,871

Тролейбус оснащено двигуном параметри якого наведено в табл. 2.2.

Таблиця 2.2– Основні параметри двигуна ДТА – 2У1

Номінальна потужність на валу, кВт ($S_2 = 60$ хв)	180
Номінальна лінійна напруга, В	407
Номінальний лінійний струм, А	305
Частота напруги живлення, Гц	50
Номінальна синхронна частота обертання, об/хв	1500
Максимальна синхронна частота обертання, об/хв	4000
Число пар полюсів	2
Номінальний момент на валу, Нм	1150
Коефіцієнт потужності	0,9
Коефіцієнт корисної дії, %	93
Число фаз обмотки статора	3
Схема з'єднання обмотки	зірка
Ковзання, %	1,5
Маса двигуна, кг	780
Індуктивність намагнічуючого контуру L_m , Гн	0,006621

Індуктивність розсіювання статора $L_{1\sigma}$, Гн	0,000308
Індуктивність розсіювання ротора $L_{2\sigma}$, Гн	0,000306
Активний опір статора R_1 , Ом	0,0196
Активний опір ротора R_2 , Ом	0,00859

Для розрахунку ємності акумуляторної батареї необхідно визначити енергію, яка буде спожита електроприводом тролейбуса за час автономного ходу на задану відстань.

Для визначення цієї енергії необхідно отримати залежність механічної (а потім і електричної) потужності від часу, для цього, в свою чергу, необхідно отримати залежність тягового зусилля від часу.

Тягове зусилля визначається з рівняння динаміки руху транспортного засобу [33]:

$$m \frac{dV}{dt} = F_t - F_r - F_w - F_g, \quad (2.1)$$

де m – маса транспортного засобу, кг; V – швидкість транспортного засобу, м/с; F_t – сила тяги, Н; F_r – сила опору коченню транспортного засобу, Н; F_w – сила аеродинамічного опору, Н; F_g – сила опору підйому, Н.

З (2.1) виражаємо тягове зусилля:

$$F_t = F_r + F_w + F_g + ma, \quad (2.2)$$

де $a = \frac{dV}{dt}$ – лінійне прискорення транспортного засобу, м/с².

Сила опору коченню розраховується за формулою:

$$F_r = m \cdot g \cdot f_r \cdot \cos(\alpha), \quad (2.3)$$

де g – прискорення вільного падіння, $g = 9,81$ м/с²; f_r – коефіцієнт опору коченню; α – кут нахилу дороги.

Коефіцієнт опору коченню є функцією швидкості руху транспортного засобу [34]:

$$f_r = f_0 (1 + 6,5 \cdot 10^{-4} \cdot V^2), \quad (2.4)$$

де f_0 – коефіцієнт опору коченню при русі транспортного засобу з малою швидкістю (менше 14 м/с), для цементобетонного і асфальтобетонного покриття в задовільному стані можна прийняти $f_0 = 0,02$ [34].

Сила аеродинамічного опору визначається як [33]:

$$F_w = \frac{1}{2} \rho A_f C_d V^2, \quad (2.5)$$

де ρ – густина повітря, для температури повітря $+15^\circ\text{C}$ $\rho = 1,225 \text{ кг/м}^3$; A_f – лобова площа транспортного засобу, м^2 ; C_d – коефіцієнт аеродинамічного опору, для автобусів та тролейбусів $C_d = 0,7$ [33].

Враховуючи, що лобова проекція тролейбуса являє собою прямокутник з відомою висотою та шириною, її площа обчислюється так:

$$A_f = h \cdot b, \quad (2.6)$$

де h – висота тролейбуса, м; b – ширина тролейбуса, м.

$$A_f = 3,8 \cdot 2,55 = 9,7 \text{ м}^2.$$

Сила опору підйому визначається як [33]:

$$F_g = m \cdot g \cdot \sin(\alpha). \quad (2.7)$$

При розрахунку тягового зусилля тролейбуса для спрощення приймемо, що він рухається по горизонтальній дорозі, тобто $\alpha = 0$, тоді остаточний вираз для F_t буде:

$$F_t = m \cdot g \cdot f_0 \left(1 + 6,5 \cdot 10^{-4} \cdot V^2 \right) + \frac{1}{2} \rho A_f C_d V^2 + ma. \quad (2.8)$$

Механічна потужність визначається як:

$$P_{\text{мех}}(t) = \frac{F_t(t) \cdot V(t)}{\eta_r}, \quad (2.9)$$

де η_r – коефіцієнт корисної дії редуктора.

Коефіцієнт корисної дії редуктора можна приблизно розрахувати за формулою [34]:

$$\eta_r = 0,985^{K_1} \cdot 0,975^{K_2} \cdot 0,99^{K_3}, \quad (2.10)$$

де K_1, K_2, K_3 – відповідно число пар циліндричних і конічних шестерень і число карданів, які передають крутний момент від двигуна.

$$\eta_r = 0,985^2 \cdot 0,975^1 \cdot 0,99^1 = 0,94. \quad (2.11)$$

Електрична потужність визначається як:

$$P_{\text{ел}}(t) = \frac{P_{\text{мех}}(t)}{\eta_{\text{інв.}} \cdot \eta_d}, \quad (2.12)$$

$\eta_{\text{інв.}}$ – ККД інвертора, приймаємо $\eta_{\text{інв.}} = 0,95$; η_d – ККД двигуна, $\eta_d = 0,93$ (див. табл. 2.2).

Проінтегрувавши (2.12) за увесь час руху отримаємо значення спожитої електроприводом енергії:

$$W = \int_0^{t_u} P_{\text{ел}}(t) dt = \int_0^{t_u} \frac{F_t(t) \cdot V(t)}{\eta_r \cdot \eta_{\text{инв.}} \cdot \eta_d} dt, \quad (2.13)$$

де t_u - сумарний час автономного ходу.

2.1 Визначення дальності короткого автономного ходу

Прийmemo, що для короткого автономного ходу використовується акумуляторна батарея напругою 48 вольт та ємністю 200 А·год.

Енергія, запасена акумуляторною батареєю визначається як:

$$W_{\text{акб}} = U_{\text{акб}} \cdot I_{\text{h}\Sigma} \cdot 3600, \quad (2.14)$$

де $U_{\text{акб}}$ – напруга акумуляторної батареї, В; $I_{\text{h}\Sigma}$ – ємність акумуляторної батареї, А·год.

Отже, в даній батареї буде запасена енергія:

$$W_{\text{акб}} = 200 \cdot 48 \cdot 3600 = 34,56 \text{ МДж.}$$

Швидкість руху при короткому автономному ході обмежена на рівні 10 км/год, пришвидшення на рівні $1,2 \text{ м/с}^2$.

Для розрахунку (2.13) використовується моделююча програма, побудована в пакеті прикладних програм MATLAB/Simulink (рис. 2.1).

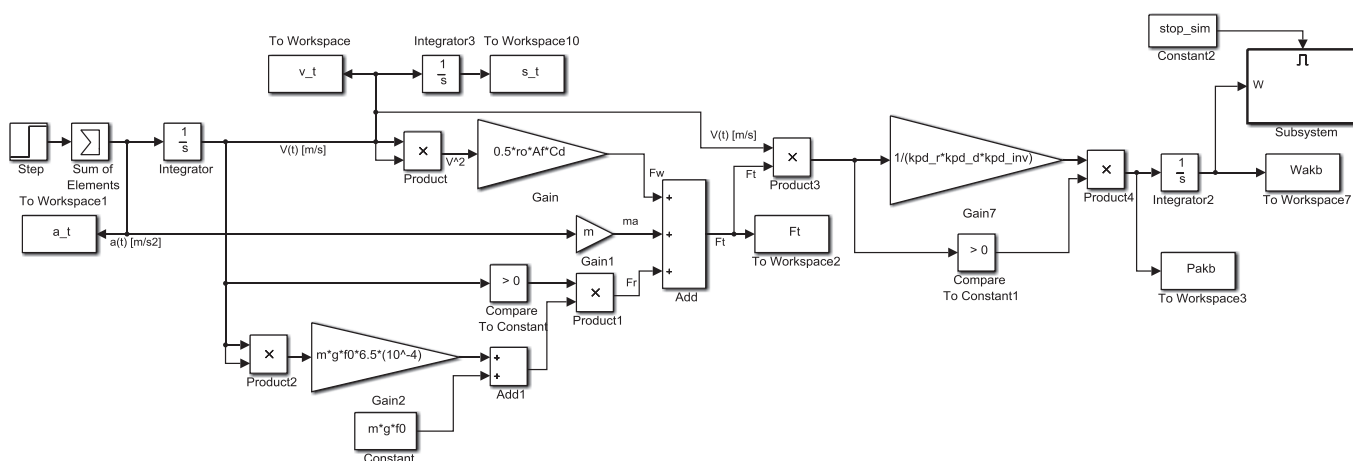


Рисунок 2.1 – Моделююча програма для розрахунку (2.13)

Результати розрахунку (2.13) наведено на рис. 2.2.

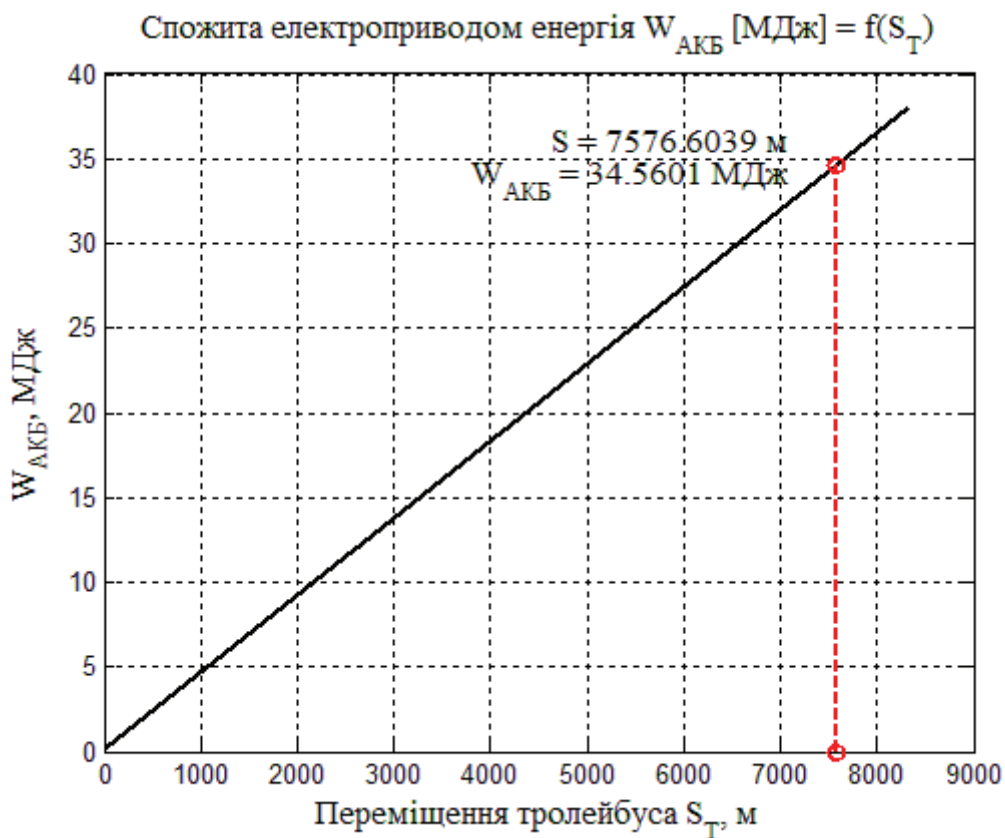


Рисунок 2.2 - Результати розрахунку (2.13)

Як видно з рис. 2.2 енергії в батареї короткого автономного ходу достатньо щоб проїхати відстань 7556 метрів. Для батареї короткого автономного ходу буде використовуватися 4 тягові свинцево-кислотні акумулятори типу VARTA Promotive Heavy Duty 700 038 105 [36].

2.2 Розрахунок та вибір акумуляторної батареї для довгого автономного ходу

Рух тролейбуса між зупинками складається з наступних етапів: розгін, рух з усталеною швидкістю, гальмування до зупинки, посадка та висадка пасажирів (пауза), далі цей цикл повторюється.

Для розрахунку батареї був розроблений графік руху тролейбуса з наступними параметрами:

- протяжність маршруту - 35 км.
- мінімальна та максимальна відстані між зупинками 200 та 650 метрів відповідно
- мінімальна та максимальна тривалість зупинки – 15 та 40 секунд відповідно
- мінімальна та максимальна швидкість руху між зупинками – 25 км/год та 55 км/год відповідно
- максимальне пришвидшення - $1,2 \text{ м/с}^2$ відповідно до [35].

Графік руху тролейбуса наведено на рис. 2.3.

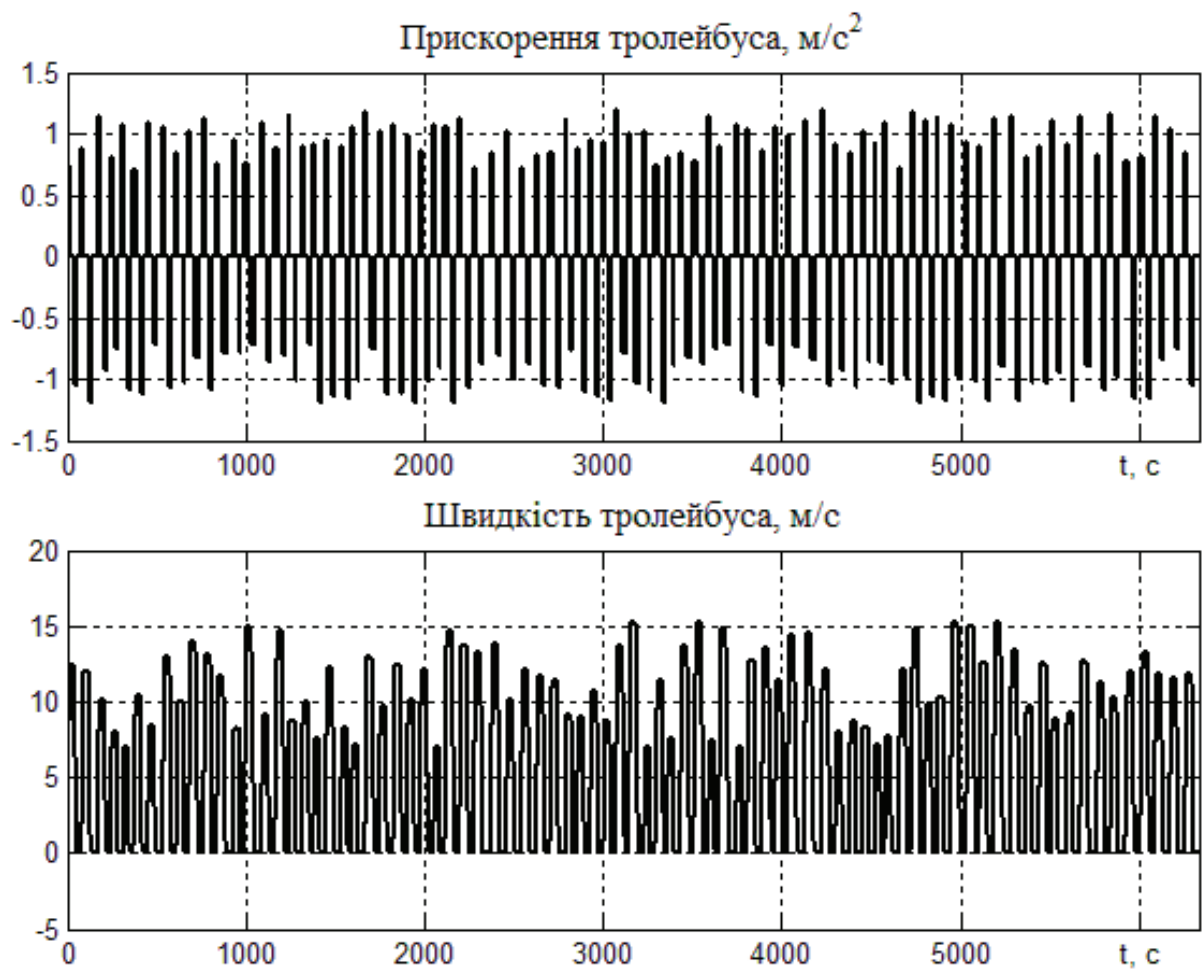


Рисунок 2.3 – Графік руху тролейбуса

Враховуючи (2.8) та (2.12), для тягового зусилля та споживаної електроприводом потужності отримаємо:

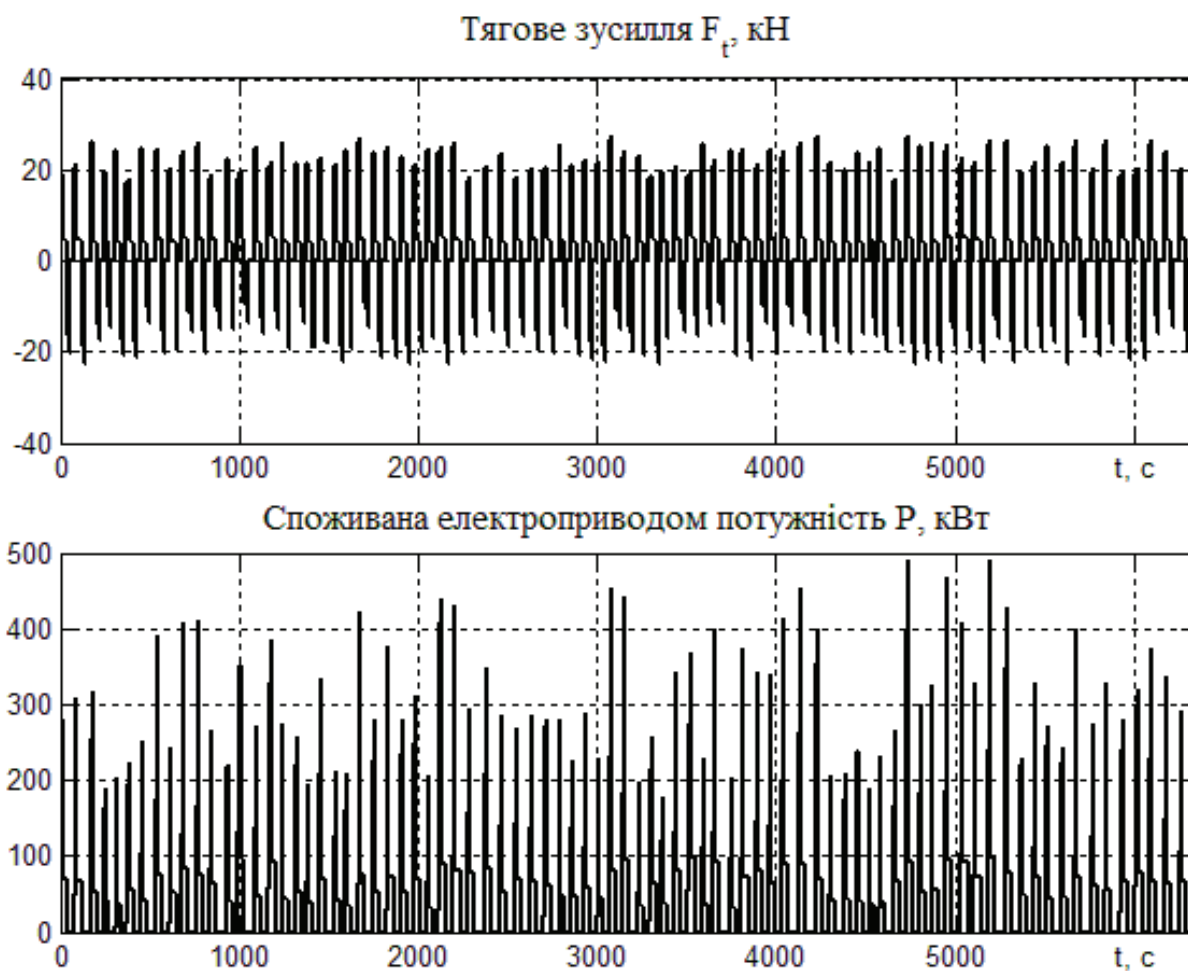


Рисунок 2.4 – Графіки залежностей тягового зусилля та споживаної електроприводом потужності від часу

Результат розрахунку (2.13) для випадку довгого автономного руху наведено на рис. 2.5.

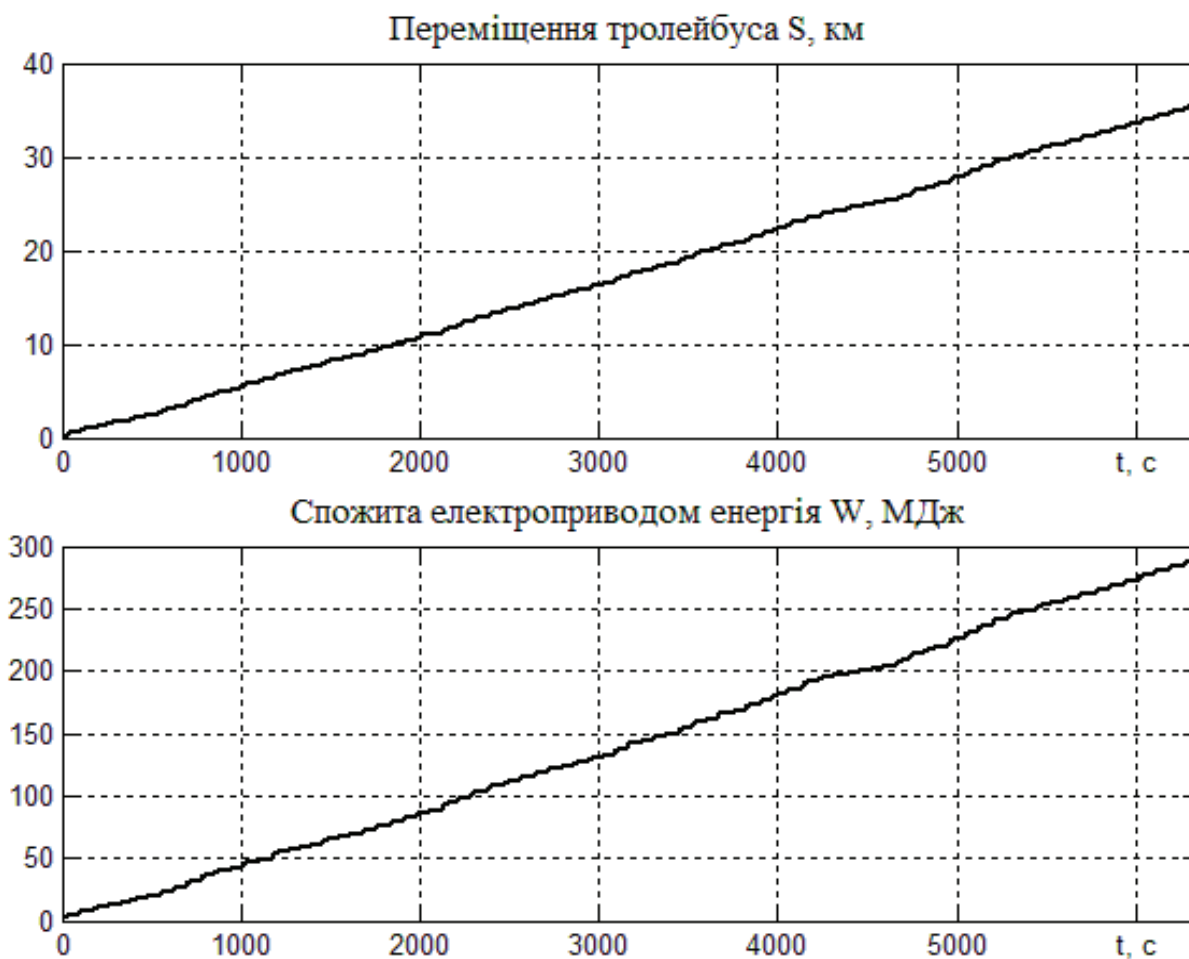


Рисунок 2.5 – Залежність спожитої електроприводом енергії та шляху тролейбуса від часу

Ордината останньої точки графіка буде сумарною спожитою енергією за весь час автономного руху:

$$W_1 = 287,81 \text{ МДж.}$$

З (2.14) визначасмо необхідну ємність акумуляторної батареї (напруга батареї дорівнює напрузі ланки постійного струму $U_{\text{акб}} = U_{\text{dc}} = 540 \text{ В}$):

$$I_{\text{h}\Sigma} = \frac{W_{\text{акб}}}{U_{\text{акб}} \cdot 3600} \cdot \quad (2.15)$$

Знаходимо необхідну сумарну ємність батареї для обох варіантів електроприводу, підставляючи в (2.15) значення енергії W_1 :

$$I_{h\Sigma} = \frac{287,81 \cdot 10^6}{540 \cdot 3600} = 148 \text{ А} \cdot \text{год},$$

Так як акумуляторна батарея складається з окремих комірок, необхідно знайти число послідовно з'єднаних комірок для отримання необхідної напруги батареї, а також кількість паралельно з'єднаних гілок для отримання необхідної ємності. Результати даних розрахунків будуть округлені до найближчого більшого цілого числа.

Число послідовно з'єднаних комірок визначається за формулою:

$$N_{\text{series}} = \frac{U_{\text{акб}}}{U_{\text{cell}}}, \quad (2.16)$$

де U_{cell} – номінальна напруга однієї комірки, В.

Число паралельно з'єднаних гілок визначається за формулою:

$$N_{\text{parallel}} = \frac{I_{h\Sigma}}{I_{\text{hcell}}}, \quad (2.17)$$

де I_{hcell} – номінальна ємність однієї комірки, А·год.

Для тягової акумуляторної батареї будуть використовуватися комірки LiFePO_4 типу Rucelf Lifepo4 50AH 3.2v Grade A, з $U_{\text{cell}} = 3,2$ В, та $I_{\text{hcell}} = 50$ А·год [37].

Число послідовно з'єднаних комірок буде:

$$N_{\text{series}} = \frac{540}{3,2} = 168,75 \approx 169 \text{ шт.}$$

Визначаємо число паралельно з'єднаних гілок:

$$N_{\text{parallel}} = \frac{148}{50} = 2,96 \approx 3.$$

Маса тягової батареї визначається як:

$$m_{batt} = m_{cell} \cdot N_{series} \cdot N_{parallel} , \quad (2.18)$$

де m_{cell} – маса однієї комірки, кг.

Сумарна маса батареї короткого автономного ходу:

$$m_1 = 53,61 \cdot 4 = 214,44 \text{ кг.}$$

Сумарна маса батареї довгого автономного ходу:

$$m_2 = 1,5 \cdot 169 \cdot 3 = 760,5 \text{ кг.}$$

Сумарну вартість АКБ можна визначити так:

$$Q_{AKB} = Q_{cell} \cdot N_{series} \cdot N_{parallel} , \quad (2.19)$$

де Q_{cell} - ціна однієї комірки, грн.

Сумарній об'єм АКБ можна визначити як:

$$V_{AKB} = V_{cell} \cdot N_{series} \cdot N_{parallel} , \quad (2.20)$$

де V_{cell} - об'єм однієї комірки, m^3 .

Об'єм однієї комірки визначається як:

$$V_{cell} = L \cdot V \cdot H , \quad (2.21)$$

де L, V, H - довжина, ширина, висота комірки відповідно, м.

Вартість батареї короткого автономного ходу:

$$Q_1 = 9198 \cdot 4 = 36792 \text{ грн.}$$

Вартість батареї довгого автономного ходу:

$$Q_2 = 2508 \cdot 169 \cdot 3 = 1271556 \text{ грн.}$$

Параметри обраних батарей зведено до табл. 2.3.

Таблиця 2.3 – Параметри обраних акумуляторних батарей

	Батарея короткого автономного ходу	Батарея довгого автономного ходу
Тип комірки	VARTA Promotive Heavy Duty 700 038 105	Rucelf Lifepo4 50AH 3.2v Grade A
Напруга комірки U_{cell} , В	12	3,2
Номінальна ємність однієї комірки I_{hcell} , А·год.	200	50
Маса комірки m_{cell} , кг	53,61	1,5
Загальна кількість елементів	4	507
Розмір комірки, мм	276 518 242	148 27,5 135
Сумарна маса батареї	214,44	760,50
Ціна однієї комірки, грн	9198	2508
Вартість всієї батареї, грн	36792	1271556
Сумарний об'єм батареї, м ³	0,14	0,28

2.3 Висновки до розділу

Визначено основні параметри електромеханічної системи тролейбуса з автономним ходом, що дозволило, використовуючи рівняння динаміки руху транспортного засобу, визначити залежність тягового зусилля від часу.

Визначено дальність короткого автономного ходу, яка склала 7556 метрів при використанні чотирьох свинцево-кислотних тягових батарей сумарною напругою 48 вольт та номінальною ємністю 200 А·год.

Для розрахунку батареї довгого автономного ходу розроблено driving cycle сумарною протяжністю 35 км, розраховано сумарну затрачену енергію за весь час автономного руху, на підставі цього розраховано необхідну ємність тягової батареї та обрано комірки LiFePO₄ типу Rucelf Lifepo4 50AH 3.2v Grade A.

Визначено вартість, сумарну масу та об'єм обох варіантів батареї.

3 РОЗРОБКА АЛГОРИТМУ ПРЯМОГО ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА

3.1 Струмове керування моментом при ідеальному полеорієнтуванні

Двофазна модель симетричного АД, записана в довільній системі координат ($d - q$), має вигляд:

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

де ω_0 – кутова швидкість довільної системи координат ($d - q$); ε_0 – кутове положення рухомої системи координат ($d - q$) відносно нерухомої системи координат статора ($a - b$).

Координатні перетворення задаються виразами:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{x}^{(d-q)} &= \mathbf{e}^{-j\varepsilon_0} \mathbf{x}^{(a-b)}, \\
 \mathbf{x}^{(a-b)} &= \mathbf{e}^{j\varepsilon_0} \mathbf{x}^{(d-q)}, \\
 \mathbf{e}^{-j\varepsilon_0} &= \begin{bmatrix} \cos(\varepsilon_0) & \sin(\varepsilon_0) \\ -\sin(\varepsilon_0) & \cos(\varepsilon_0) \end{bmatrix}, \\
 \mathbf{e}^{j\varepsilon_0} &= \begin{bmatrix} \cos(\varepsilon_0) & -\sin(\varepsilon_0) \\ \sin(\varepsilon_0) & \cos(\varepsilon_0) \end{bmatrix},
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

де $\mathbf{x}^{(y-z)}$ – визначає двовірні вектори на потокозчеплень, струмів та напруг.

В моделі АД (3.1) можна виміряти вектор змінних $y = (\theta, \omega, i_{ld}, i_{lq})^T$, в той час як потокозчеплення ротора не вимірюється. Задача векторного керування – керувати вимірюваним вектором y .

Вихідні змінні, що мають відпрацьовуватися, визначаються як нелінійні функції часу:

$$y_1 = \left[\frac{\frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} (\psi_{2d} i_{lq} - \psi_{2q} i_{ld})}{\sqrt{\psi_{2d}^2 + \psi_{2q}^2}} \right] \triangleq \begin{pmatrix} M \\ |\psi_2| \end{pmatrix}. \quad (3.3)$$

Якщо розглядати струми i_{ld}, i_{lq} в (3.1) як керуючі впливи (струмове керування) то модель АД спрощується:

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} (M - M_c) \\ M &= \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} (\psi_{2d} i_{lq} - \psi_{2q} i_{ld}) \\ \dot{\psi}_{2d} &= -\alpha \psi_{2d} + (\omega_0 - p_n \omega) \psi_{2q} + \alpha L_m i_{ld} \\ \dot{\psi}_{2q} &= -\alpha \psi_{2q} - (\omega_0 - p_n \omega) \psi_{2d} + \alpha L_m i_{lq} \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0, \varepsilon_0(0) = 0. \end{aligned} \quad (3.4)$$

При реалізації векторного керування з орієнтацією за полем АД в ідеальному випадку, коли кутове положення вектора потокозчеплення ротора ε_ψ вважається відомим, умова $\varepsilon_0 = \varepsilon_\psi$ в (3.2) гарантує, що вісь d системи координат ($d - q$) співпадає з напрямком вектора потокозчеплення ротора, тобто:

$$\begin{aligned} \psi_{2d} &= |\psi_2|, \\ \psi_{2q} &\equiv 0. \end{aligned} \quad (3.5)$$

Умова (3.5) досягається при $\varepsilon_0 = \varepsilon_\psi$ в (3.2) і визначає ідеальну орієнтацію за вектором потокозчеплення ротора, а система координат ($d - q$) називається ідеально

орієнтованою за вектором потокозчеплення ротора.

За цих умов з (3.4) отримаємо перетворені рівняння динаміки АД в системі координат $(d - q)$, яка орієнтована за вектором потокозчеплення ротора:

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c) \quad ,\end{aligned}\tag{3.6}$$

$$\begin{aligned}M &= \frac{3}{2}p_n \frac{L_m}{L_2} |\psi_2| i_{1q} \\ |\dot{\psi}_2| &= -\alpha |\psi_2| + \alpha L_m i_{1d} \quad ,\end{aligned}\tag{3.7}$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = p_n \omega + \alpha L_m \frac{i_{1q}}{|\psi_2|}.\tag{3.8}$$

Система рівнянь (3.6) описує електромеханічну підсистему АД, а рівняння (3.7), (3.8) визначають динаміку електромагнітної підсистеми АД.

При цьому рівняння (3.6) співпадають з рівняннями двигуна постійного струму з електромагнітним збудженням. Рівняння (3.7), що описує динамічну поведінку модуля потокозчеплення ротора, є лінійною системою першого порядку, яка повністю розв'язана відносно електромеханічної підсистеми.

Рівнянням (3.8) визначається динаміка кутового положення вектора потокозчеплення ротора і воно є відомим рівнянням для синхронної швидкості поля АД згідно

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

де $\omega_2 = \alpha L_m \frac{i_{1q}}{|\psi_2|}$ – частота ковзання.

Перетворення координат (3.2) при $\varepsilon_0 = \varepsilon_\psi$ має вигляд:

$$\begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{pmatrix} = e^{-j\varepsilon_0} \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \end{pmatrix}, e^{-j\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos(\varepsilon_0) & \sin(\varepsilon_0) \\ -\sin(\varepsilon_0) & \cos(\varepsilon_0) \end{bmatrix},\tag{3.9}$$

$$\begin{aligned}\cos(\varepsilon_0) &= \frac{\Psi_{2a}}{|\Psi_2|}, \\ \sin(\varepsilon_0) &= \frac{\Psi_{2b}}{|\Psi_2|}.\end{aligned}\tag{3.10}$$

За рахунок цього перетворення здійснюється декомпозиція початкової моделі АД на дві підсистеми:

- електромеханічну, що задана рівнянням (3.6);
- електромагнітну, що задана рівняннями (3.7), (3.8) з лінійною динамічною поведінкою модуля вектора потокозчеплення ротора.

Частково лінеаризована модель АД, яка задана рівняннями (3.6) – (3.8) має наступні властивості:

- керування моментом здійснюється за допомогою формування моментної складової струму статора i_{1q} ;
- регулювання модуля вектора потокозчеплення $|\Psi_2|$ здійснюється за допомогою формування поле утворюючої компоненти струму статора i_{1d} .
- кутове положення вектора потокозчеплення ротора $\varepsilon_0 = \varepsilon_\Psi$ є координатою, що задається рівнянням (3.8);
- у випадку АД орієнтація здійснюється відносно вектора потокозчеплення ротора Ψ_2 , кутове положення якого в просторі визначається згідно (3.8). Це вимагає для реалізації ідеалізованого керування вимірювання координат вектора потокозчеплення ротора відповідно до (3.10).

В реальному АД координати потокозчеплення ротора не вимірюються, тому даний алгоритм є ідеалізованим. В реальних системах керування замість виміряних координат потокозчеплення ротора використовуються їх оцінені значення, отримані за допомогою спостерігача.

Визначимо задане значення модуля потокозчеплення ротора $\Psi^* > 0$, як обмежену функцію з відомою першою похідною за часом. Згідно задачі

відпрацювання моменту необхідно сформулювати вектор керуючих дій $(i_{ld}, i_{lq})^T$ в (3.6), (3.7), який гарантує асимптотичність відпрацювання регульованих координат в (3.3), забезпечуючи умови:

$$\begin{aligned}\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} &= 0, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} &= 0, \\ \tilde{\psi} &= |\psi_2| - \psi^*.\end{aligned}\tag{3.11}$$

У формі похибок відпрацювання рівняння (3.6), (3.7) запишуться:

$$M^* + \tilde{M} = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} \psi^* i_{lq} + \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} \tilde{\psi} i_{lq},\tag{3.12}$$

$$\dot{\tilde{\psi}} = -\alpha \tilde{\psi} - \alpha \psi^* + \alpha L_m i_{ld} - \dot{\psi}^*.\tag{3.13}$$

З (3.12) сконструюємо алгоритм керування моментом у вигляді:

$$i_{lq} = \left(\frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} \right)^{-1} \frac{M^*}{\psi^*}.\tag{3.14}$$

За умов припущення про вимірювання вектора потокозчеплення ротора для (3.13) сконструюємо такий регулятор модуля потокозчеплення:

$$\begin{aligned}i_{ld} &= \frac{1}{\alpha L_m} \left(\alpha \psi^* + \dot{\psi}^* - k_{\psi l} \tilde{\psi} - x_{\psi} \right), \\ \dot{x}_{\psi} &= k_{\psi i} \tilde{\psi}\end{aligned}\tag{3.15}$$

де $(k_{\psi l}, k_{\psi i}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної і інтегральної дії регулятора модуля потокозчеплення ротора.

Підставивши алгоритми відпрацювання моменту (3.14) та модуля потокозчеплення ротора (3.15), в (3.12), (3.13), отримаємо рівняння динаміки похибок відпрацювання:

– моменту АД:

$$\tilde{M} = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} (\tilde{\psi} i_{1q}), \quad (3.16)$$

– модуля потокозчеплення:

$$\begin{aligned} \dot{x}_\psi &= k_{\psi i} \tilde{\psi}, \\ \dot{\tilde{\psi}} &= -(\alpha + k_{\psi 1}) \tilde{\psi} - x_\psi, \end{aligned} \quad (3.17)$$

Лінійна система (3.17) є асимптотично стійкою для всіх $(k_{\psi 1}, k_{\psi i}) > 0$.

Дві підсистеми відпрацювання координат в електромеханічній підсистемі (3.16) та електромагнітній (3.17) є лінійними, повністю розв'язаними і асимптотично стійкими, тобто:

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

з експоненційним рівнем сходимості. Тобто, задача відпрацювання моменту та модуля потокозчеплення АД за умов вимірювання вектора потокозчеплення ротора (ідеальної орієнтації за вектором потокозчеплення ротора) забезпечується глобально.

Алгоритм відпрацювання моменту та потокозчеплення ротора АД при ідеальній орієнтації за вектором потокозчеплення ротора задається рівняннями (3.14), (3.15). Керуючі струми визначаються виразом:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \end{pmatrix} &= e^{j\varepsilon_0} \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{pmatrix}, e^{j\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos(\varepsilon_0) & -\sin(\varepsilon_0) \\ \sin(\varepsilon_0) & \cos(\varepsilon_0) \end{bmatrix}, \\ \cos(\varepsilon_0) &= \frac{\Psi_{2a}}{|\Psi_2|}, \sin(\varepsilon_0) = \frac{\Psi_{2b}}{|\Psi_2|}, |\Psi_2| > 0. \end{aligned}$$

3.2 Пряме векторне керування моментом АД на основі принципу розділення

Базуючись на розглянутій концепції ідеальної орієнтації за полем машини необхідно для моделі АД, що задана рівняннями (3.1), синтезувати керуючі дії $u_1^{(d-q)} = (u_{1d}, u_{1q})^T$ на основі вимірюваного вектора змінних стану $y = (\theta, \omega, i_{1d}, i_{1q})^T$, які гарантують асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту M^* та модуля вектора потокозчеплення ротора $\psi^* > 0$, тобто забезпечити:

$$\begin{aligned}\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} &= 0, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} &= 0, \\ \tilde{\psi} &= |\psi_2| - \psi^*,\end{aligned}$$

при додатковій умові досягнення асимптотичної орієнтації за вектором потокозчеплення ротора:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_{2q} = 0. \quad (3.18)$$

Згідно з принципом розділення невимірювані змінні (ψ_{2a}, ψ_{2b}) в алгоритмі керування (3.9), (3.10), (3.15) замінюються на оцінені значення $(\hat{\psi}_{2a}, \hat{\psi}_{2b})$ які отримують за допомогою спостерігача із властивостями експоненційної стійкості, тобто:

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{pmatrix} &= e^{-\mathcal{J}\varepsilon_0} \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \end{pmatrix}, e^{-\mathcal{J}\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos(\varepsilon_0) & \sin(\varepsilon_0) \\ -\sin(\varepsilon_0) & \cos(\varepsilon_0) \end{bmatrix}, \\ \cos(\varepsilon_0) &= \frac{\hat{\psi}_{2a}}{|\hat{\psi}_2|}, \sin(\varepsilon_0) = \frac{\hat{\psi}_{2b}}{|\hat{\psi}_2|}.\end{aligned} \quad (3.19)$$

Використаємо спостерігач вектора потокозчеплення ротора в формі рівнянь роторного кола, записаних в стаціонарній системі координат статора (a – b) (див. рівняння (3.1) з $\omega_0 = 0$) у вигляді:

$$\begin{aligned}\dot{\psi}_{2a} &= -\alpha\psi_{2a} - p_n\omega\psi_{2b} + \alpha L_m i_{1a}, \\ \dot{\psi}_{2b} &= -\alpha\psi_{2b} + p_n\omega\psi_{2a} + \alpha L_m i_{1b}.\end{aligned}\quad (3.20)$$

Припустимо, що зовнішні сигнали ω, i_{1a}, i_{1b} в (3.20) є обмеженими, тоді розімкнений спостерігач для (3.20) запишеться:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\psi}}_{2a} &= -\alpha\hat{\psi}_{2a} - p_n\omega\hat{\psi}_{2b} + \alpha L_m i_{1a}, \\ \dot{\hat{\psi}}_{2b} &= -\alpha\hat{\psi}_{2b} + p_n\omega\hat{\psi}_{2a} + \alpha L_m i_{1b}.\end{aligned}\quad (3.21)$$

Визначимо похибки оцінювання потокозчеплень як:

$$\begin{aligned}\tilde{\psi}_{2a} &= \psi_{2a} - \hat{\psi}_{2a}, \\ \tilde{\psi}_{2b} &= \psi_{2b} - \hat{\psi}_{2b}.\end{aligned}\quad (3.22)$$

З врахуванням (3.20), (3.21) їхня динаміка набуває вигляду:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\psi}}_{2a} &= -\alpha\tilde{\psi}_{2a} - p_n\omega\tilde{\psi}_{2b}, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2b} &= -\alpha\tilde{\psi}_{2b} - p_n\omega\tilde{\psi}_{2a}.\end{aligned}\quad (3.23)$$

Для аналізу стійкості (3.23) розглянемо наступну функцію Ляпунова:

$$V = \frac{1}{2}(\tilde{\psi}_{2a}^2 + \tilde{\psi}_{2b}^2) > 0, \quad (3.24)$$

похідна якої вздовж траєкторій (3.23) дорівнює:

$$\dot{V} = -\alpha(\tilde{\psi}_{2a}^2 + \tilde{\psi}_{2b}^2) = -2\alpha V < 0. \quad (3.25)$$

З (3.24), (3.25) безпосереднє використання теореми Ляпунова про стійкість свідчить, що положення рівноваги $(\tilde{\psi}_{2a}, \tilde{\psi}_{2b})^T = 0$ є глобально експоненційно стійким. Формула (3.25) дає більш строгу оцінку у вигляді:

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

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

Тобто модуль похибок оцінювання $e_\psi(t)$ експоненційно затухає в нуль зі швидкістю, що визначається зворотною сталою часу роторного кола АД $T_r = \alpha^{-1}$.

Застосуємо до моделі (3.1) керуючі дії у вигляді

$$\begin{pmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{pmatrix} = e^{\int \varepsilon_0} \left[\sigma \begin{pmatrix} -\omega_0 i_{1q} + v_d \\ \omega_0 i_{1d} + v_q \end{pmatrix} \right],$$

при цьому модель перепишеться:

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} (M - M_c) \\ M &= \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} (\psi_{2d} i_{1q} - \psi_{2q} i_{1d}) \\ \dot{i}_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \alpha \beta \psi_{2d} + \beta p_n \omega \psi_{2q} + v_d \\ \dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} + \alpha \beta \psi_{2q} - \beta p_n \omega \psi_{2d} + v_q \\ \dot{\psi}_{2d} &= -\alpha \psi_{2d} + (\omega_0 - p_n \omega) \psi_{2q} + \alpha L_m i_{1d} \\ \dot{\psi}_{2q} &= -\alpha \psi_{2q} - (\omega_0 - p_n \omega) \psi_{2d} + \alpha L_m i_{1q}. \end{aligned} \tag{3.26}$$

Визначимо похибки оцінювання потокозчеплень в системі координат $(d - q)$:

$$\begin{aligned} \tilde{\psi}_{2d} &= \psi_{2d} - |\hat{\psi}_2|, \\ \tilde{\psi}_{2q} &= \psi_{2q}. \end{aligned} \tag{3.27}$$

З останніх двох рівнянь (3.26) отримаємо динаміку похибок оцінювання потокозчеплення в системі координат $(d - q)$:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2d} + \omega_2 \tilde{\psi}_{2q}, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2q} - \omega_2 \tilde{\psi}_{2d}. \end{aligned} \tag{3.28}$$

З (3.28) маємо:

$$\lim_{x \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_{2d} = 0,$$

$$\lim_{x \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_{2q} = 0.$$

З (3.26) електромеханічна підсистема:

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c) \\ M &= \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} (\psi_{2d} i_{1q} - \tilde{\psi}_{2q} i_{1d}) \\ \dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2q} - \beta p_n \omega \psi_{2d} + v_q.\end{aligned}\tag{3.29}$$

З (3.26) електромагнітна підсистема:

$$\begin{aligned}|\dot{\hat{\psi}}_2| &= -\alpha \hat{\psi}_2 + \alpha L_m i_{1d} \\ \dot{i}_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \alpha \beta \psi_{2d} + \beta p_n \omega \tilde{\psi}_{2q} + v_d \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2d} + \omega_2 \tilde{\psi}_{2q} \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2q} - \omega_2 \tilde{\psi}_{2d} \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = p_n \omega + \alpha L_m \frac{i_{1q}}{|\hat{\psi}_2|}.\end{aligned}\tag{3.30}$$

Визначимо похибки відпрацювання струмів статора у вигляді:

$$\begin{aligned}\tilde{i}_{1d} &= i_{1d} - i_{1d}^*, \\ \tilde{i}_{1q} &= i_{1q} - i_{1q}^*.\end{aligned}\tag{3.31}$$

З урахуванням (3.31) рівняння (3.29), (3.30) у формі похибок відпрацювання запишуться:

$$\begin{aligned}\tilde{M} &= \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} \psi^* \tilde{i}_{1q} + \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} \tilde{\psi}_{2d} (\tilde{i}_{1q} + i_{1q}^*) - \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} \tilde{\psi}_{2q} (\tilde{i}_{1d} + i_{1d}^*), \\ \dot{\tilde{i}}_{1q} &= -\gamma \tilde{i}_{1q} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2q} - \beta p_n \omega (|\hat{\psi}_2| + \tilde{\psi}_{2d}) - \gamma i_{1q}^* - i_{1q}^* + v_q,\end{aligned}\tag{3.32}$$

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\psi}} &= -\alpha\tilde{\psi} + \alpha L_m \tilde{i}_{ld} - \alpha\psi^* + \alpha L_m i_{ld}^* - \dot{\psi}^*, \\ \dot{\tilde{i}}_{ld} &= -\gamma\tilde{i}_{ld} + \alpha\beta(|\hat{\psi}_2| + \tilde{\psi}_{2d}) - \beta p_n \omega \tilde{\psi}_{2q} - \gamma i_{ld}^* - \dot{i}_{ld}^* + v_d,\end{aligned}\quad (3.33)$$

де $\tilde{\psi} = |\hat{\psi}_2| - \psi^*$, а i_{lq}^* визначено в (3.14) у вигляді:

$$i_{lq}^* = \left(\frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} \right)^{-1} \frac{M^*}{\psi^*}. \quad (3.34)$$

Керуюча дія в (3.32) формується у вигляді:

$$\begin{aligned}v_q &= -k_{iq1} \tilde{i}_{lq} - x_q + \gamma i_{lq}^* + \beta p_n \omega |\hat{\psi}_2| + \dot{i}_{lq}^*, \\ \dot{x}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_{lq},\end{aligned}\quad (3.35)$$

де $(k_{iq1}, k_{iiq}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегрально дії регулятора струму по осі (q), i_{lq}^* розраховується з (3.34) у вигляді:

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

Для електромагнітної підсистеми (3.33) синтезуємо регулятор потокозчеплення (оціненого):

$$\begin{aligned}i_{ld}^* &= \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha\psi^* + \dot{\psi}^* - k_{\psi1} \tilde{\psi} - x_\psi), \\ \dot{x}_\psi &= k_{\psi i} \tilde{\psi},\end{aligned}\quad (3.36)$$

а також регулятор польової компоненти струму статора i_{ld} :

$$\begin{aligned}v_d &= -k_{id1} \tilde{i}_{ld} - x_d + \gamma i_{ld}^* - \alpha\beta|\hat{\psi}_2| + \dot{i}_{ld}^*, \\ \dot{x}_d &= -k_{iid} \tilde{i}_{ld},\end{aligned}\quad (3.37)$$

де $(k_{\psi1}, k_{\psi i}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної дії регулятора модуля

потокоччеплення ротора, $(k_{id1}, k_{iid}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної дії регулятора струму по осі (d), $\dot{i}_{ld}^*$ розраховується з (3.36) у вигляді:

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

Після підстановки (3.34) – (3.37) в (3.32) – (3.33) отримаємо рівняння похибок відпрацювання моменту:

$$\tilde{M} = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} \left[(\tilde{\psi} + \tilde{\psi}_{2d}) (\dot{i}_{lq}^* + \tilde{i}_{lq}) + \psi^* \tilde{i}_{lq} - \tilde{\psi}_{2q} (\dot{i}_{ld}^* + \tilde{i}_{ld}) \right], \quad (3.38)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_{lq} \\ \dot{\tilde{i}}_{lq} &= -k_{iq} \tilde{i}_{lq} - x_q - \beta p_n \omega \tilde{\psi}_{2d} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2q}, \end{aligned} \quad (3.39)$$

та координат електромагнітної підсистеми АД:

$$\begin{aligned} \dot{x}_\psi &= k_{\psi i} \tilde{\psi} \\ \dot{\tilde{\psi}} &= -(\alpha + k_{\psi l}) \tilde{\psi} - x_\psi + \alpha L_m \tilde{i}_{ld}, \end{aligned} \quad (3.40)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_d &= k_{iid} \tilde{i}_{ld} \\ \dot{\tilde{i}}_{ld} &= -k_{id} \tilde{i}_{ld} - x_d + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2d} + \beta p_n \omega \tilde{\psi}_{2q}, \end{aligned} \quad (3.41)$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2d} + \omega_2 \tilde{\psi}_{2q} \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2q} - \omega_2 \tilde{\psi}_{2d}. \end{aligned} \quad (3.42)$$

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

З (3.42) слідує, що $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}) = 0$, тому з (3.39) – (3.41) маємо

$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\psi}, x_\psi, \tilde{i}_{ld}, x_d, \tilde{i}_{lq}, x_q) = 0$, при цьому з (3.38) маємо $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{M}) = 0$, отже цілі керування

досягаються.

3.3 Алгоритм прямого векторного керування моментом асинхронного двигуна

Спостерігач магнітного потоку АД:

$$\begin{aligned} \left| \dot{\hat{\psi}}_2 \right| &= -\alpha \left| \hat{\psi}_2 \right| + \alpha L_m \dot{i}_{1d}, \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = p_n \omega + \alpha L_m \frac{\dot{i}_{1q}}{\left| \hat{\psi}_2 \right|}. \end{aligned}$$

Регулятор моменту:

$$\begin{aligned} i_{1q}^* &= \left(\frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} \right)^{-1} \frac{M^*}{\psi^*}, \\ \dot{i}_{1q}^* &= \left(\frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} \right)^{-1} \cdot \left(\frac{\dot{M}^*}{\psi^*} - \frac{M^* \dot{\psi}^*}{\psi^{*2}} \right). \end{aligned}$$

Регулятор потоку:

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

Регулятор струму по осі (d):

$$\begin{aligned} u_d &= \sigma \left(\gamma i_{1d}^* - \omega_0 i_{1q} - \alpha \beta \left| \hat{\psi}_2 \right| + \dot{i}_{1d}^* - k_{id} \tilde{i}_{1d} - x_d \right), \\ \dot{x}_d &= -k_{iid} \tilde{i}_{1d}. \end{aligned}$$

Регулятор струму по осі (q):

$$\begin{aligned} u_q &= \sigma \left(\gamma i_{1q}^* + \omega_0 i_{1d} + \beta \omega p_n \left| \hat{\psi}_2 \right| + \dot{i}_{1q}^* - k_{iq} \tilde{i}_{1q} - x_q \right), \\ \dot{x}_q &= -k_{iiq} \tilde{i}_{1q}. \end{aligned}$$

4 РОЗРОБКА МАКЕТУ ПІДВИЩУЮЧОГО DC/DC ПЕРЕТВОРЮВАЧА

Підвищувальний перетворювач можна використовувати для багатьох цілей. Оскільки він був винайдений сто років тому, він широко застосовувався не лише в традиційних галузях, таких як електроенергетика, але й у нових галузях, таких як електричний транспорт [38].

Наприклад, двигуни, які використовуються в електромобілях, вимагають високої напруги в діапазоні 500 В, але це, зазвичай, більше ніж може забезпечити акумуляторна батарея.

Використовувати велику кількість послідовно з'єднаних елементів може бути не практичною. Як рішення, можна використати підвищувальний перетворювач, який здатний підвищити напругу батареї до необхідного рівня [39].

Перетворювач може отримувати живлення з багатьох джерел, таких як батареї, випрямлений змінний струм, постійний струм від сонячних панелей, паливних елементів, генераторів постійного струму тощо.

Останніми роками з'явився новий інтерес до застосування подібних перетворювачів в зеленій енергетиці, особливо у виробництві вітрової та сонячної енергії.

Використовуючи підвищувальний перетворювач із відповідним алгоритмом керування, генератор із подвійною обмоткою статора (DWIG, dual-stator winding induction generator) може виробляти вищу напругу, працюючи з відстеженням максимальної потужності (MPPT, maximum power point tracking) на низькій швидкості та в умовах низької напруги [40]. Підвищувальні перетворювачі також використовуються MPPT контролерах у виробництві сонячної енергії.

Принцип роботи підвищуючого перетворювача та основні розрахункові співвідношення представлені у багатьох роботах, наприклад [41, 42, 43, 44].

У спрощеному вигляді схема підвищувального перетворювача наведена на рис. 4.1.

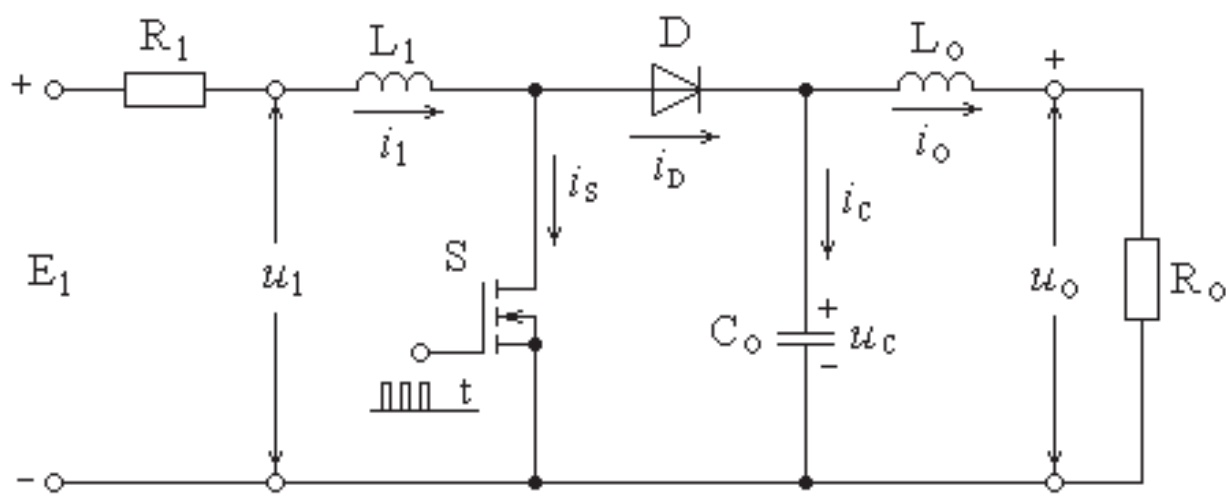


Рисунок 4.1 - Спрощена схема Boost DC/DC – перетворювача

Джерело живлення представлене на схемі у вигляді джерела фіксованої ЕРС E_1 з внутрішнім опором R_1 .

В даному прикладі в якості силового ключа S використовується польовий транзистор з ізольованим затвором, проте слід зазначити, що біполярні силові транзистори та IGBT транзистори також можна використовувати в якості комутуючого елемента.

Силовий ключ періодично замикається і розмикається із частотою комутації F_s імпульсами, що подаються на його затвор.

Відповідно до станів силового ключа (замкнутий або розімкнутий) процеси у схемі на періоді ШІМ зручно розглядати в межах двох послідовних інтервалів. При цьому для кожного з цих інтервалів може бути використана своя еквівалентна схема заміщення, як це показано на рис. 4.2.

Схема наведена на рис. 4.2,а відповідає замкнутому стану силового ключа, а схема на рис. 4.2,б - його розімкнутому стану.

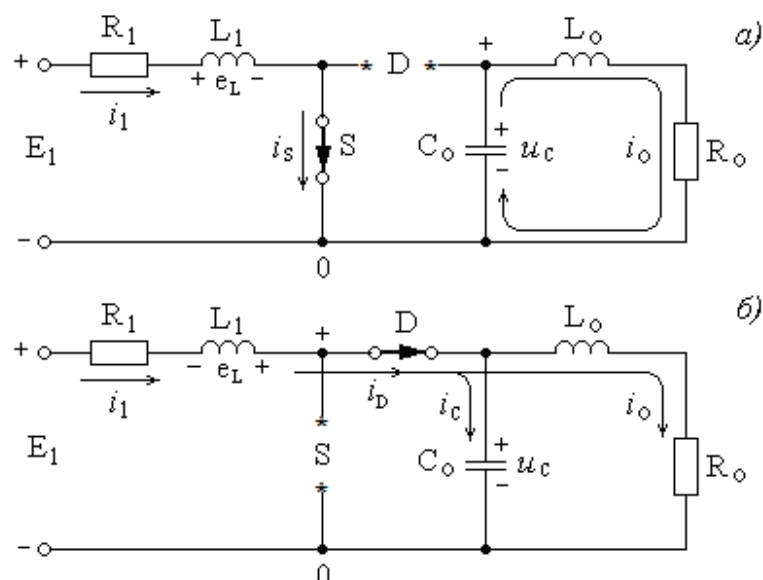


Рисунок 4.2 - Еквівалентні схеми заміщення Boost DC/DC - перетворювача

Часові діаграми для встановленого режиму роботи перетворювача наведено на рис. 4.3. Аналіз часових діаграм показує, що струми і напруги у схемі – це періодичні функції з періодом повторення T_s .

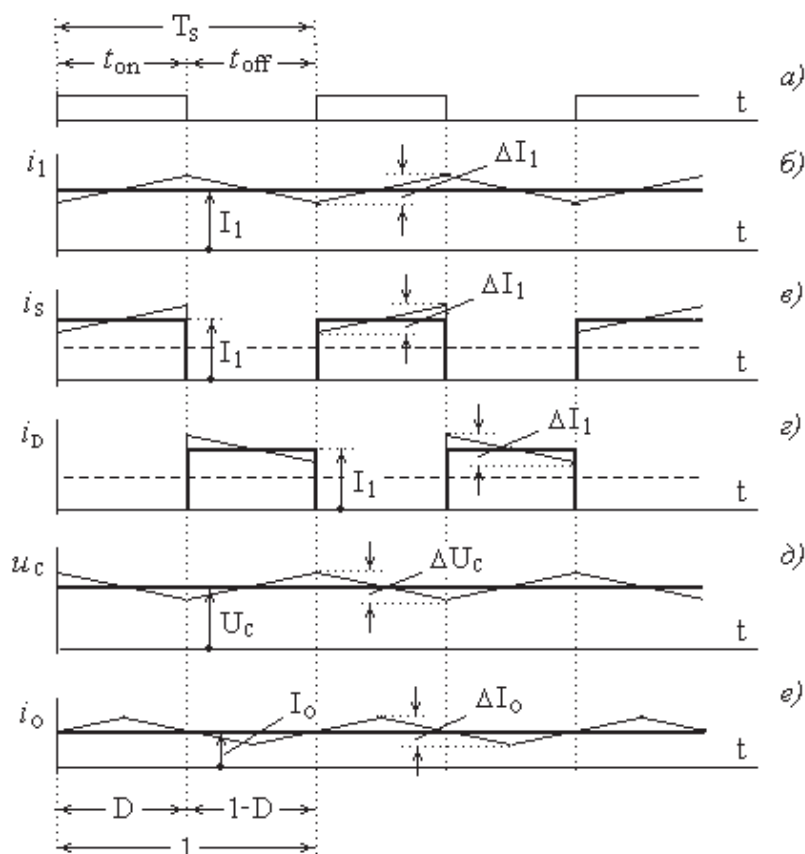


Рисунок 4.3 - Часові діаграми струмів та напруг DC/DC перетворювача

На першому інтервалі тривалістю t_{on} на затвор силового ключа S подається напруга (рис. 4.3, а) при цьому силовий ключ відкривається.

Через замкнутий ключ S індуктивність L_1 підключається безпосередньо до вихідних затискачів джерела живлення. Вхідний струм i_1 (рис. 4.3, б) (як і рівний йому струм ключа i_s (рис. 4.3, в)) наростає від деякого мінімального значення на початку інтервалу до деякого максимального значення в кінці інтервалу. При цьому в електромагнітному полі індуктивності L_1 запасається енергія.

Діод D на першому інтервалі знаходиться під зворотною напругою, рівною напрузі u_c на конденсаторі вихідного фільтра C_o , тому діод вимкнений. Контур навантаження відключений від джерела живлення вимкненим діодом, так що струм у навантаженні i_o підтримується лише струмом розряду конденсатора C_o (рис. 4.3, д і рис. 4.3, е).

На другому інтервалі протяжністю t_{off} імпульс з затвору силового ключа S знятий (рис. 4.3, а) тому ключ знаходиться в розімкнутому стані.

Струм через індуктивність L_1 продовжує протікати в тому ж напрямку, проходячи через діод D , що відкрився, в конденсатор вихідного фільтра C_o і в контур навантаження. Завдяки тому, що ЕРС самоіндукції індуктивності e_L сумується з вхідною напругою u_1 , напруга u_c на виході Boost-перетворювача виявляється більшою за величиною, ніж напруга u_1 на його вході.

Дане співвідношення виявляється справедливим і для середніх значень напруг, тобто у цій схемі виконується умова $U_o = U_c > U_1$.

У міру того, як енергія, запасена в індуктивності L_1 на попередньому інтервалі, віддається в навантаження, вхідний струм i_1 зменшується (рис. 4.3, б), а вихідна напруга u_c збільшується (рис. 4.3, д). У квазівстановленому режимі в момент закінчення другого інтервалу струм i_1 знижується до початкового для першого інтервалу мінімального значення, тоді як напруга u_c досягає максимальної величини.

При виконанні розрахунків зазвичай буває зручніше використовувати не абсолютну тривалість включеного стану силового ключа t_{on} , а її відносну величину D , яка визначається співвідношенням:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s}, \quad (4.1)$$

де $T_s = 1/F_s$ - період повторення імпульсів, що подаються на силовий ключ.

Таким чином, в встановленому режимі:

1) вхідний струм перетворювача i_1 здійснює циклічні коливання (з періодом комутації силового ключа T_s) на величину $\pm \Delta I_1/2$ щодо середнього рівня I_1 (рис. 4.3, б);

2) миттєве значення струму силового ключа i_s на інтервалі провідності тривалістю t_{on} зростає від мінімального значення до максимального величину ΔI_1 (рис. 4.3, в). У вимкненому стані силовий ключ повинен блокувати пряму напругу, що дорівнює величині вихідної напруги перетворювача u_c (рис. 4.3, б);

3) струм діода i_D на інтервалі його провідності тривалістю t_{off} навпаки зменшується на величину I_1 (рис. 4.3, г). У вимкненому стані діод повинен блокувати зворотну напругу, що дорівнює величині вихідної напруги u_c (рис. 4.3, а);

4) вихідна напруга u_c в межах періоду повторення коливається щодо свого середнього рівня U_c на деяку величину $\pm \Delta U_c/2$ (рис. 4.3, д);

5) розмах коливань струму навантаження $\pm \Delta I_o/2$ щодо його середнього значення I_o (рис. 4.3, е) за інших рівних умов визначається параметрами вихідного згладжувального $C_o L_o$ - фільтра.

4.1 Вольт-секундний баланс індуктивності та ампер-секундний баланс конденсатора

Вольт-секундний баланс індуктивності записується наступним чином: при роботі в усталеному режимі середнє значення напруги на індуктивності за період комутації має дорівнювати нулю:

$$\langle v_L \rangle_{T_s} = 0. \quad (4.2)$$

Ампер-секундний баланс конденсатора записується наступним чином: при роботі в усталеному режимі середнє значення струму через конденсатор за період

комутації має дорівнювати нулю:

$$\langle i_C \rangle_{T_s} = 0. \quad (4.3)$$

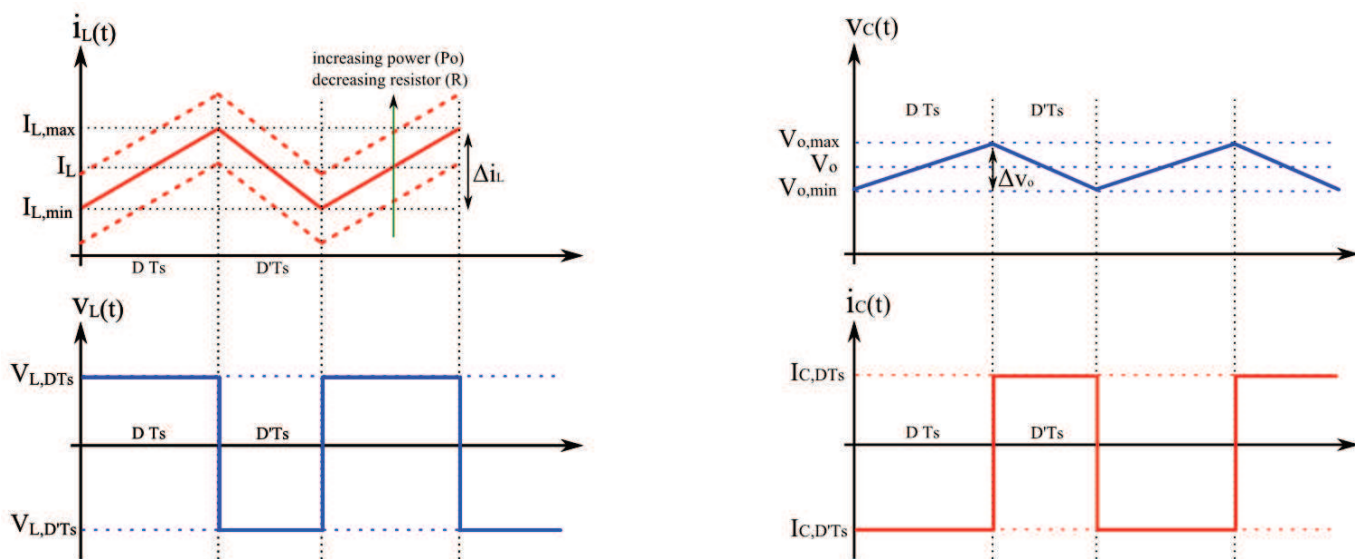


Рисунок 4.4 – Форми напруги на індуктивності та струму через ємність

При роботі в режимі нерозривних струмів амплітуда коливань струму індуктивності Δi_L менша ніж середнє значення струму I_L .

Δi_L не залежить від вихідної потужності або струму навантаження перетворювача.

Амплітуда коливань струму індуктивності визначається як:

$$\Delta i_L = \frac{E_1 D}{L \cdot f_s}. \quad (4.4)$$

При роботі в режимі нерозривних струмів струм в індуктивності ніколи не приймає нульового значення, тому на періоді комутації існує два інтервали: перший інтервал тривалістю $D \cdot T_s$ коли транзистор відкритий, а діод ні; другий $D' \cdot T_s$ коли діод відкритий, а транзистор – ні. При цьому D' визначається як $D' = (1 - D)$.

Визначимо середнє значення напруги на індуктивності за період ШІМ:

$$\langle v_L \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_L(t) dt, \quad (4.5)$$

де $v_L(t)$ - залежність миттєвого значення напруги на індуктивності від часу.

Визначений інтеграл в (4.5) є площею під кривою напруги $v_L(t)$ за час T_s , використовуючи рис. 4.4 визначимо цю площу в загальному вигляді:

$$S_{(v_L)} = v_{L(DT_s)} \cdot DT_s + v_{L(D'T_s)} \cdot D'T_s. \quad (4.6)$$

Підставимо (4.6) в (4.5) та отримаємо:

$$\langle v_L \rangle_{T_s} = v_{L(DT_s)} \cdot D + v_{L(D'T_s)} \cdot D'. \quad (4.7)$$

Визначимо середнє струму через конденсатор за період ШІМ:

$$\langle i_C \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_C(t) dt, \quad (4.8)$$

де $i_C(t)$ - залежність миттєвого струму через конденсатор від часу.

Визначений інтеграл в (4.8) є площею під кривою струму $i_C(t)$ за час T_s , використовуючи рис. 4.4 визначимо цю площу в загальному вигляді:

$$S_{(i_C)} = i_{C(DT_s)} \cdot DT_s + i_{C(D'T_s)} \cdot D'T_s. \quad (4.9)$$

Підставимо (4.9) в (4.8) та отримаємо:

$$\langle i_C \rangle_{T_s} = i_{C(DT_s)} \cdot D + i_{C(D'T_s)} \cdot D' \quad (4.10)$$

Враховуючи (4.7) та (4.10) вирази (4.2), (4.3) можна переписати в наступному вигляді:

$$v_{L(DT_s)} \cdot D + v_{L(D'T_s)} \cdot D' = 0, \quad (4.11)$$

$$i_{C(DT_s)} \cdot D + i_{C(D'T_s)} \cdot D' = 0. \quad (4.12)$$

Використовуючи схеми заміщення на рис. 4.2 визначимо напругу на індуктивності v_L на інтервалах роботи схеми:

- інтервал тривалістю $D \cdot T_s$:

$$v_{L(DT_s)} = E_1 - i_1 \cdot R_1. \quad (4.13)$$

- інтервал тривалістю $D' \cdot T_s$:

$$v_{L(D'T_s)} = E_1 - i_1 \cdot R_1 - u_C. \quad (4.14)$$

Для того, щоб визначити співвідношення між вхідною та вихідною напругою перетворювача підставимо (4.13) та (4.14) в (4.11), після підстановки отримаємо:

$$V_o = u_C = \frac{E_1 - i_1 \cdot R_1}{(1 - D)}, \quad (4.15)$$

де V_o - вихідна напруга перетворювача, В.

В літературі співвідношення (4.15) зазвичай записується для ідеальної індуктивності та джерела живлення, коли їх внутрішній опір приймається нульовим:

$$V_o = u_C = \frac{E_1}{(1 - D)}. \quad (4.16)$$

Проаналізувавши (4.15) та (4.16) можна зробити висновок, що даний перетворювач може тільки підвищувати рівень вихідної напруги відносно рівня вхідної напруги.

Наявність в чисельнику (4.15) добутку $i_1 \cdot R_1$ показує, що при накиданні

навантаження буде виникати статична похибка вихідної напруги, яка буде залежати від навантаження.

4.2 Математична модель підвищуючого перетворювача в усереднених координатах

Для отримання математичної моделі перетворювача в усереднених координатах необхідно доповнити рівняння (4.13), (4.14) рівняннями струму через конденсатор i_C :

Виконаємо заміну:

$$i_L = \frac{u_C}{R_o} - \text{струм навантаження, А.}$$

де R_o - опір навантаження, Ом.

- інтервал тривалістю $D \cdot T_s$:

$$\begin{aligned} v_{L(DT_s)} &= E_1 - i_1 \cdot R_1 \\ i_{C(DT_s)} &= -i_L \end{aligned} \quad (4.17)$$

- інтервал тривалістю $D' \cdot T_s$:

$$\begin{aligned} v_{L(D'T_s)} &= E_1 - i_1 \cdot R_1 - u_C \\ i_{C(D'T_s)} &= i_1 - i_L \end{aligned} \quad (4.18)$$

Запишемо рівняння динаміки струму індуктивності та напруги на конденсаторі в усереднених значеннях:

$$\langle \dot{i}_1 \rangle_{T_s} = \frac{1}{L} \langle v_L \rangle_{T_s}, \quad (4.19)$$

$$\langle \dot{u}_C \rangle_{T_s} = \frac{1}{C} \langle i_C \rangle_{T_s}. \quad (4.20)$$

Підставимо в (4.19) формулу (4.7) з врахуванням (4.17) та отримаємо:

$$\langle \dot{i}_1 \rangle = \frac{1}{L} (D(E_1 - i_1 \cdot R_1) + D'(E_1 - i_1 \cdot R_1 - u_c)).$$

Підставимо в (4.20) формулу (4.10) з врахуванням (4.18) та отримаємо:

$$\langle \dot{u}_c \rangle = \frac{1}{C} (D(-i_L) + D'(i_1 - i_L)).$$

Враховуючи вищевикладене запишемо математичну модель підвищуючого перетворювача в усереднених координатах:

$$\langle \dot{i}_1 \rangle = \frac{1}{L} (D(E_1 - i_1 \cdot R_1) + D'(E_1 - i_1 \cdot R_1 - u_c)), \quad (4.21)$$

$$\langle \dot{u}_c \rangle = \frac{1}{C} (D(-i_L) + D'(i_1 - i_L)). \quad (4.22)$$

4.3 Перевірка моделі в усереднених координатах

Після розкриття дужок та зведення подібних доданків в (4.21), (4.22) можна переписати модель в наступному вигляді:

$$\langle \dot{i}_1 \rangle = \frac{1}{L} (E_1 - i_1 \cdot R_1 + D \cdot u_c - u_c), \quad (4.23)$$

$$\langle \dot{u}_c \rangle = \frac{1}{C} (i_1 - D \cdot i_1 - i_L). \quad (4.24)$$

Для верифікації моделі перетворювача в усереднених координатах необхідно порівняти перехідні процеси змінних стану в усередненій моделі та в моделі, що зібрана з використанням ШІМ генератора та транзисторів.

Моделююча програма зібрана в середовищі MATLAB/Simulink відповідно до (4.23) та (4.24) наведена на рис. 4.5.

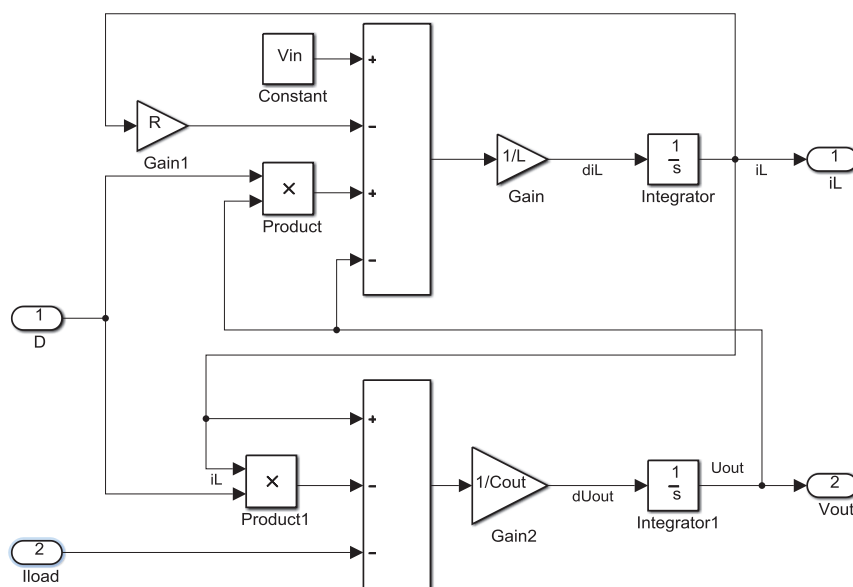


Рисунок 4.5 – Моделююча програма усередненої моделі (4.23) та (4.24)

Моделююча програма зібрана з використанням елементів бібліотеки Simscape/SimPowerSystems наведена на рис. 4.6.

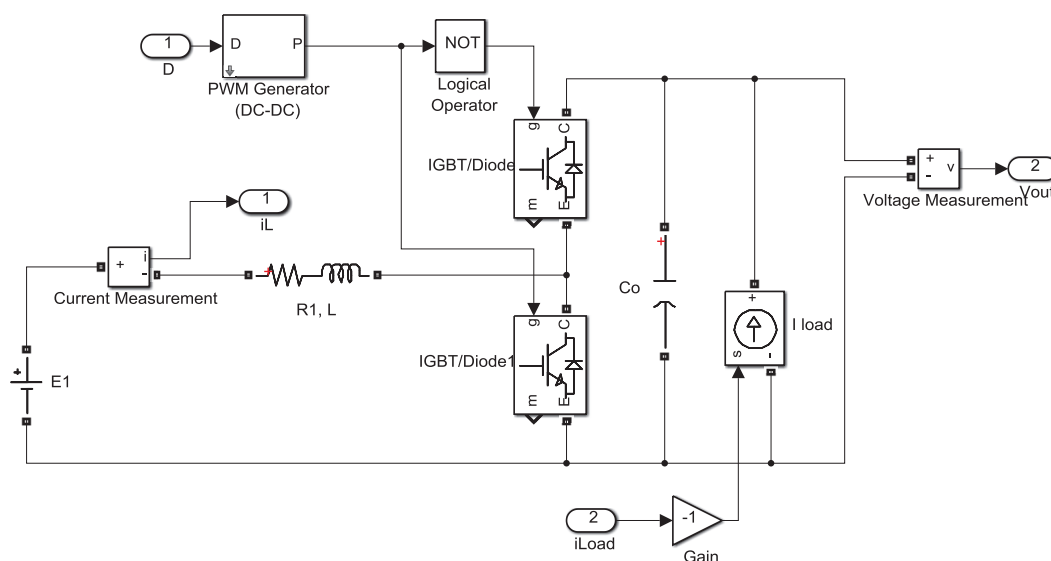


Рисунок 4.6 – Моделююча програма перетворювача з використанням ШІМ

Опис тесту для верифікації моделі в усереднених координатах:

- для обох моделей встановлено однакові параметри: $E_1 = 50$ В, $R_1 = 0,5$ Ом, $L = 600$ мкГн, $C = 500$ мкФ, коефіцієнт заповнення ШІМ $D = 0,5$;
- для моделі на рис. 4.6 встановлена частота ШІМ рівною 20 кГц;
- в момент часу 0,02 секунд накидається навантаження 10 А, в момент

часу 0,04 секунд воно знімається.

Перехідні процеси наведено на рис. 4.7 – рис. 4.10.

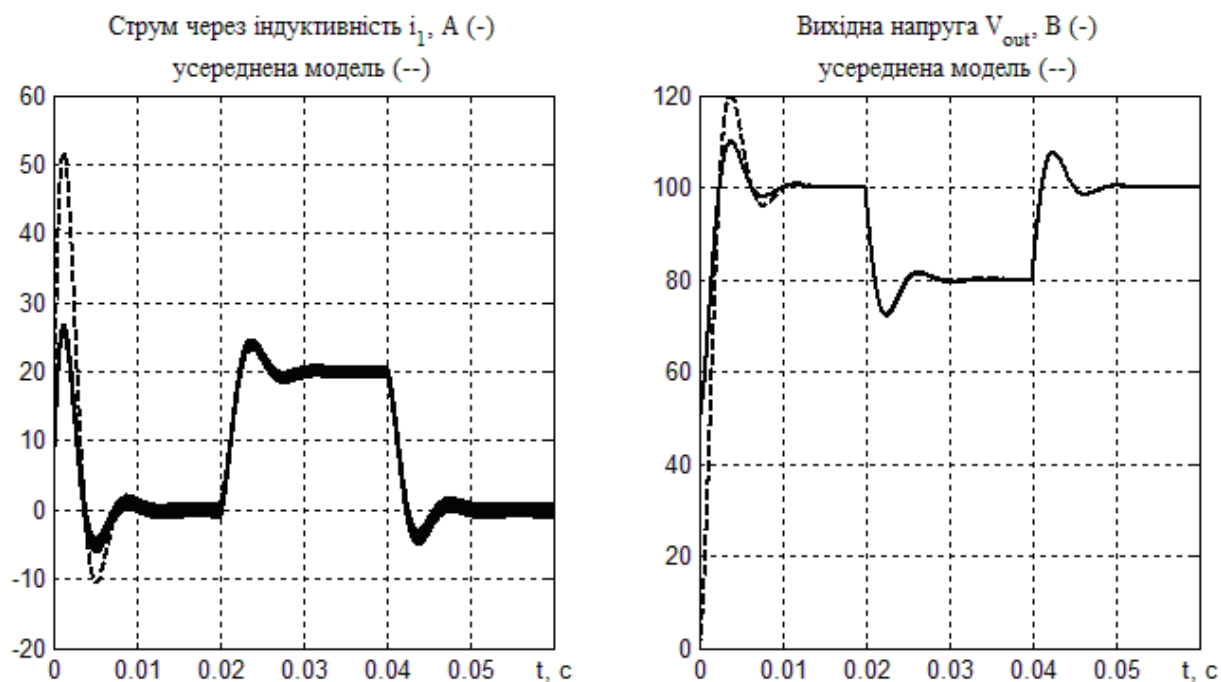


Рисунок 4.7 – Перехідні процеси в моделях перетворювача при початковій умові напруги конденсатора в усередненій моделі $u_{C(0)} = 0$ В.

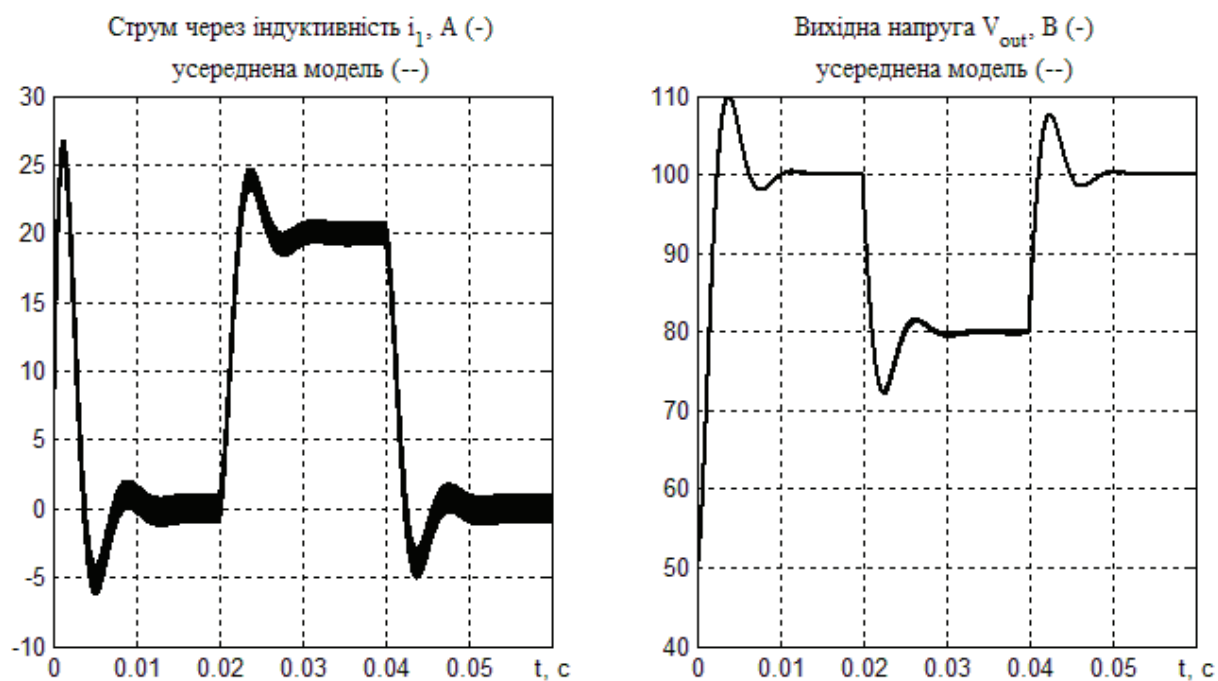


Рисунок 4.8 – Перехідні процеси в моделях перетворювача при початковій умові напруги конденсатора в усередненій моделі $u_{C(0)} = 50$ В.

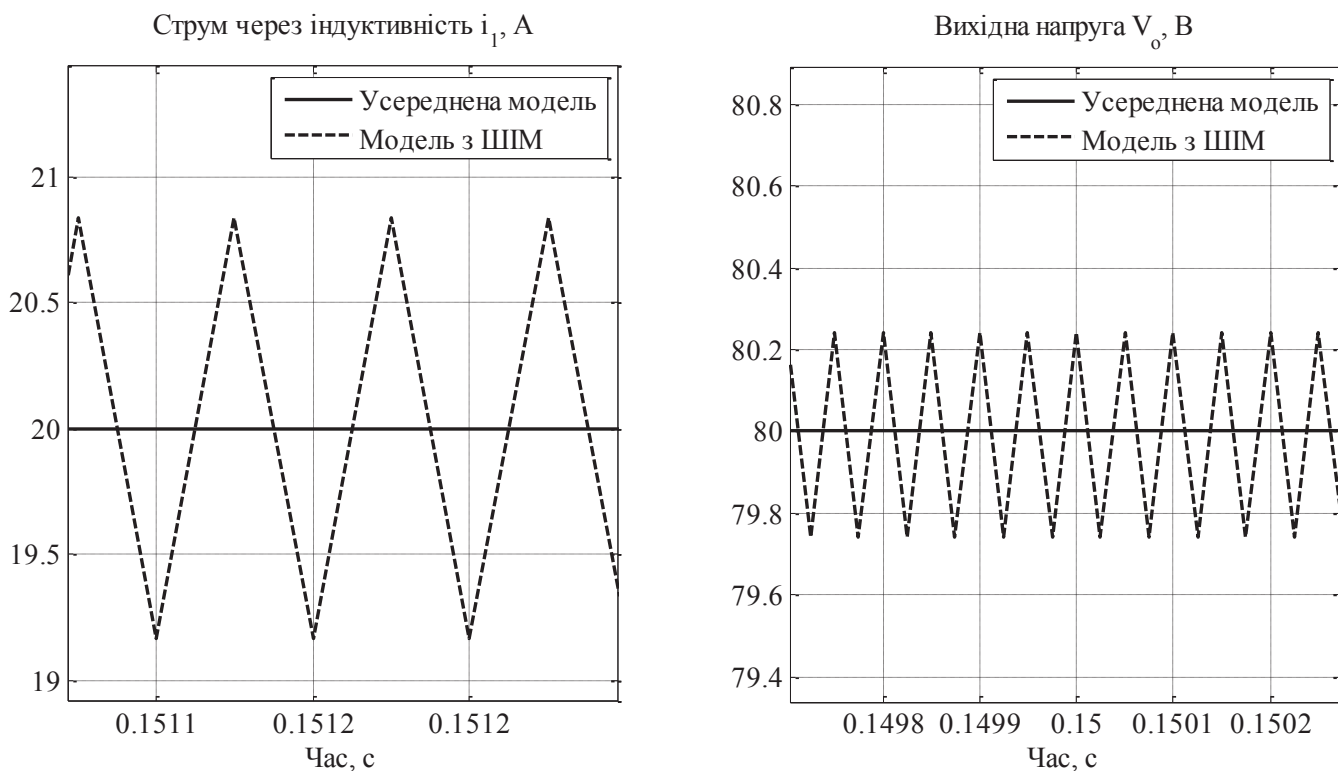


Рисунок 4.9 – Перехідні процеси в моделях перетворювача при використанні ідеальних ключів

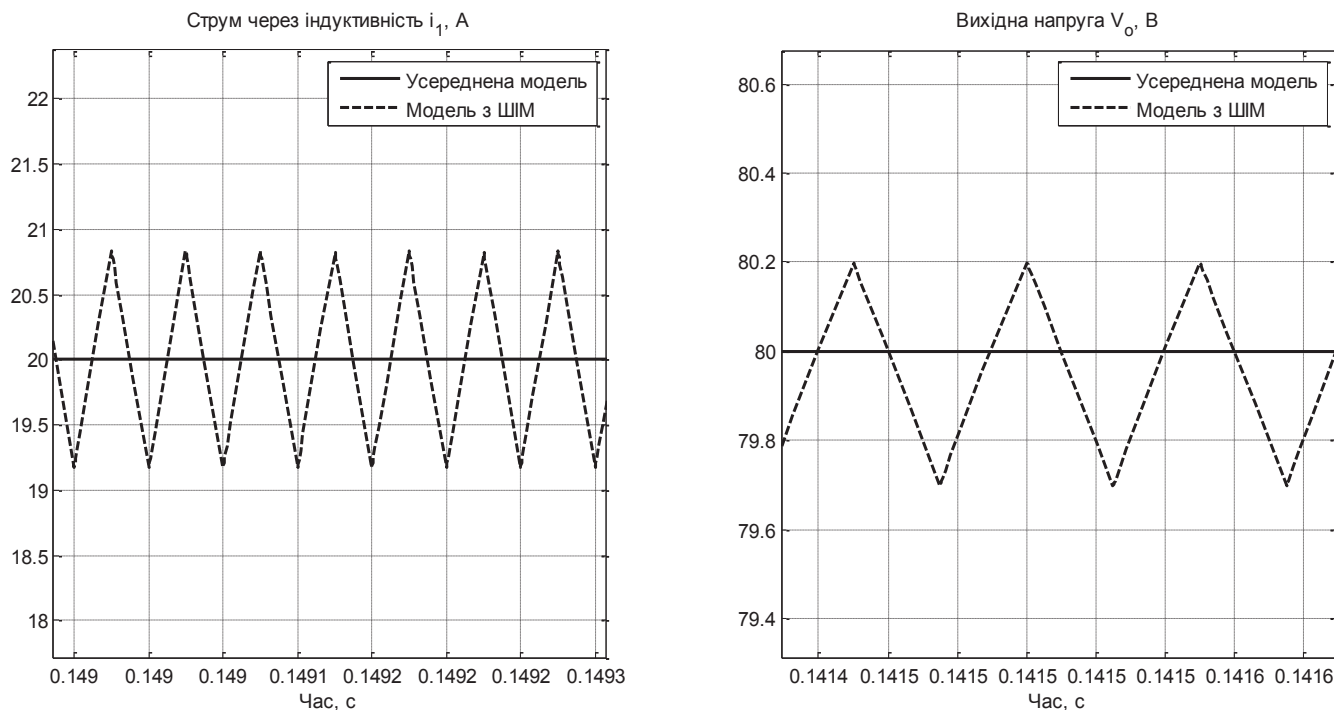


Рисунок 4.10 – Перехідні процеси в моделях перетворювача при використанні моделі транзисторів з паразитними параметрами

Як видно з рис. 4.7 – рис. 4.10 усереднена модель адекватно повторює середні значення струму через індуктивність та напруги на конденсаторі навіть при використанні моделей транзисторів з паразитними параметрами, що не враховані при виведенні усередненої моделі. При встановленні однакових початкових умов напруги конденсатора в усередненій на імпульсній моделях, перехідний процес усередненої моделі повністю повторює середнє значення змінних стану перетворювача (струм індуктивності, напруга ємності).

4.4 Параметри макету

Параметри проектного макету підвищувального DC/DC перетворювача:

- Вхідна напруга $V_{in} = 12 \text{ В}$;
- Максимальний коефіцієнт заповнення ШІМ $D_{max} = 0,75$ або максимальна вихідна напруга $V_{out(max)} = 48 \text{ В}$.
- Максимальний струм навантаження $I_{load(max)} = 1 \text{ А}$;
- Допустима пульсація напруги на виході $V_{rr} = 1 \text{ В}$;
- Частота ШІМ $f = 10 \text{ кГц}$;

4.5 Розрахунок індуктивності

Для заданих значень V_{in} , V_{out} (або D), I_H і f існує мінімальне (критичне) значення індуктивності дроселя L_1 : якщо індуктивність L_1 буде більшою за критичну, перетворювач працюватиме в режимі нерозривного струму дроселя; якщо менше критичної – у режимі розривного струму дроселя.

Інакше кажучи, якщо умова (4.25) для індуктивності дроселя L_1 виконується, перетворювач працює в режимі нерозривного струму дроселя [41].

$$L_1 > \frac{V_{in} D (1 - D)}{2 I_H f} \quad (4.25)$$

де $D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}}$ - коефіцієнт заповнення при заданій вхідній та вихідній напрузі.

Так як вихідна напруга може змінюватися, величину критичної індуктивності треба розрахувати на інтервалі, а потім взяти найбільше значення.

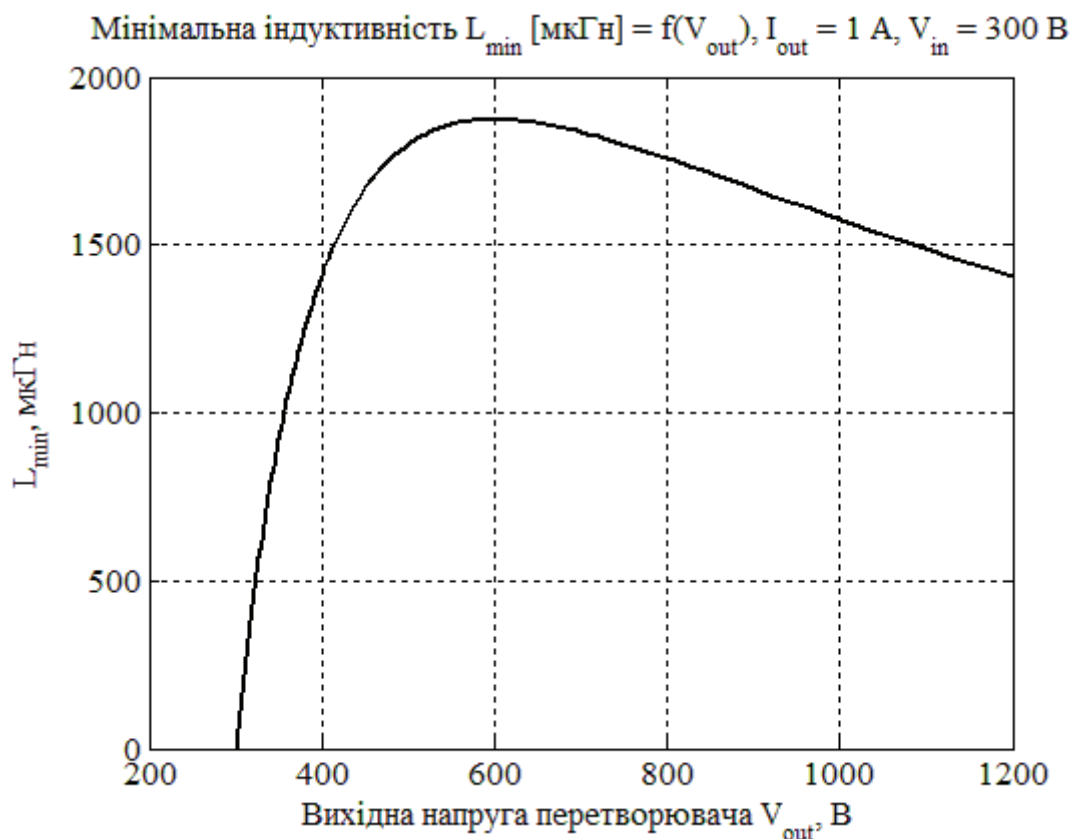


Рисунок 4.11 – Розрахунок критичного значення індуктивності

Найбільше значення індуктивності складає 1850 мкГн, проте на практиці слід взяти індуктивність з запасом, це зменшить пульсацію струму в ній, надалі використовуватися значення 220 мкГн. Оберемо дросель DR1618N-221-P-T [45] має наступні параметри: 220 мкГн $\pm 10\%$, $I_{\text{dcmax}} = 5,0$ А, $R_{\text{dc-max}} = 0,09$ Ом, $D = 16,8$ мм $H = 18,8$ мм NiZn, виводи DIP $d = 0,8$ мм.

4.6 Розрахунок максимального значення струму через індуктивність

Максимальне значення струму визначається як [41]:

$$I_{L1\text{max}} = \frac{I_{\text{н}}}{(1-D)} + \frac{V_{\text{in}} D}{2L_1 f} \quad (4.26)$$

Так як вихідна напруга може змінюватися, величину максимального струму

треба розрахувати на інтервалі, а потім взяти найбільше значення.

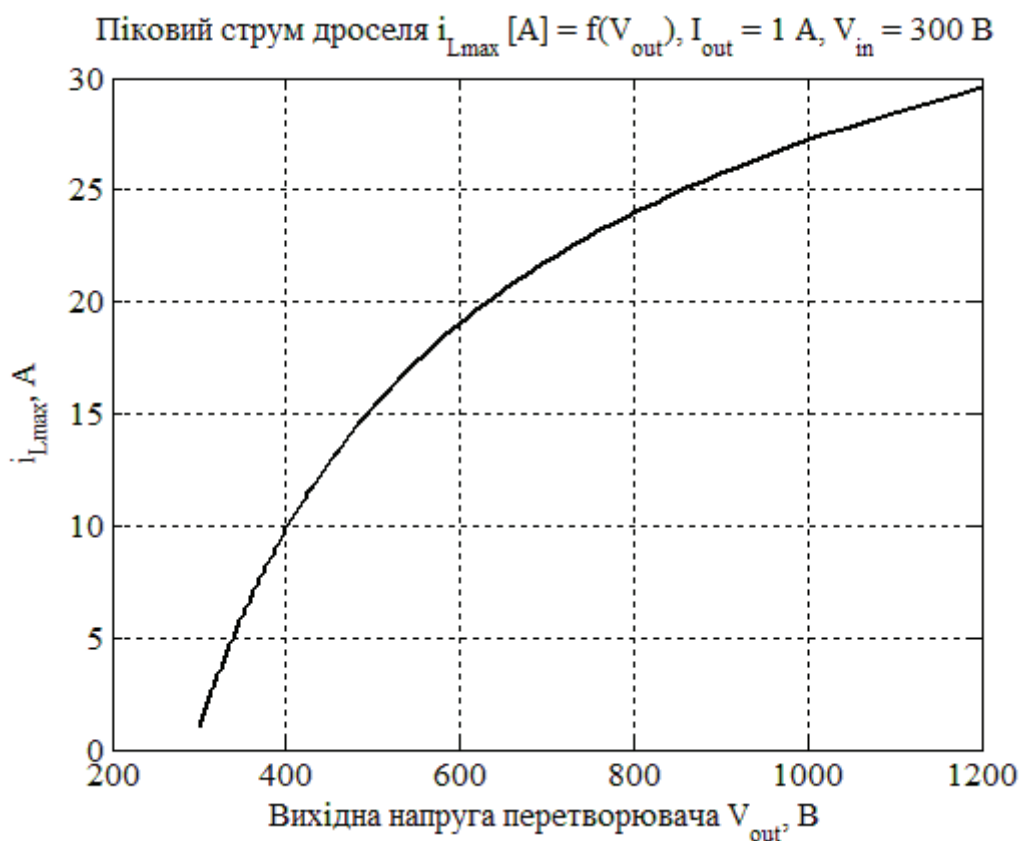


Рисунок 4.12 – Розрахунок максимального (пікового) значення струму через індуктивність

Так як максимальний струм обраного дроселя становить 5 А, то фактично вихідна напруга перетворювача буде обмежена на рівні 35 В при струмі навантаження 1 А.

4.7 Розрахунок та вибір вихідного конденсатора

Ємність цього конденсатора може бути визначена як [44]:

$$C_{out.min} = \frac{I_H}{V_{rr} f}, \quad (4.27)$$

$$C_{out.min} = \frac{1}{1 \cdot 10000} = 100 \cdot 10^{-6} \text{ Ф.}$$

Отже, потрібен конденсатор з ємністю не менше 100 мкФ, та робочою

напругою не менше 50 В, оберемо з запасом конденсатор з ємністю 220 мкФ та допустимою робочою напругою 100 В типу EXR221M2AB-Hitano [46].

4.8 Вибір транзистора

З рис. 4.3 можна зробити висновок, що піковий струм транзистора дорівнює піковому струму дроселя, а напруга, що прикладається до ключа в закритому стані дорівнює вихідній напрузі перетворювача. Отже, треба обрати польовий транзистор з допустимим струмом стоку не менше 6 А, та з допустимою напругою стік-витік не менше 50 В. Оберемо польовий транзистор IRF640 [47], який має максимальний струм "стік"- "витік": 18А; максимальна напруга "стік"- "витік": 200V.

4.9 Вибір драйвера для транзистора

В якості драйвера для транзистора оберемо драйвер типу HCPL-3120, що має опторозв'язку [48], даний драйвер має піковий вихідний струм $\pm 2,5$ А, напругу живлення від 15 до 30 В. Завдяки наявності гальванічної розв'язки такий драйвер можна використовувати для керування як нижнім так верхнім транзистором напівмоста.

4.10 Висновки до розділу

Розглянуто принцип роботи підвищуючого DC/DC перетворювача, що дозволило визначити співвідношення між вхідною на вихідною напругами та коефіцієнтом заповнення ШІМ.

Розроблено та верифіковано методом математичного моделювання математичну модель підвищуючого DC/DC перетворювача в усереднених координатах,

Розроблена усереднена модель дозволила надалі набагато швидше проводити математичне моделювання.

Розраховані параметри основних компонентів перетворювача: індуктивності та ємності;

Обрано дросель типу DR1618N-221-P-T [45] має наступні параметри: 220 мкГн $\pm 10\%$, $I_{dcmax}=5,0$ А, $R_{dc-max}=0,09$ Ом, $D=16,8$ мм $H=18,8$ мм NiZn, виводи DIP $d=0,8$ мм;

Обрано польовий транзистор типу IRF640 [47], який має максимальний струм "стік"- "витік": 18А; максимальна напруга "стік"- "витік": 200V;

Обрано драйвер польового транзистору типу HCPL-3120 [48];

Розроблено схему електричну принципову макету перетворювача.

5 ВИКОРИСТАННЯ ПІДВИЩУЮЧОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА НА ТРОЛЕЙБУСІ

Підвищувальні DC-DC перетворювачі знаходять широке використання в сучасних промислових системах керування [49], в тому числі і в електричних транспортних засобах, де застосовуються для керування потоками потужності джерел живлення.

Спрощена функціональна схема тягового електроприводу наведена на рис. 5.1.

Ідея використання підвищувального DC-DC перетворювача на тролейбусі полягає в тому, щоб за допомогою нього підвищити напругу низьковольтної батареї (48 вольт), до напруги якої буде достатньо для руху тролейбуса в маневровому режимі.

При русі в маневрову режимі для роботи електроприводу достатньо напруги порядку 200 вольт, так як в цьому режимі тролейбус не завантажений пасажирями, а також фактично відсутні часто повторювані динамічні режими розгону та гальмування, також максимальна швидкість є обмеженою на рівні 10-12 км/год.

Ще однією привабливою рисою цієї ідеї є те, що для її реалізації не потрібно вносити зміни до силової частини тягового електроприводу.

Як видно з рис. 5.1 тяговий електропривод у своєму складі має все, що потрібно для реалізації підвищувального перетворювача. За допомогою контактора К1 можна відключити вхідний міст (Q1-Q4), а отже і весь електропривод від контактної мережі.

За допомогою контактора К2 до вхідного мосту можна підключити низьковольтну батарею з відповідною системою контролю та захисту.

Вхідний дросель L1 буде використовуватися в якості накопичувального при роботі в режимі підвищення напруги батареї.

За допомогою давача струму ДС1 можна вимірювати струм індуктивності, а за допомогою давача напруги ДН1 вхідну напругу, що необхідно для реалізації замкненого алгоритму стабілізації напруги в ланці постійного струму.

Вимірювання напруги ланки постійного струму здійснюється за допомогою давача ДН2, це також необхідно для реалізації замкненого алгоритму стабілізації

напруги в ланці постійного струму.

Керування підвищувальним перетворювачем при цьому здійснюється за допомогою транзисторів вхідного мосту (Q1-Q4).

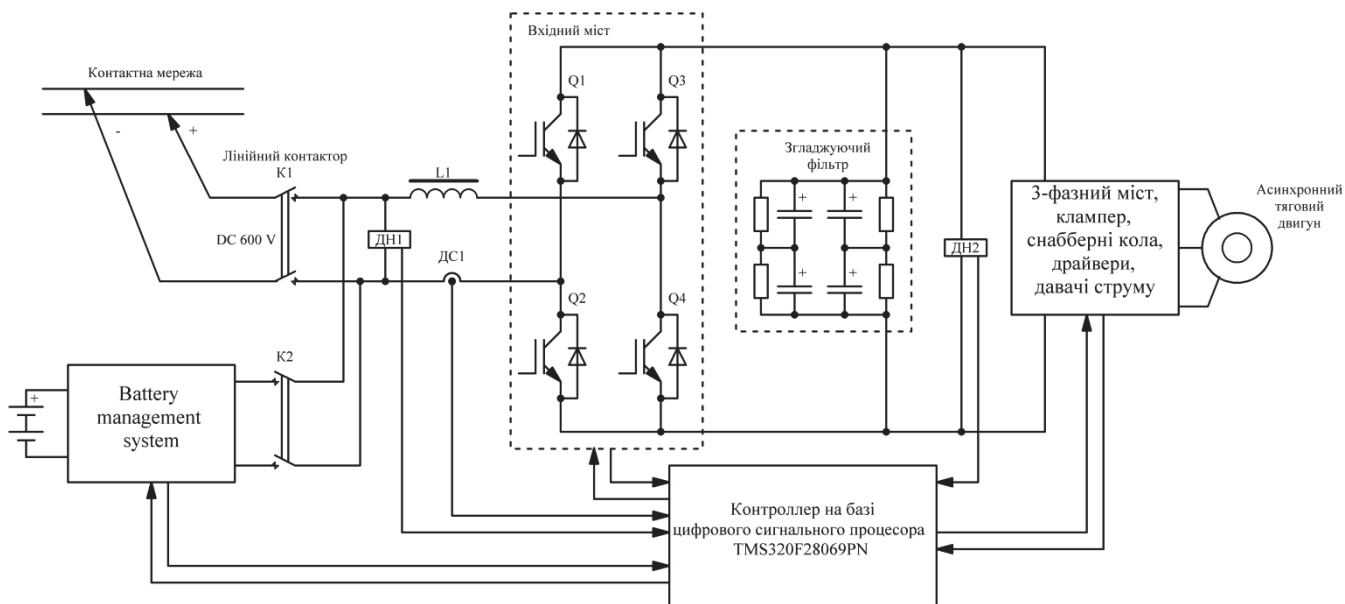


Рисунок 5.1 – Спрощена функціональна схема тягового електроприводу

Як було зазначено в розділі 4 у підвищувача на періоді ШІМ є дві фази роботи: фаза накопичення енергії в індуктивності та фаза віддачі накопиченої енергії у навантаження та ємність вихідного фільтра.

На рис. 5.2. зображена фаза накопичення енергії, оранжевою пунктирною лінією зображено шлях проходження струму дроселя, зеленою пунктирною лінією зображено шлях проходження струму, що споживається від ланки постійного струму силовим трифазним мостом від якого живиться тяговий електродвигун.

У цій фазі дросель $L1$ за допомогою транзисторів Q2 та Q4 підключається до акумуляторної батареї, струм в індуктивності починає лінійно наростати і в магнітному полі дроселі накопичується енергія. Трифазний силовий міст при цьому отримує енергію від конденсатора ланки постійного струму.

На рис. 5.3. зображена фаза віддачі енергії, що була накопичена в магнітному полі дроселя, червоною пунктирною лінією зображено шлях проходження струму дроселя, зеленою пунктирною лінією зображено шлях проходження струму, що споживається від ланки постійного струму силовим трифазним мостом від якого

живиться тяговий електродвигун.

У цій фазі дросель $L1$ за допомогою транзисторів $Q2$ та $Q3$ підключається до конденсаторів ланки постійного струму, струм в індуктивності починає лінійно спадати і енергія, накопичена в магнітному полі дроселя у попередній фазі роботи переходить в конденсатор, що призводить до збільшення напруги ланки постійного струму.

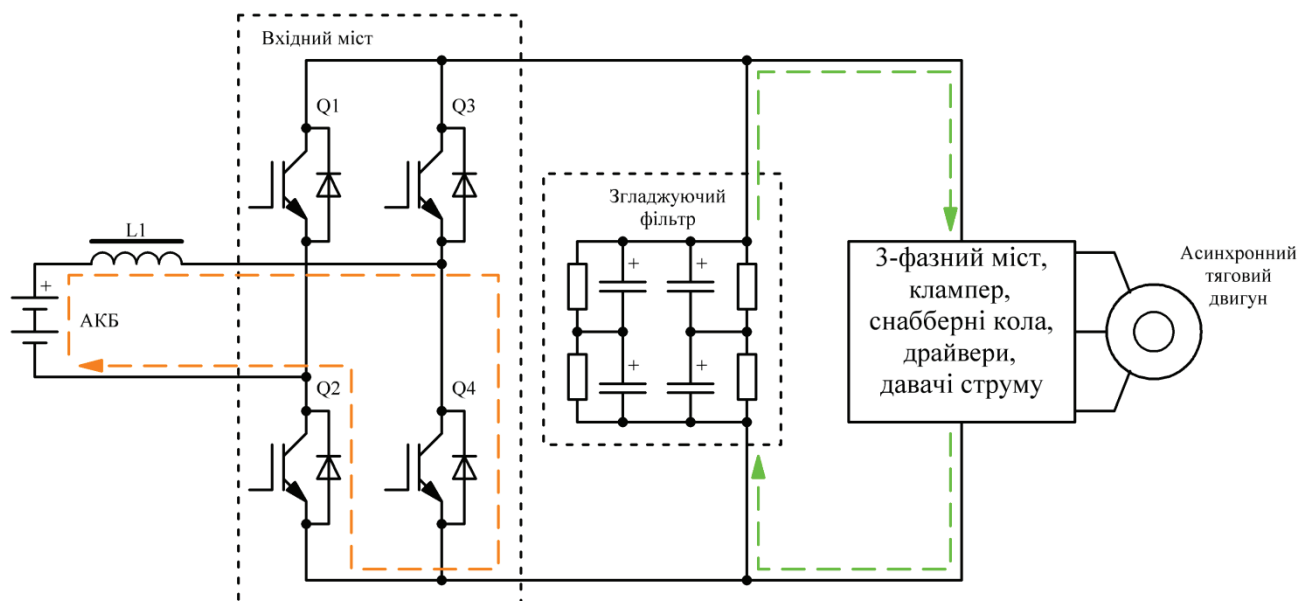


Рисунок 5.2 – Фаза накопичення енергії дроселем $L1$

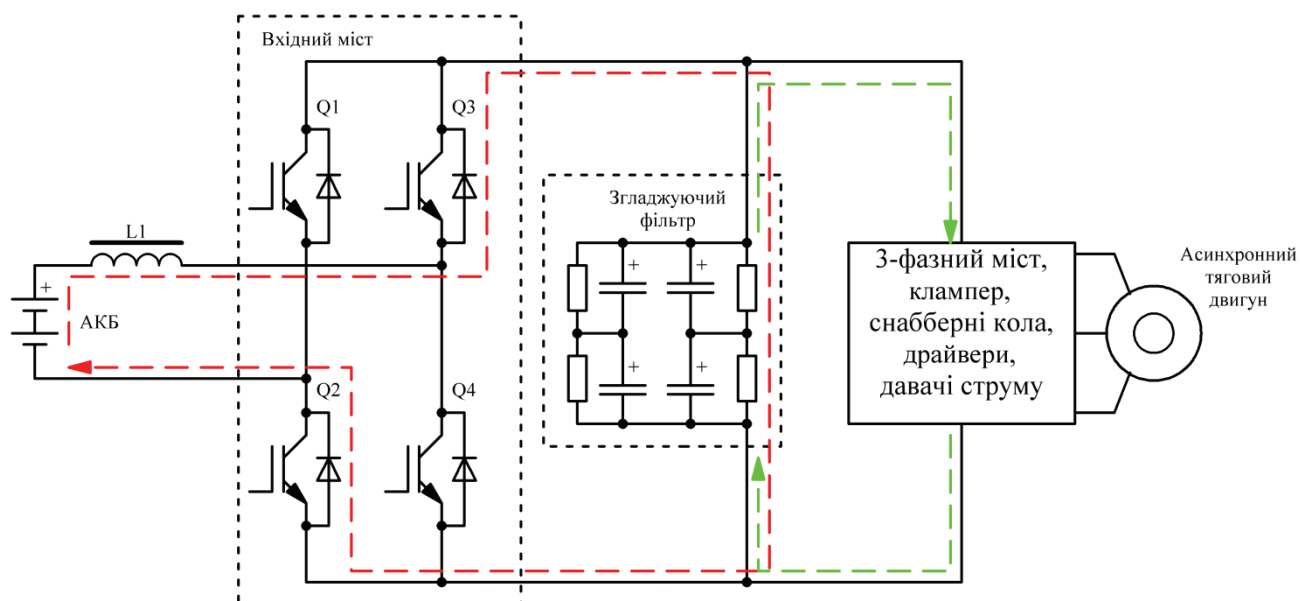


Рисунок 5.3 – Фаза віддачі енергії дроселем $L1$

5.1 Параметри проектного для тролейбуса підвищувального DC/DC перетворювача

- Вхідна напруга $V_{in} = 40...52$ В (живлення від АКБ з номінальною напругою 48 вольт);
- Вихідна напруга $V_{out} = 200$ В.
- Вихідна потужність $P_{out} = 12$ кВт;
- Допустима пульсація напруги на виході $V_{rr} = 10$ В;
- Частота ШІМ $f = 3$ кГц.

Параметри наявних на тролейбусі компонентів:

- Індуктивність дроселя фільтра радіочастотних завад $L_1 = 900$ мкГн;
- Активний опір дроселя фільтра радіочастотних завад $R_1 = 0,01$ Ом;
- Ємність конденсатора ланки постійного струму $C = 2250$ мкФ.

5.2 Розрахунок індуктивності дроселя

Для заданих значень V_{in} , V_{out} (або D), I_n і f існує мінімальне (критичне) значення індуктивності дроселя L_1 : якщо індуктивність L_1 буде більшою за критичну, то перетворювач працюватиме в режимі нерозривного струму дроселя, якщо менше критичної – у режимі розривного струму дроселя [41].

Інакше кажучи, якщо (5.1) умова для індуктивності дроселя L_1 виконується, перетворювач працює в режимі ССМ:

$$L_1 > \frac{V_{in} D (1 - D)}{2 I_n f}. \quad (5.1)$$

Коефіцієнт заповнення D при заданій вхідній та вихідній напрузі визначається як:

$$D_{ideal} = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}}. \quad (5.2)$$

Слід зазначити, що використовувати для розрахунку (5.2) коефіцієнту заповнення ШІМ можна лише нехтуючи активним опором індуктивності та падінням напруги на цьому опорі.

Наявність активного опору призводить до того, що для досягнення заданої вихідної напруги коефіцієнт заповнення ШІМ повинен бути більше, ніж у (5.2) для компенсації зменшення еквівалентної напруги живлення внаслідок наявності опору.

Розрахувати його можна так:

$$D_{\text{real}} = 1 - \frac{\left(V_{\text{in}} - R_L I_H \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} \right)}{V_{\text{out}}} \quad (5.3)$$

У (5.3) компонент $R_L I_H \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}}$ є падінням напруги на активному опорі індуктивності при заданому струмі навантаження, вхідній та вихідній напругах перетворювача. Тут і надалі прийнемо активний опір дроселя $R_L = 0,01 \text{ Ом}$.

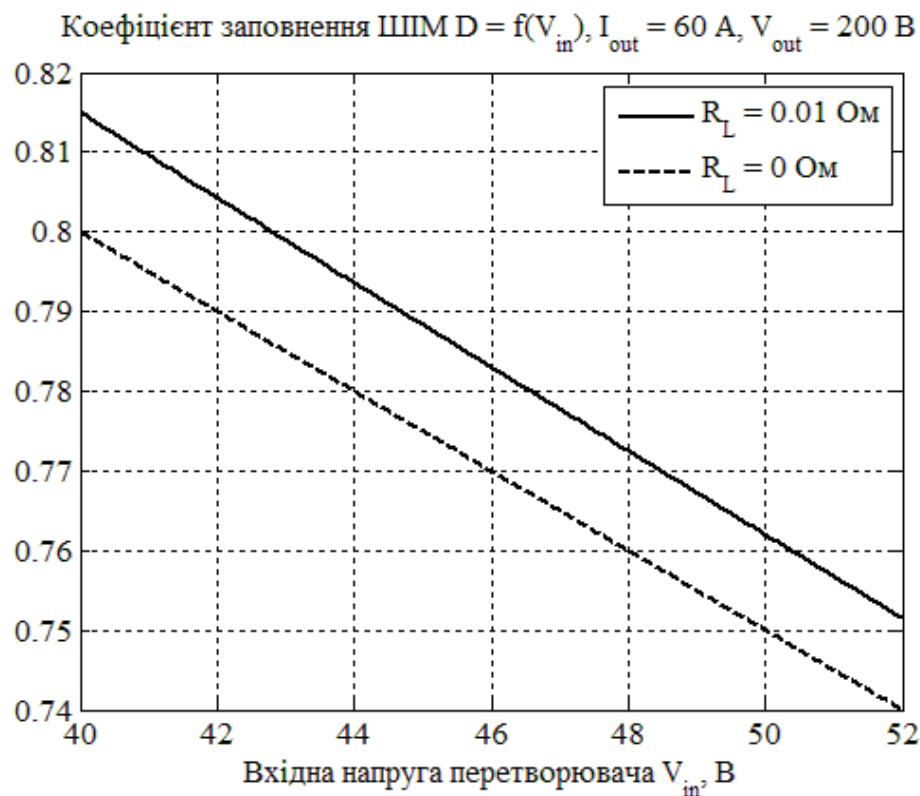


Рисунок 5.4 – Графік залежності коефіцієнта заповнення ШІМ

Так як вхідна напруга живлення перетворювача може змінюватися, величину критичної індуктивності (5.1) треба розрахувати на інтервалі, а потім взяти найбільше значення. Графік залежності величини мінімальної індуктивності від вхідної напруги перетворювача наведено на рис. 5.5.

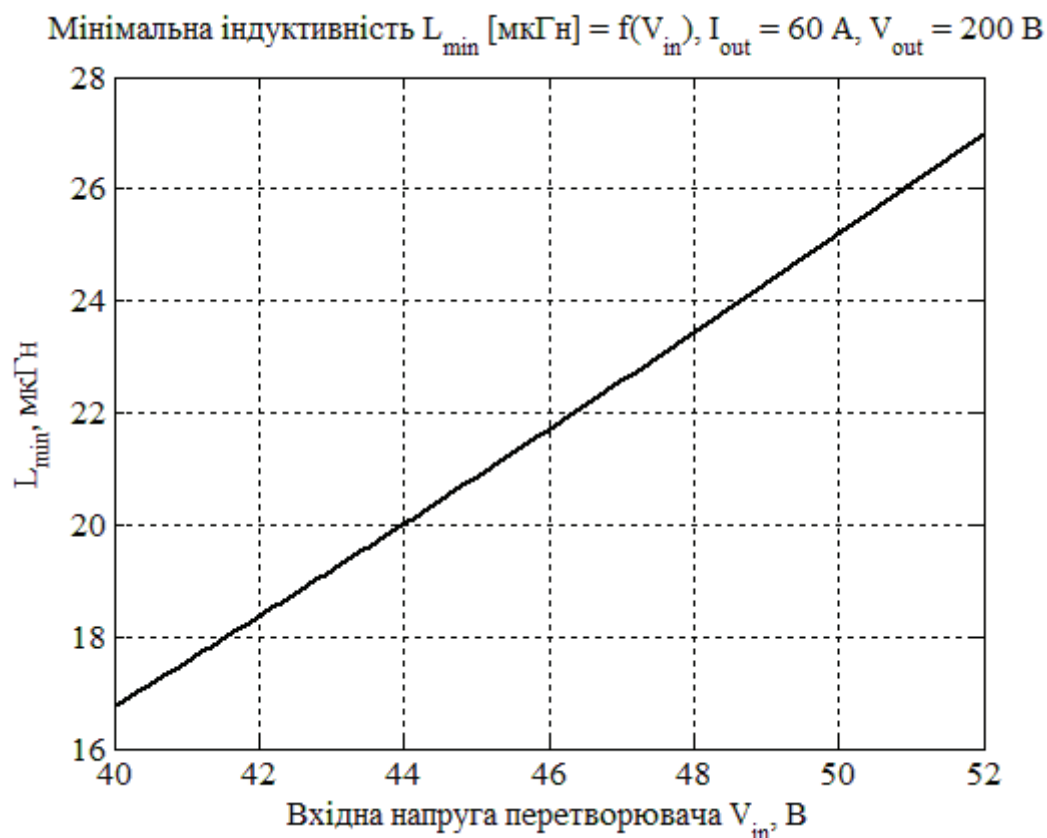


Рисунок 5.5 – Розрахунок мінімальної індуктивності

Як видно з рис. 5.5 індуктивність дроселя повинна складати не менше 27 мкГн, проте її слід взяти більшою, це дозволить зменшити амплітуду пульсації струму дроселя, що в свою чергу зменшить струмове навантаження на силові транзистори. Оберемо дросель з індуктивністю $L_1 = 200 \text{ мкГн}$.

5.3 Розрахунок максимального значення струму через дросель та амплітуди його пульсацій

Максимальне або пікове значення струму необхідно знати для коректного вибору силових транзисторів, а також підбору дроселя за допомогою каталогів.

Максимальне значення струму визначається як:

$$I_{L1\max} = \frac{I_n}{(1-D)} + \frac{V_{in} D}{2L_1 f}. \quad (5.4)$$

Так як напруга живлення перетворювача може змінюватися, величину максимального струму (5.4) треба розрахувати на інтервалі, а потім взяти найбільше значення. Залежність пікового струму від напруги живлення для різних величин індуктивності дроселя наведена на рис. 5.6.

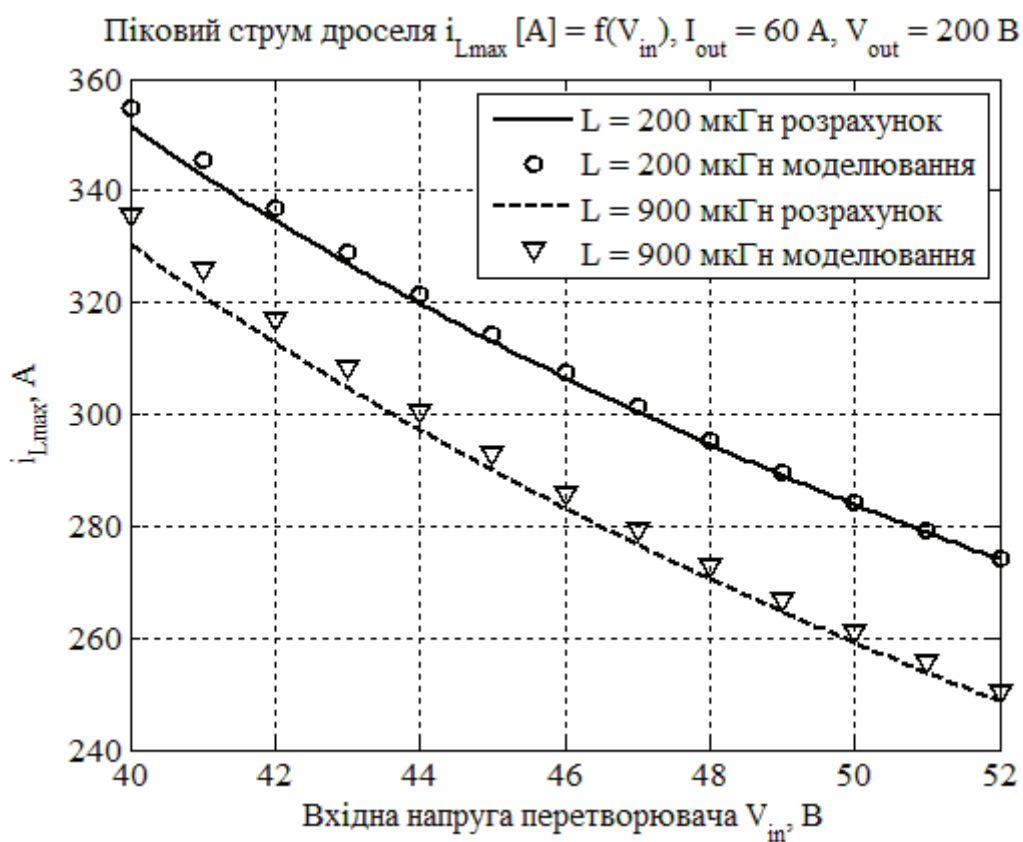


Рисунок 5.6 – Залежність пікового струму від напруги живлення для різних величин індуктивності дроселя

Як видно з рис. 5.6 моделювання підтверджує правильність розрахунків за формулою (5.4), невелика розбіжність пояснюється тим, що використовувалась модель з ШІМ та моделями транзисторів, тому внаслідок наявності процесів комутації та паразитних параметрів транзисторів між розрахунком та моделюванням можуть виникати розбіжності.

Також рис. 5.6 можна визначити, що при індуктивності дроселя $L_1 = 200$ мкГн максимальний струм складає $i_{L\max(L_1=200\text{мкГн})} = 351,5$ А; при індуктивності дроселя $L_1 = 900$ мкГн максимальний струм складає $i_{L\max(L_1=900\text{мкГн})} = 330,4$ А.

Амплітуда пульсації струму дроселя розраховується як:

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} D}{L \cdot f_s}. \quad (5.5)$$

Залежність амплітуди пульсації струму дроселя від напруги живлення для різних величин індуктивності дроселя наведена на рис. 5.7.

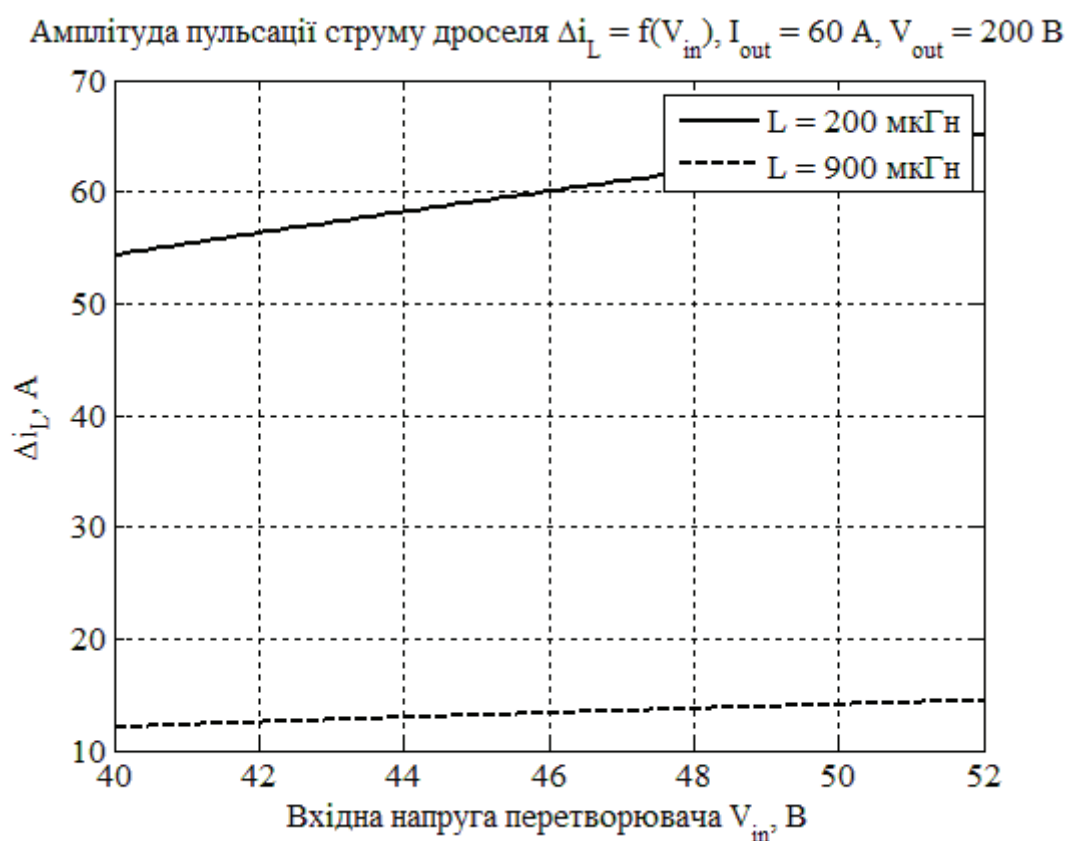


Рисунок 5.7 - Залежність амплітуди пульсації струму дроселя від напруги живлення для різних величин індуктивності

Як видно з рис. 5.7 при збільшенні індуктивності дроселя амплітуда пульсації струму зменшується.

5.4 Розрахунок ємності вихідного конденсатора

Ємність цього конденсатора може бути визначена як:

$$C_{\text{out.min}} = \frac{I_{\text{H}}}{V_{\text{r}} f}, \quad (5.6)$$

$$C_{\text{out.min}} = \frac{60}{10 \cdot 3000} = 0.002 \text{ Ф.}$$

Отже, потрібен конденсатор з ємністю не менше 2000 мкФ.

Залежність амплітуди пульсації вихідної напруги перетворювача від напруги живлення для різних величин ємності вихідного конденсатора наведена на рис. 5.8.

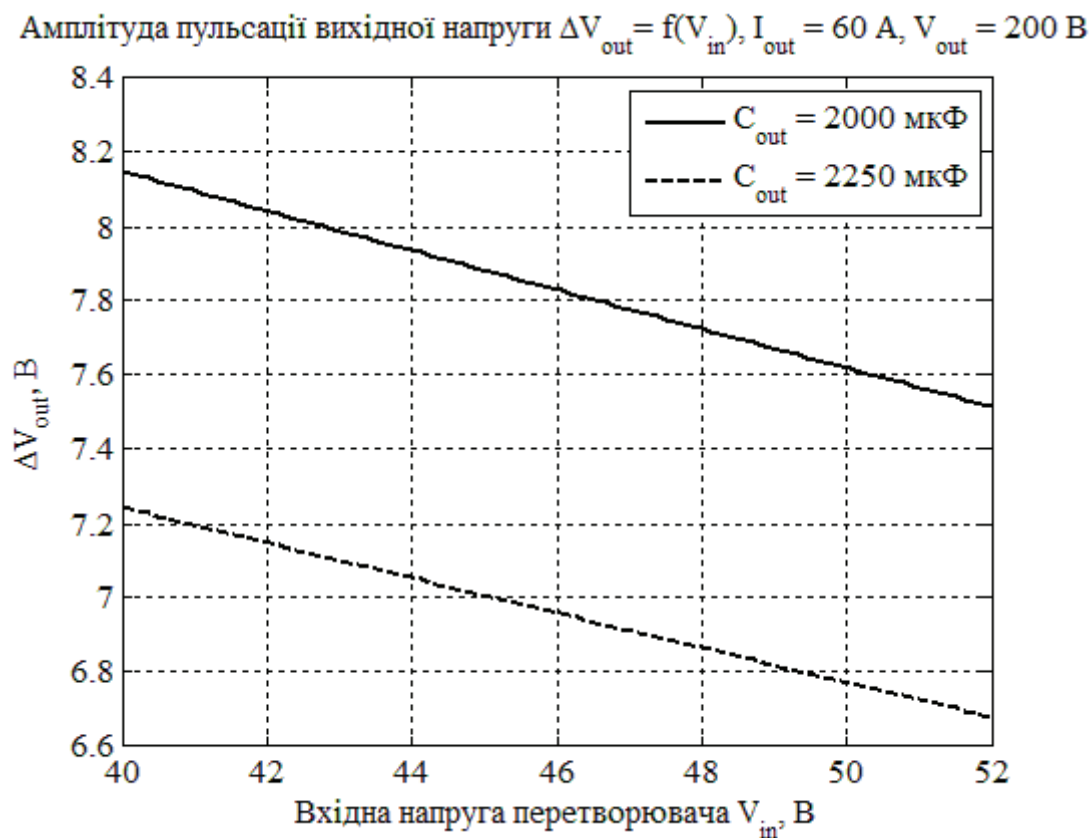


Рисунок 5.8 - Залежність амплітуди пульсації вихідної напруги перетворювача від напруги живлення для різних величин ємності вихідного конденсатора

5.5 Алгоритм керування DC-DC перетворювачем

Питання керування напругою ланки постійного струму DC-DC перетворювачів не є вирішеним в повній мірі. Існуючі рішення ґрунтуються на суттєвих спрощуючих припущеннях, оскільки математична модель підвищувального DC-DC перетворювача є немінімально-фазовою [50].

Математична модель DC-DC перетворювача і синтез класичного алгоритму керування напругою на основі двох ПІ-регуляторів представлено в [51]. Нелінійна модель перетворювача має вигляд

$$\begin{aligned}\dot{V}_{dc} &= \frac{1}{C} \left(\frac{ui}{V_{dc}} - i_L \right), \\ \dot{i} &= \frac{1}{L} (E - u - Ri),\end{aligned}\tag{5.7}$$

де i – вхідний струм, L , R – індуктивність та внутрішній опір дроселя, E – ЕДС джерела живлення, C – вихідна ємність перетворювача, i_L – струм навантаження, $u = V_{dc}p/2$ – керуючий вплив, p – функція перемикування ключів перетворювача.

Нехай виконуються наступні припущення (А):

- А.1. Задана напруга додатна і стала $V_{dc}^* > 0$, $V_{dc} = \text{const}$.
- А.2. Всі параметри перетворювача відомі і постійні, струм навантаження $i_L = \text{const}$.
- А.3. Струм i , а також напруга V_{dc} доступні для вимірювання.

Необхідно синтезувати алгоритм керування, який гарантує досягнення наступних цілей керування (СО):

- СО.1. Асимптотичне регулювання напруги, тобто $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{V}_{dc} = 0$, де

$\tilde{V}_{dc} = V - V^*$ – похибка відпрацювання напруги; тоді похибка відпрацювання квадрату напруги $\tilde{z} = V_{dc}^2 - V_{dc}^{*2} = z - z^*$, $\dot{z}^* = 0$.

- СО.2. Асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії струму $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i} = 0$,

де $\tilde{i} = i - i^*$ – похибка відпрацювання струму, i^* – заданий струм.

Синтезований алгоритм [51] має у своєму складі:

– ПІ-регулятор струму:

$$\begin{aligned} u &= E - Ri^* + L(k_{il}\tilde{i} - x_i) \\ \dot{x}_i &= -k_{ii}\tilde{i}, \end{aligned} \quad (5.8)$$

де $k_{il} > 0$, $k_{ii} > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора струму,

– ПІ-регулятор напруги:

$$\begin{aligned} \dot{i}^* &= -\frac{C}{2E}(k_v\tilde{z} - x) \\ \dot{x} &= -k_{vi}\tilde{z}, \end{aligned} \quad (5.9)$$

де $k_v > 0$, $k_{vi} > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора напруги.

За умови керування згідно (5.8) динаміка похибок регулювання має вигляд

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{z}} &= \frac{2}{C} \left((E - Ri^* + L(k_{il}\tilde{i} - x_i))i^* - Vi_L \right) \\ \dot{\tilde{i}} &= -k_i\tilde{i} + x_i - i^* \\ \dot{x}_i &= -k_{ii}\tilde{i}. \end{aligned} \quad (5.10)$$

З урахуванням дії регулятора напруги (5.9) в (5.10) результуюча динаміка похибок регулювання буде

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{z}} &= -k_v\tilde{z} - x - \frac{1}{E} \left(\frac{RC}{2E}(k_v\tilde{z} - x) + L(k_{il}\tilde{i} - x_i) \right) (k_v\tilde{z} - x) - \frac{2}{C} Vi_L \\ \dot{x} &= -k_{vi}\tilde{z}, \\ \dot{\tilde{i}} &= -k_i\tilde{i} + x_i - i^* \\ \dot{x}_i &= -k_{ii}\tilde{i}, \end{aligned} \quad (5.11)$$

де $k_i = k_{il} + R/L$.

Зазвичай (k_{il}, k_{ii}) обирають «великими», тобто такими, щоб інтегральна

компонента регулятора струму компенсувала дію похідної від заданого струму, тобто $x_i = \dot{i}^*$. Це забезпечується розділенням в часі процесів регулювання напруги та струму на рівні $\omega_{0i} > (3 \div 4)\omega_{0v}$, де $\omega_{0i}^2 = k_{ii}$, $\omega_{0v}^2 = k_{vi}$ і дозволяє розглядати спрощену динаміку системи зниженого порядку, яка описується першими двома рівняннями в (5.11) при $\ddot{i} = 0$:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{z}} &= -k_v \tilde{z} - x - \frac{1}{E} \left(\frac{RC}{2E} (k_v \tilde{z} - x) + Li^* \right) (k_v \tilde{z} - x) - \frac{2}{C} Vi_L \\ \dot{x} &= -k_{vi} \tilde{z}.\end{aligned}\tag{5.12}$$

При врахуванні того, що в практиці часто можна прийняти $R \approx 0$, з (5.11) слідує, що стійкість динаміки похибки регулювання напруги завжди може бути досягнута, що налаштовується $(k_v, k_{vi}) > 0$. Інтегральна складова x компенсує складову струму навантаження $2C^{-1}Vi_L$ та інші складові, які приймаються нехтувано малими.

Інтегральна складова x компенсує струм навантаження $2C^{-1}Vi_L$ та ненульові складові в правій частині (5.12). Нелінійна система другого порядку є локально асимптотично стійкою.

5.6 Реалізація моделі алгоритму керування DC-DC перетворювачем в середовищі MATLAB/Simulink

В системі керування перетворювачем в регуляторі напруги реалізоване обмеження струму, що споживається від акумуляторної батареї або рекуперується в неї. Величина струмообмеження встановлена на рівні 250 ампер.

Структура регулятора напруги з струмообмеженням наведена на рис. 5.9.

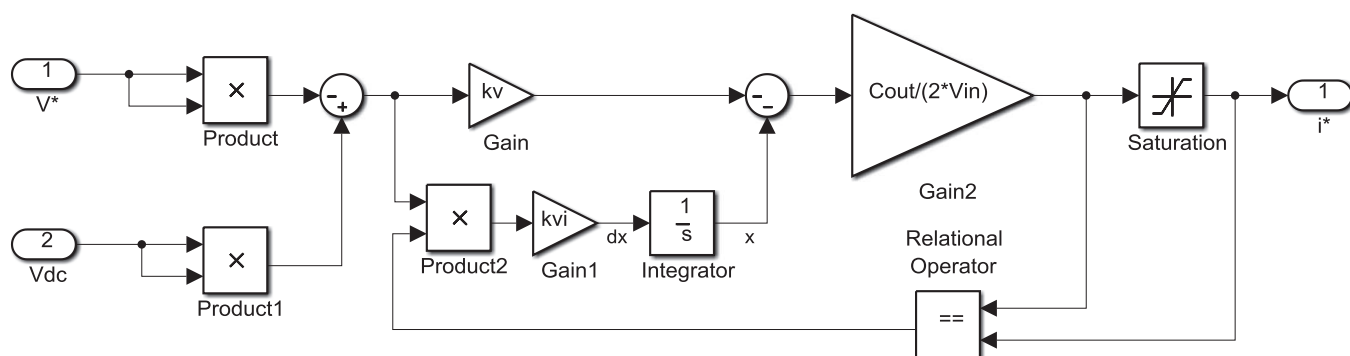


Рисунок 5.9 – Структура регулятора напруги з обмеженням завдання струму

Обмеження виходу регулятора напруги відбувається за допомогою блоку Saturation, як це показано на рис. 5.9, проте при потраплянні виходу регулятора в насичення необхідно також зупинити роботу інтегратора, щоб він не продовжував накопичувати похибку, так як подальше накопичення похибки може призвести до важкого виходу з насичення.

Зупинка інтегратора відбувається за сигналом блоку Relational Operator, поки сигнали на вході цього блоку рівні, а отже вихід регулятора не насичений, вихідний сигнал блоку рівний 1, що дозволяє роботу інтегратора. При потраплянні регулятора в насичення сигнали на вході блоку Relational Operator перестають бути рівними, вихід цього блоку приймає значення 0, що забороняє роботу інтегратора.

Структура регулятора струму наведена на рис. 5.10.

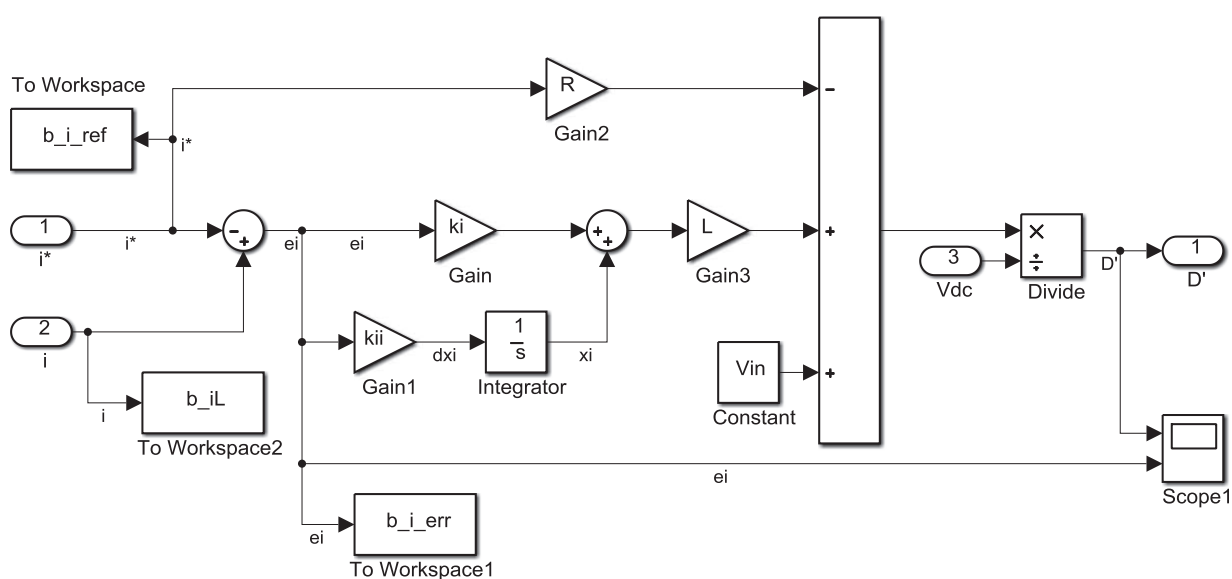


Рисунок 5.10 - Структура регулятора струму

Моделююча програма силової частини перетворювача, яка складена з використанням компонентів бібліотеки SimPowerSystems наведена на рис. 5.11.

Слід відмітити, що в моделі силової частини також реалізовано клампер з релейним гістерезисним керуванням.

Клампер потрібен для того, щоб поглинати надлишкову напругу ланки постійного струму, коли привід працює в гальмівних режимах і коли перетворювач потрапляє в обмеження по струму і не може рекуперувати увесь гальмівний струм в батарею.

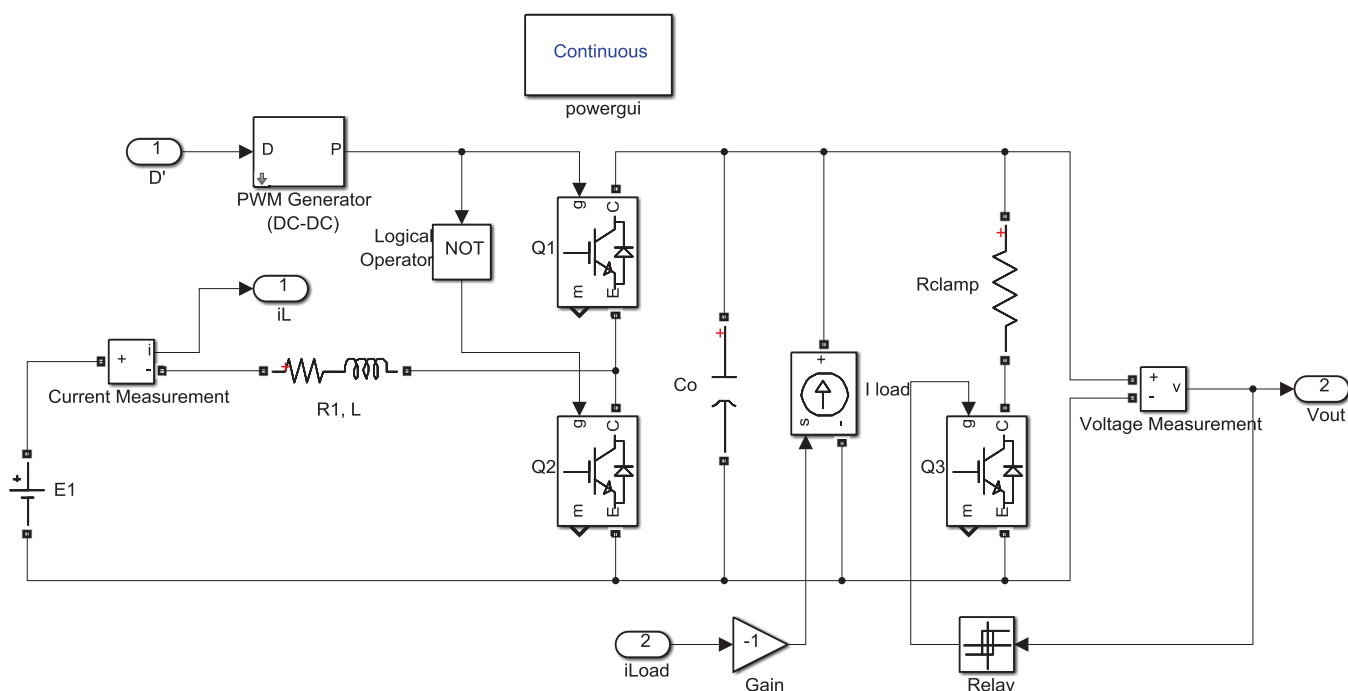


Рисунок 5.11 - Моделююча програма силової частини перетворювача

5.7 Тестування алгоритму керування перетворювачем напруги

Дослідження виконано за допомогою математичного моделювання з використанням пакету прикладних програм MATLAB/Simulink, використовуючи елементи бібліотеки SimPowerSystems.

Параметри перетворювача: індуктивність дроселя $L = 900$ мкГн, внутрішній опір $R = 0.01$ Ом, ємність конденсатора ланки постійного струму $C = 2250$ мкФ. Частота ШІМ становить 3 кГц. Опір резистора клампера становить 2 Ом, напруга включення клампера становить 720 В, напруга відключення 700 В.

Умовами тесту передбачено тестування DC-DC перетворювача для випадку підключення чотирьох АКБ з номінальною напругою кожної АКБ $U_n = 12$ В, тобто для величин вхідної напруги $U_{in} = 48$ В. При цьому завдання вихідної напруги приймалось постійним і дорівнювало $V_{dc}^* = 200$ В. Для алгоритму прийнято такі коефіцієнти регулятора напруги $k_v = 200$, $k_{vi} = k_v^2/4 = 10000$, та регулятора струму $k_i = 2500$, $k_{ii} = 500000$.

В початковий момент часу виконується формування вихідної напруги з початкового значення 48 В до заданого рівня 200 В за час 0,25 секунд, потім в момент часу 0,5 с прикладається струм навантаження величиною 30 А, в момент часу 1 с навантаження знімається, в момент часу 1,5 с. прикладається навантаження величиною -30 А, в момент часу 2 с. воно знімається. Графіки перехідних процесів представлено на рис. 5.12 – рис. 5.13.

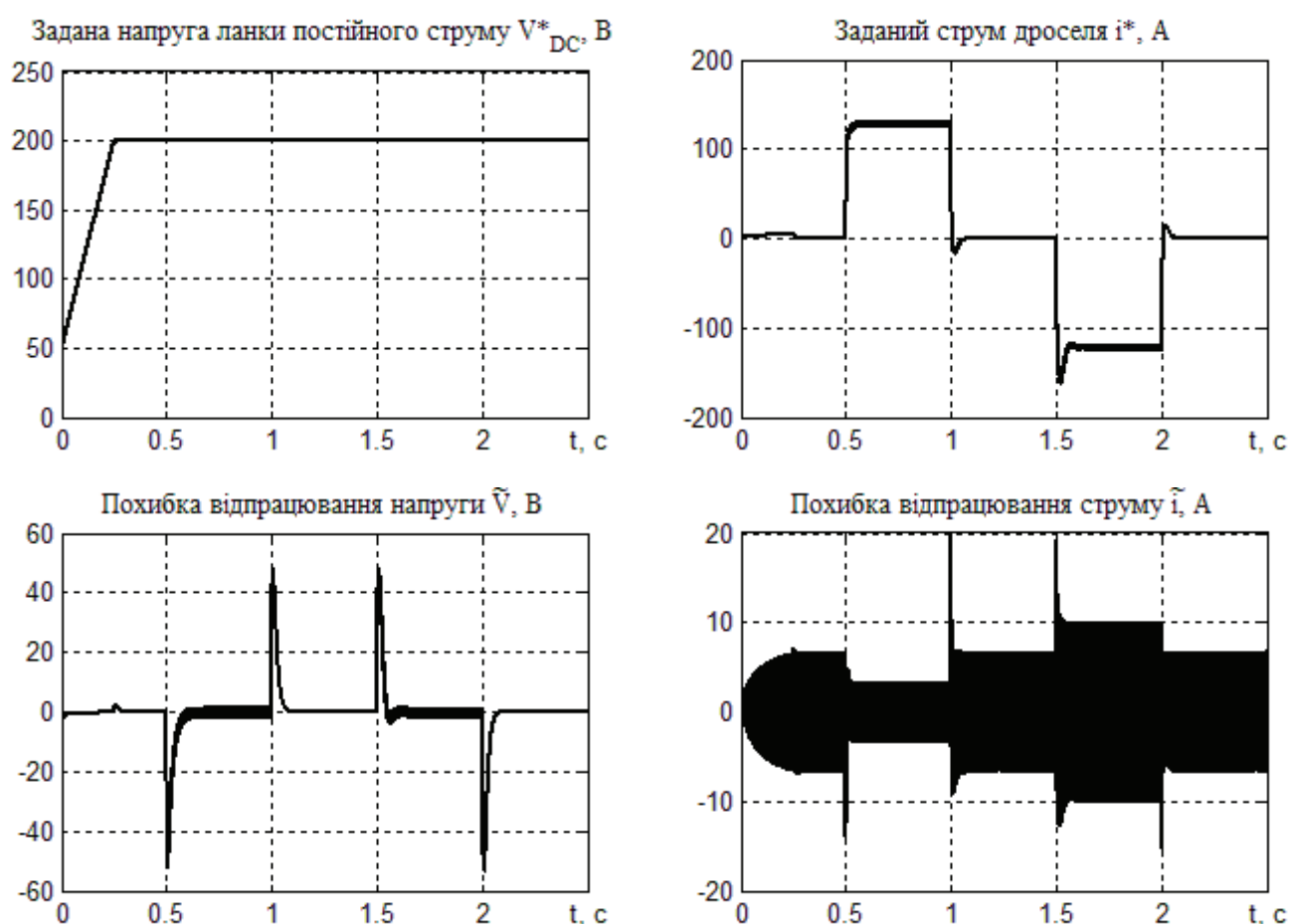


Рисунок 5.12 - Графіки перехідних процесів в алгоритмі керування перетворювачем

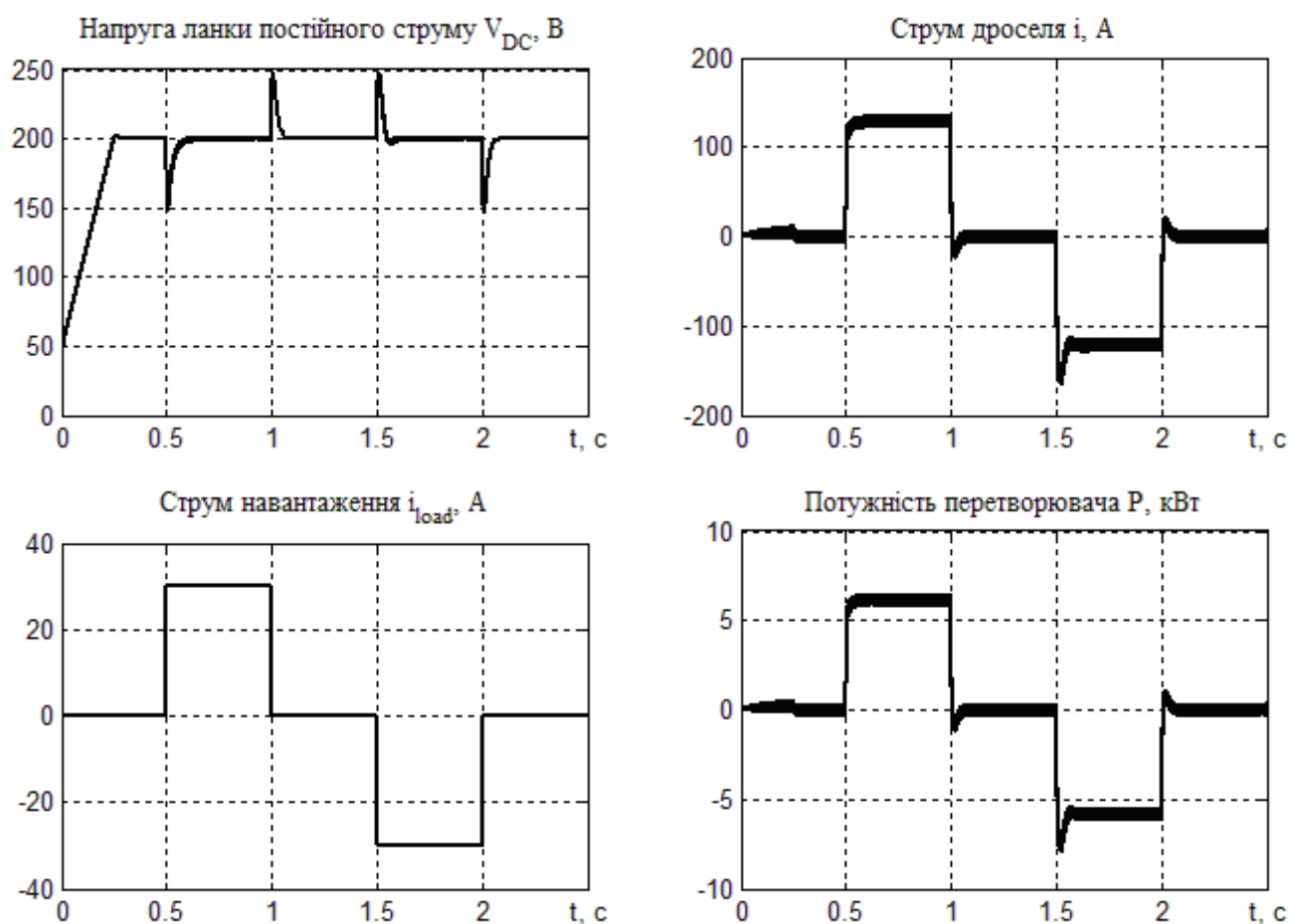


Рисунок 5.13 - Графіки перехідних процесів в алгоритмі керування перетворювачем

5.8 Перевірка роботи струмообмеження та кламперного кола

Для перевірки роботи обмеження струму проведемо наступний тест:

В початковий момент часу виконується формування вихідної напруги з початкового значення 48 В до заданого рівня 200 В за час 0,25 секунд, потім в момент часу 0,5 с прикладається струм навантаження величиною 70 А, в момент часу 1 с навантаження знімається, в момент часу 1,5 с. прикладається навантаження величиною -70 А, в момент часу 2 с. воно знімається.

Опір резистора клампера складає 2 Ом, напруга включення клампера складає 720 В, напруга відключення клампера складає 700 В.

Графіки перехідних процесів представлено на рис. 5.14.

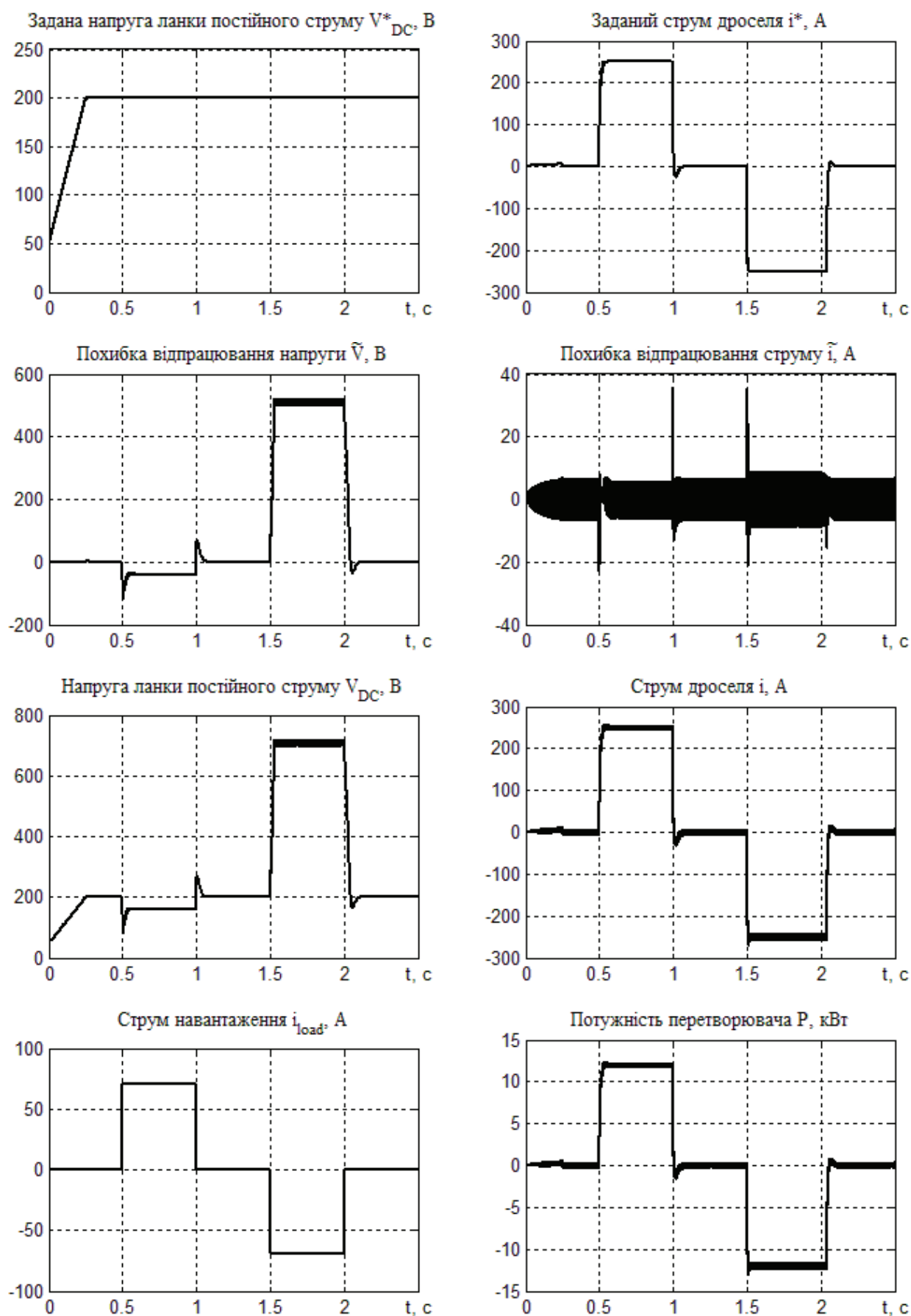


Рисунок 5.14 - Графіки перехідних процесів при потраплянні в струмообмеження

Як видно з рис. 5.14 в проміжок часу 0,5 – 1 с. струмообмеження працює коректно, струм дроселя, а отже і струм, що споживається від акумуляторної батареї обмежуються на заданому рівні 250 А, при цьому виникає статична похибка по напрузі.

Також з рис. 5.14 видно, що в проміжок часу 1,5 – 2 с., коли перетворювач потрапив в обмеження по струму і вже не може рекуперувати увесь струм гальмування в батарею, кламперне коло забезпечує поглинання надлишкової енергії в ланці постійного струму, що призводить до обмеження напруги, в даному випадку на рівні 720 В.

5.9 Висновки до розділу

Наведено структурну схему тягового електропривода тролейбуса та показано фази роботи перетворювача та шляхи проходження струмів у цих фазах роботи.

На підставі заданих параметрів розраховано величини індуктивності дроселя L_1 та ємності конденсатора вихідного фільтра для підвищувального DC/DC перетворювача, що буде використовуватися на тролейбусі.

Наведено двоконтурний алгоритм керування DC-DC перетворювачем, завдяки якому здійснюється стабілізація напруги ланки постійного струму, проведено тестування алгоритму методом математичного моделювання та встановлено, що ціль стабілізації напруги досягається.

Встановлено, що вже наявних на тролейбусі дроселя та конденсатора ланки постійного струму з наступними параметрами $L = 900$ мкГн, $C = 2250$ мкФ, $R = 0,01$ Ом цілком достатньо для побудови підвищуючого перетворювача на базі цих компонентів.

6 ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ПОКАЗНИКІВ СИСТЕМИ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ ПРИ РОБОТІ ВІД ПЕРЕТВОРЮВАЧА МЕТОДОМ МАТЕМАТИЧНОГО МОДЕЛЮВАННЯ

В тяговому електроприводі тролейбуса реалізована система прямого векторного керування моментом тягового асинхронного двигуна.

В номінальному режимі напруга ланки постійного струму повинна бути на рівні 540 вольт, проте на короткому автономному ході живлення електропривода відбувається від підвищуючого перетворювача, тому напруга в ланці постійного струму обмежена на рівні 200 вольт, так як в цьому режимі живлення відбувається від підвищуючого перетворювача.

Для коректного математичного моделювання сумісної роботи системи електропривода разом з перетворювачем необхідно спочатку виконати приведення параметрів механічної частини тролейбуса до валу приводного двигуна.

Сумарний приведенний момент інерції визначається за формулою:

$$J'_{\Sigma} = \frac{m \cdot R_k^2}{i_r^2} + J_d, \quad (6.1)$$

де J_d – момент інерції двигуна, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$, з [58] для двигуна подібної потужності визначаю $J_d = 3,6 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$; R_k – радіус приводного колеса, м.

При роботі в маневровому режимі в (6.1) потрібно використовувати масу порожнього тролейбуса, яка складає 11860 кг.

Визначити R_k можна знаючи тип шини тролейбуса (275/70R22,5), в позначенні шини: 275 – ширина профілю в міліметрах, 70 – процентне відношення висоти профілю шини до його ширини, R – радіальний тип шини, 22,5 – посадочний діаметр (діаметр внутрішнього кола) в дюймах [53].

Тоді радіус колеса визначається як:

$$R_k = \frac{0,7 \cdot 275}{1000} + \frac{22,5 \cdot 0,0254}{2} = 0,48 \text{ м}. \quad (6.2)$$

Отже, приведений момент інерції складає:

$$J'_{\Sigma} = \frac{11860 \cdot 0,48^2}{9,871^2} + 3,6 = 31,64 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

Зусилля спротиву руху визначається як:

$$F_{\text{сп}} = m \cdot g \cdot f_0 (1 + 6,5 \cdot 10^{-4} \cdot V^2) + \frac{1}{2} \rho A_f C_d V^2. \quad (6.3)$$

Воно приводиться до валу двигуна за формулою:

$$M_{\text{сп}} = F_{\text{сп}} \frac{R_k}{i_r \cdot \eta_r}. \quad (6.4)$$

Я видно з (6.3) зусилля спротиву руху є функцією швидкості транспортного засобу, тому необхідно привести кутову швидкість двигуна до лінійної швидкості тролейбуса:

$$V = \omega_d \frac{R_k}{i_r}. \quad (6.5)$$

де ω_d - кутова швидкість тягового двигуна, рад/с.

Для отримання швидкості транспортного засобу у кілометрах за годину можна скористатися формулою:

$$V_{\text{км/год}} = \omega_d \frac{R_k}{i_r} \cdot 3,6. \quad (6.6)$$

6.1 Моделювання системи векторного керування моментом за умови живлення від підвищуючого перетворювача

Для отримання коректних результатів необхідно поєднати модель системи прямого векторного керування моментом та модель підвищуючого перетворювача.

Математична модель системи прямого векторного керування моментом включає в себе:

- Спостерігач модуля вектора потокозчеплення ротора;
- ПІ-регулятор модуля вектора потокозчеплення ротора;
- Розімкнутий регулятор моменту;
- ПІ-регулятор струму по осі d;
- ПІ-регулятор струму по осі q;
- Блоки перетворення координат $(a - b) \Rightarrow (d - q)$ та $(d - q) \Rightarrow (a - b)$;
- Математичну модель асинхронного двигуна в системі координат $(a - b)$;
- Модель механічної частини тролейбуса;
- Блоки розрахунку та реєстрації параметрів електромеханічної системи таких як активна та механічна потужності, модулі струму та напруги статора та ін.

Параметри регуляторів системи прямого векторного керування моментом:

- Регулятор потоку:

$$k_{\psi} = 200, k_{\psi i} = k_{\psi}^2 / 2 = 20000.$$

- Регулятори струму:

$$k_i = 500, k_{ii} = k_i^2 / 2 = 125000.$$

Математична модель DC-DC перетворювача включає в себе:

- ПІ-регулятор напруги з струмообмеженням;
- ПІ-регулятор струму;
- Імітаційна модель силової частини перетворювача з використанням елементів бібліотеки SimPowerSystems.

Для алгоритму керування DC-DC перетворювачем прийнято такі коефіцієнти:

- Регулятор напруги

$$k_v = 200, k_{vi} = k_v^2 / 4 = 10000.$$

– Регулятора струму

$$k_i = 2500, k_{ii} = 500000.$$

Обмеження струму споживання з АКБ встановлено на рівні 250 А.

Для DC-DC перетворювача збуренням є струм навантаження i_{load} , який необхідно розраховувати для поточних значень вихідної напруги перетворювача V_{DC} та активної потужності P_a , що споживається електроприводом. Струм навантаження i_{load} при цьому розраховується наступним чином:

$$i_{load} = \frac{P_a}{V_{DC}}. \quad (6.7)$$

Враховуючи, що під дією збурення (6.7), а також із-за наявності струмообмеження в алгоритмі керування перетворювачем його вихідна напруга, а отже і напруга ланки постійного струму може змінюватися, тому в алгоритм керування моментом необхідно ввести обмеження модуля напруги статора, так як він пов'язаний з напругою ланки постійного струму:

$$V_{DC} = U_m \cdot \sqrt{3}, \quad (6.8)$$

де U_m - модуль напруги статора, В.

Модуль напруги статора визначається як:

$$U_m = \sqrt{(u_d^2 + u_q^2)}, \quad (6.9)$$

де u_d, u_q - компоненти вектора напруги статора по осям d та q відповідно, В.

В (6.9) компоненти u_d, u_q є виходами відповідних регуляторів струму по осям d та q . Так як вісь d відповідає за полеорієнтування та збудження двигуна обмежувати напругу по ній неможна, тому обмеження відбувається по осі q , що в

свою чергу призведе також до обмеження моменту.

Підставимо (6.9) в (6.8), піднесемо до квадрату та отримаємо:

$$V_{DC}^2 = (u_d^2 + u_q^2) \cdot 3. \quad (6.10)$$

Виразимо з (6.10) компоненту u_q :

$$u_q = \sqrt{\frac{V_{DC}^2}{3} - u_d^2}. \quad (6.11)$$

Значення u_q отримане в (6.11) є значенням напруги по осі q , яке забезпечує обмеження модуля вектора напруги статора для поточних значень V_{DC} та u_d .

Фактично за допомогою (6.7) та (6.11) забезпечується зворотній зв'язок між моделями алгоритмів системи векторного керування моментом та системи керування DC/DC перетворювачем.

Реалізація розрахунку (6.11) наведена на рис. 6.1.

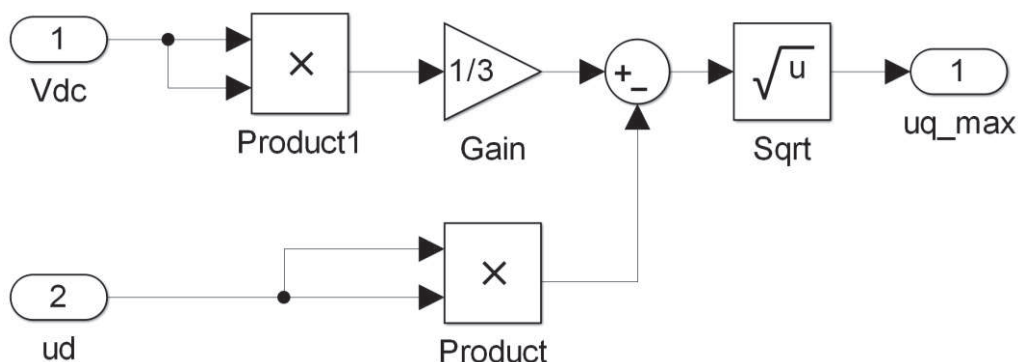


Рисунок 6.1 - Реалізація розрахунку (6.11)

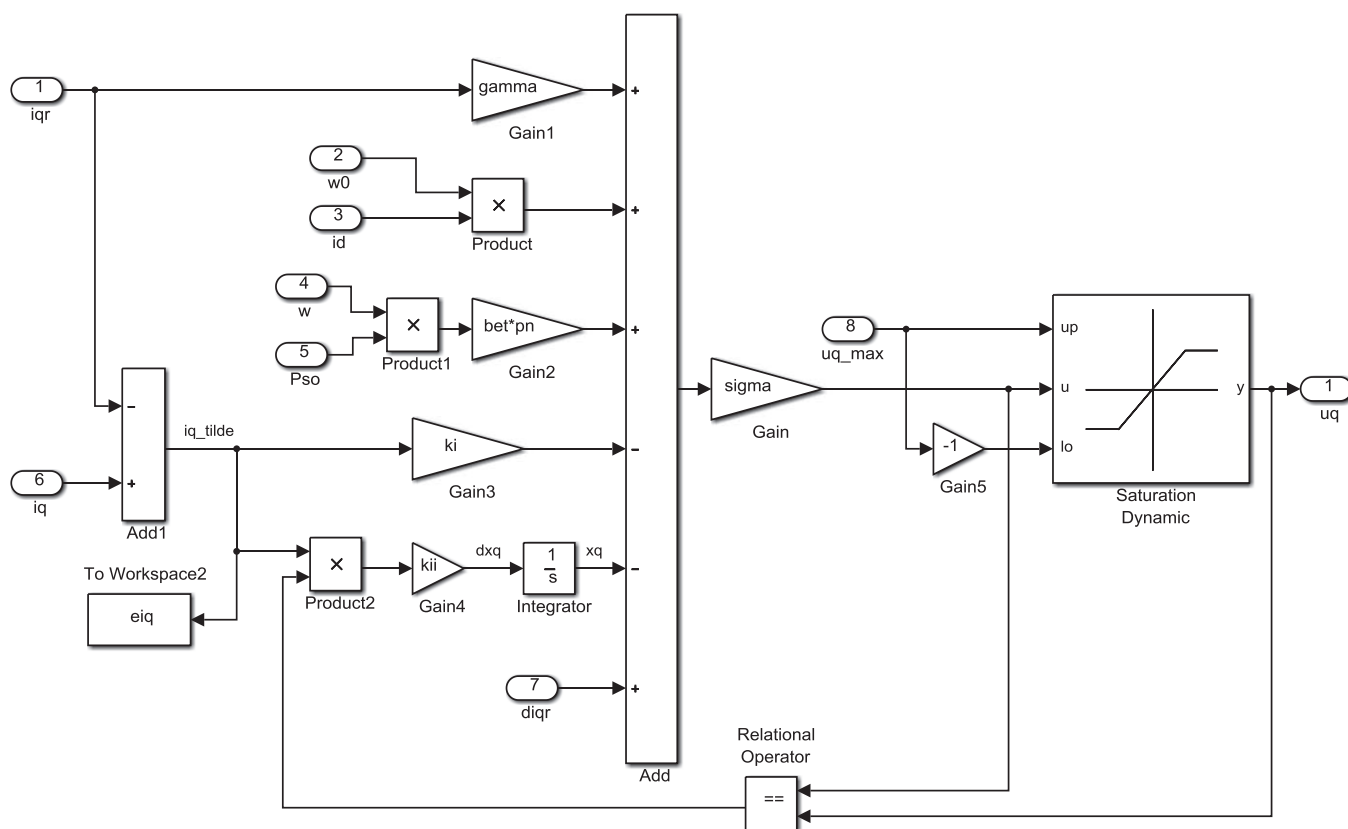


Рисунок 6.2 – Структура регулятора струму по осі q з обмеженням напруги

Зупинка інтегратора відбувається за сигналом блоку Relational Operator, поки сигнали на вході цього блоку рівні, а отже вихід регулятора не насичений, вихідний сигнал блоку рівний 1, що дозволяє роботу інтегратора. При потраплянні регулятора в насичення сигнали на вході блоку Relational Operator перестають бути рівними, вихід цього блоку приймає значення 0, що забороняє роботу інтегратора.

Моделююча програма системи тягового електропривода з живленням від DC-DC перетворювача наведена на рис. 6.3.

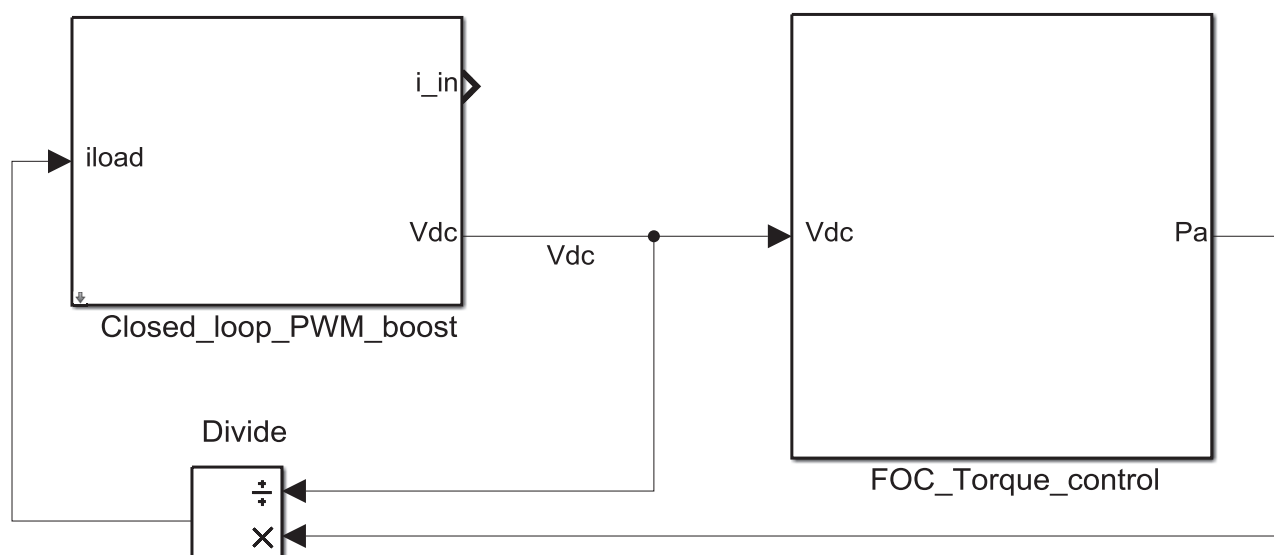


Рисунок 6.3 – Моделююча програма системи тягового електропривода з живленням від DC-DC перетворювача

Опис тесту системи тягового електропривода з живленням від DC-DC перетворювача:

- В початковий момент часу виконується формування вихідної напруги перетворювача з початкового значення 48 В до заданого рівня 200 В за час 0,25 с.;
- В момент часу 0,4 с. початок збудження двигуна по траєкторії 2-го порядку за час 0,5 с. до значення модуля вектора потокозчеплення ротора $|\psi|^* = 0,9$ Вб.;
- В момент часу 1 с. початок відпрацювання заданої траєкторії моменту на розгін з максимальним значенням 500 Нм, часом наростання та спадання 0,25 с.;
- В момент часу 14 с. початок відпрацювання заданої траєкторії моменту на гальмування з максимальним значенням -500 Нм, часом наростання та спадання 0,25 с.;
- Час прикладання трапеції моменту на розгін та на гальмування підібрано таким чином, щоб при розгоні тролейбус досягав швидкості 10 км/год, а

при гальмуванні швидкість не входила в від'ємні значення;

- Опір резистора клампера складає 2 Ом, напруга включення клампера складає 720 В, напруга відключення клампера складає 700 В.

Перехідні процеси в алгоритмі прямого векторного керування моментом асинхронного двигуна та в алгоритмі керування DC-DC перетворювачем наведено на рис. 6.4 – рис. 6.7.

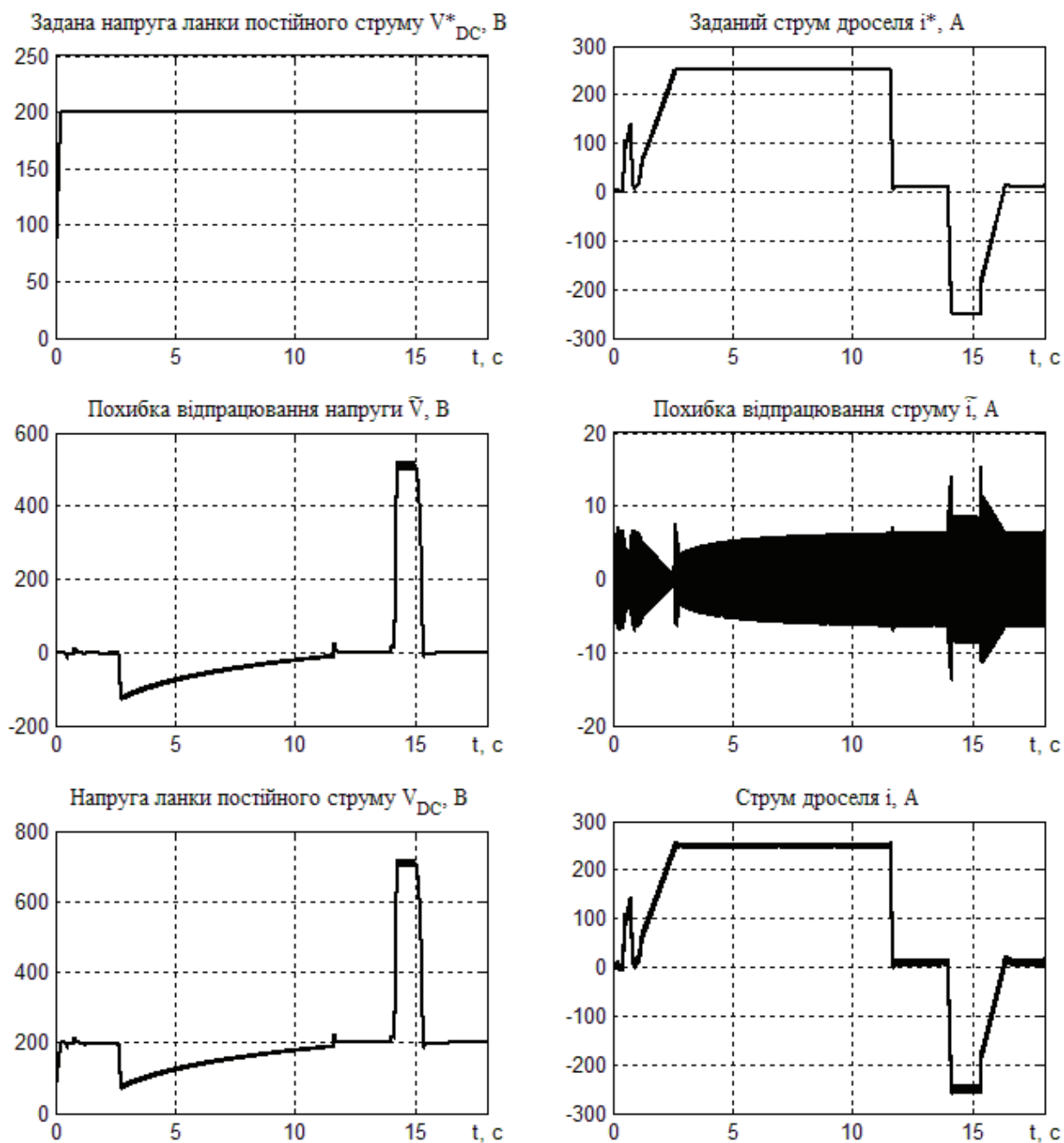


Рисунок 6.4 - Перехідні процеси в алгоритмі керування моментом АД та в алгоритмі керування DC-DC перетворювачем

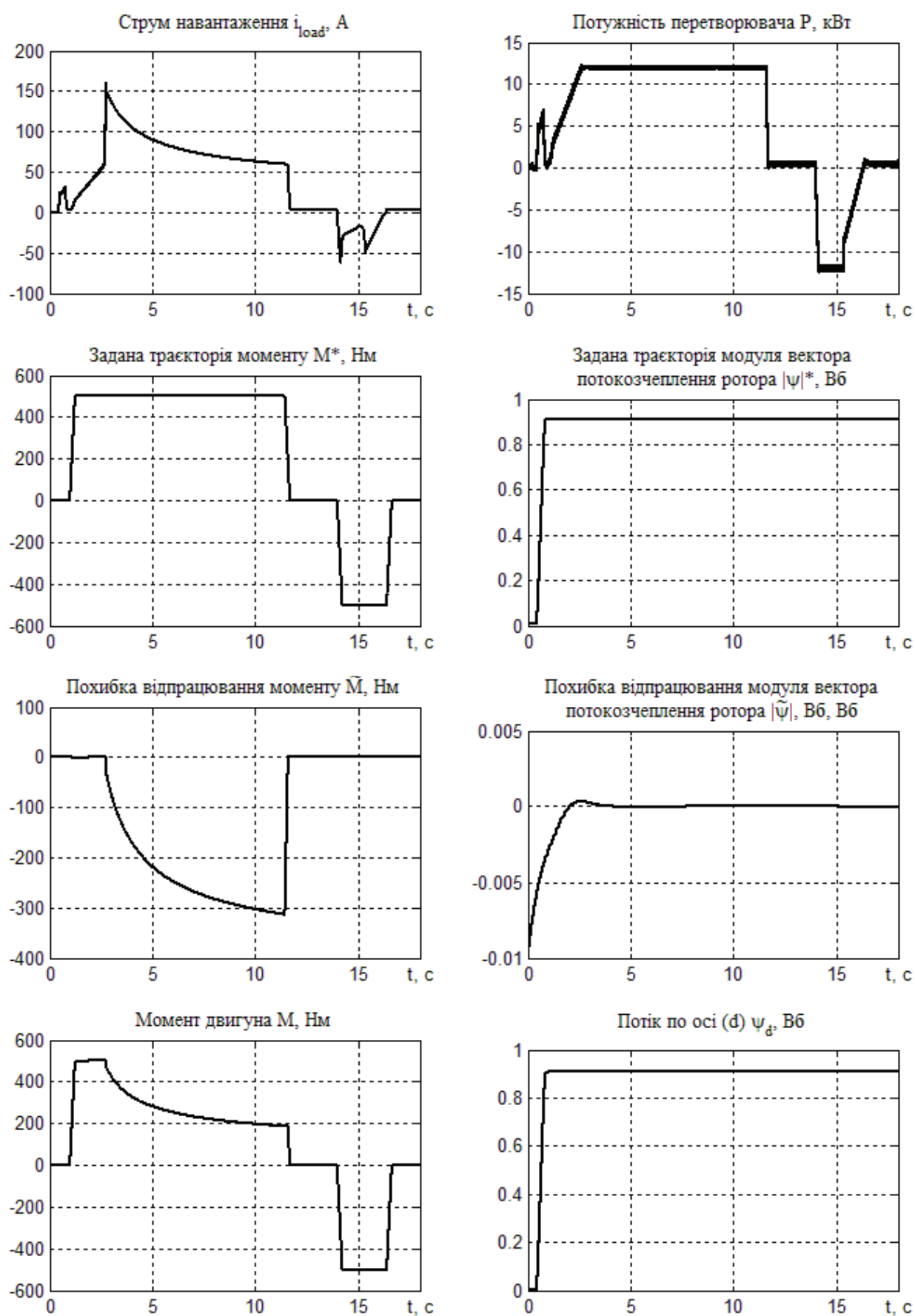


Рисунок 6.5 - Перехідні процеси в алгоритмі керування моментом АД та в алгоритмі керування DC-DC перетворювачем

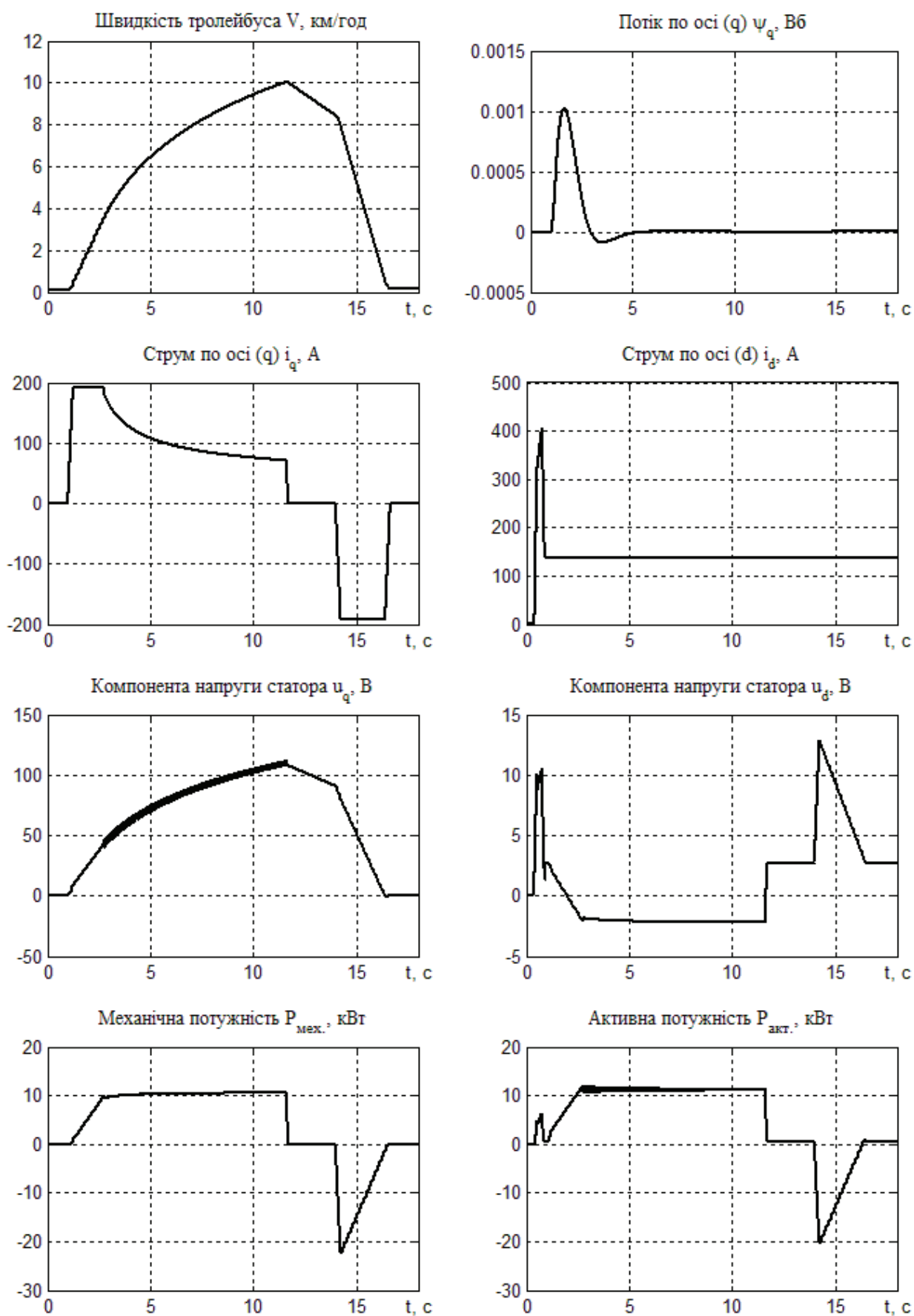


Рисунок 6.6 - Перехідні процеси в алгоритмі керування моментом АД та в алгоритмі керування DC-DC перетворювачем

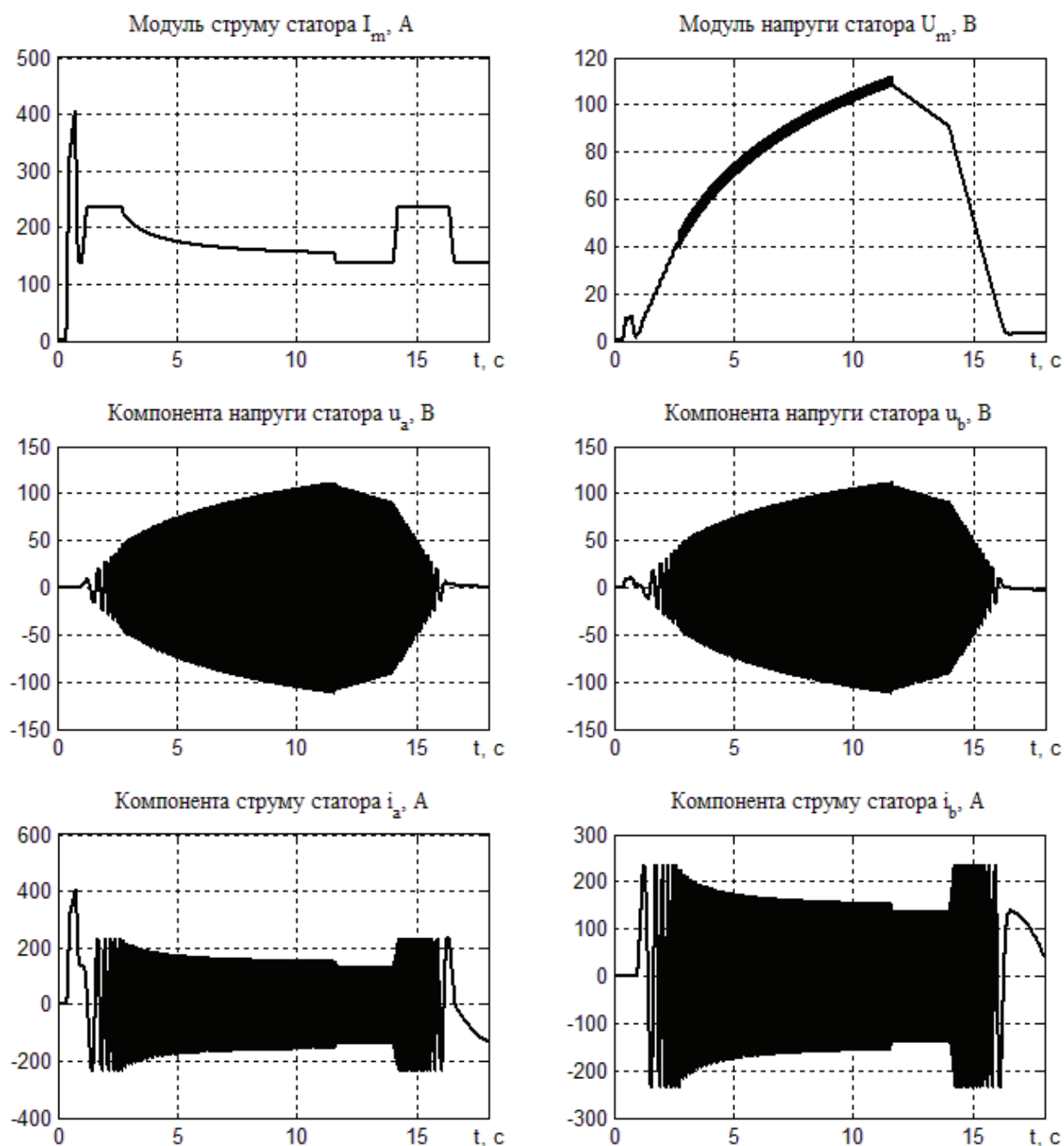


Рисунок 6.7 - Перехідні процеси в алгоритмі керування моментом АД та в алгоритмі керування DC-DC перетворювачем

6.2 Висновки до розділу

Виконано приведення параметрів механічної частини тролейбуса до валу двигуна та реалізовано зворотній зв'язок між моделлю алгоритму прямого векторного керування моментом та моделлю алгоритму керування напругою перетворювача, що дозволило дослідити динамічні показники обох систем (DC/DC

перетворювач та система прямого векторного керування моментом) при роботі в складі одного електроприводу.

Як видно з рис. 6.7, система прямого векторного керування моментом асинхронного двигуна забезпечує асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії моменту ($\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} = 0$) за виключенням випадків, коли регулятор струму по осі q потрапляє в обмеження, хоча в даних випадках двигун фізично не може відпрацювати заданий момент, тому що з обмеженням напруги по осі q також обмежується моментоутворююча складова струму;

Система прямого векторного керування моментом асинхронного двигуна забезпечує асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії модуля вектора потокозчеплення ($\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0$) також забезпечується полеорієнтування ($\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_{2q} = 0$) та розв'язка процесів керування моментом та модулем вектора потокозчеплення.

Алгоритм керування перетворювачем забезпечує асимптотичне регулювання напруги ланки постійного струму, тобто $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{V}_{dc} = 0$ під дією струму навантаження, а також обмеження струму, що споживається або віддається в акумуляторну батарею.

Кламперне коло забезпечує обмеження напруги ланки постійного струму, в моменти, коли перетворювач не може відпрацювати гальмівний струм електроприводу.

7 ВИБІР ОСНОВНИХ ЕЛЕМЕНТІВ СИЛОВОЇ ЧАСТИНИ ПЕРЕТВОРЮВАЧА

Методика розрахунку та вибору основних елементів силової частини електроприводу наведена в [59].

Номінальне діюче значення фазної напруги розраховуються наступним чином:

$$U_n = \frac{U_{1n}}{\sqrt{3}} \text{ В}, \quad (7.1)$$

де U_{1n} – номінальна лінійна напруга статора, В.

$$U_n = \frac{407}{\sqrt{3}} = 234,98 \text{ В}.$$

Номінальне діюче значення струму статора визначається як:

$$I_n = \frac{P_{2n}}{3U_n \eta \cos \varphi}, \quad (7.2)$$

де P_{2n} – номінальна потужність двигуна, Вт; η – номінальний ККД двигуна; $\cos \varphi$ – номінальне значення коефіцієнта потужності двигуна.

$$I_n = \frac{180000}{3 \cdot 234,98 \cdot 0,93 \cdot 0,9} = 305,06 \text{ А}.$$

Амплітудні значення фазної напруги і струму статора визначаються як:

$$U_{na} = \sqrt{2}U_n = \sqrt{2} \cdot 234,98 = 332,31 \text{ В},$$

$$I_{na} = \sqrt{2}I_n = \sqrt{2} \cdot 305,06 = 431,43 \text{ А}.$$

7.1 Вибір IGBT транзисторів для автономного інвертора напруги

Прийнявши перевантажувальну здатність $k = 1,5$, розрахуємо максимальний струм на виході перетворювача:

$$I_{\max} = k \cdot I_{na} = 1,5 \cdot 431,43 = 647,14 \text{ A.} \quad (7.3)$$

Вибір IGBT здійснюється за критерієм:

$$I_C > I_{\max}, U_{CE\max} > U_{CE}, \quad (7.4)$$

де I_C , $U_{CE\max}$ – відповідно тривалий струм колектора та напруга колектор – емітер, які вказані в паспортних даних IGBT.

Обов'язковою є умова наявності антипаралельного діода, який в більшості випадків є вбудованим в один корпус із транзистором і не потребує окремого розрахунку. Обираємо транзисторну збірку (напівміст) типу SEMiX703GB12M7p [60], яка має $I_C = 700 \text{ A}$, $U_{CE\max} = 1200 \text{ В}$.

7.2 Розрахунок та вибір конденсаторів ємнісного фільтру

Ємність конденсатора фільтра визначається за формулою:

$$C = \frac{10^6}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot m \cdot k_p \cdot R_0}, \quad (7.5)$$

де f – частота напруги мережі живлення, Гц; m – число фаз випрямляча; k_p – коефіцієнт пульсацій напруги, який для перетворювачів частоти вибирають в діапазоні (0,02 ... 0,05); R_0 – еквівалентний опір навантаження ланки постійного струму, Ом; 10^6 – коефіцієнт для переходу від Φ до мкФ.

Еквівалентний опір розраховується як:

$$R_0 = \frac{U_{dcn}}{I_{dc}}, \quad (7.6)$$

де U_{dcn} – номінальна напруга ланки постійного струму, $U_{dcn} = 540 \text{ В}$; I_{dc} – величина струму в ланці постійного струму, яка визначається як:

$$I_{dc} = \frac{P_{2n}}{U_{dcn} \cdot \eta \cdot \eta_{inv}}, \quad (7.7)$$

де η_{inv} – ККД перетворювача, прийmemo $\eta_{inv} = 0,95$.

$$I_{dc} = \frac{180000}{540 \cdot 0,93 \cdot 0,95} = 377,3 \text{ А},$$

$$R_0 = \frac{540}{377,3} = 1,4 \text{ Ом}.$$

Значення ємності фільтра при $k_p = 0,05$ буде дорівнювати:

$$C = \frac{10^6}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 3 \cdot 0,05 \cdot 1,4} = 14827 \text{ мкФ}.$$

Обираємо конденсатор типу B43707A5159M600 [61], який має ємність 15000 мкФ та робочу напругу 450 В. Конденсатори в ланці постійного струму будуть з'єднані як показано на рис. 7.1, в результаті буде отримана ємність 15000 мкФ, та допустима напруга 900 В, яка перевищує максимальне значення напруги в ланці постійного струму (800 В). Резистори потрібні для рівномірного розподілення напруги по конденсатором в гілці.

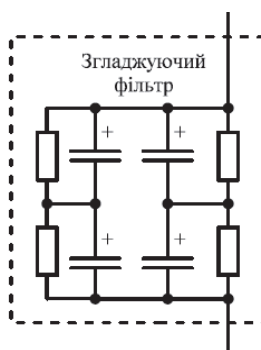


Рисунок 7.1 – Схема включення конденсаторів ланки постійного струму

7.3 Вибір резистора та ключа клампера

Клампер складається з резистора, діода та напівпровідникового ключа (рис. 7.2), який підключає цей резистор паралельно в ланку постійного струму для розсіювання надлишкової енергії, яка має місце в гальмівному режимі привода.

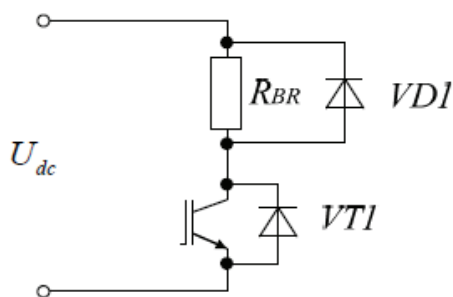


Рисунок 7.2 – Схема клампера

Ключ клампера вибирається за струмом I_{BR} , який протікає через нього в тривалому режимі. Якщо в процесі гальмування вся активна потужність передається у ланку постійного струму, то:

$$I_{BR} = \frac{P_{2n}}{U_{clamp}}, \quad (7.8)$$

де U_{clamp} – напруга ланки постійного струму при якій починає працювати клампер, $U_{clamp} = 750$ В.

$$I_{BR} = \frac{180000}{750} = 240 \text{ А.}$$

З графіку руху тролейбуса було визначено, що час гальмування складає 14 % від усього часу руху. Знайдемо середнє значення потужності, що необхідно розсівати на резисторі клампера з врахуванням часу гальмування:

$$P_{cp} = 0,14 \cdot P_{2n} = 0,14 \cdot 180000 = 25450 \text{ Вт.} \quad (7.9)$$

Опір резистора клампера буде складати:

$$R_{BR} = \frac{U_{clamp}}{I_{BR}} = \frac{750}{240} = 3,13 \text{ Ом.} \quad (7.10)$$

В якості ключа клампера обираємо модуль типу SKM300GAL12T4 [62], який має $I_C = 300$ А, $U_{CEmax} = 1200$ В, а також захисний та антипаралельний діоди.

В якості резистора клампера обираємо резистор типу PM240–2 FSE [63], який має потужність розсіювання 30 кВт, та опір 4,5 Ом.

7.4 Вибір давачів напруги та струму

Враховуючи (7.3), обираємо в якості давача струму давач типу IT 700–SB ULTRASTAB [64], який має номінальний вимірюваний струм 700 А.

Враховуючи значення $U_{dc,max}$, обираємо в якості давача напруги давач типу CV 3–1200 [65], який має номінальне значення вимірюваної напруги 840 В, максимальне значення 1200 В.

7.5 Вибір транзисторів вхідного моста

Враховуючи (7.3), (7.4) обираємо транзисторну збірку (напівміст) типу SEMiX703GB12M7p [60], яка має $I_C = 700$ А, $U_{CEmax} = 1200$ В. Для створення повного вхідного моста буде використовуватися дві таких збірки.

7.6 Вибір вхідного дроселя

В якості вхідного дроселя буде використовуватися дросель типу SKYTR250-1 [66], який має наступні параметри: індуктивність $L = 900$ мкГн, внутрішній опір $R = 0.01$ Ом, номінальний робочий струм $I_{nom} = 250$ А.

8 РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАП-ПРОЕКТУ

Розділ має на меті проведення маркетингового аналізу стартап-проекту [68] задля визначення принципової можливості його ринкового впровадження та можливих напрямів реалізації цього впровадження.

8.1 Опис ідеї проекту

В розділі проаналізовано ідею дообладнання стандартного тролейбуса батареєю автономного ходу, можливі напрямки застосування, основні вигоди, що може отримати користувач за кожним напрямком застосування та зведено до табл. 8.1.

Таблиця 8.1 – Опис ідеї стартап-проекту

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигода для користувача
Дообладнання стандартного тролейбуса батареєю автономного ходу	Міський громадський транспорт, приміське сполучення	Для пасажирів – відсутність шуму, відсутність запаху вихлопних газів Для міст і муніципалітетів – зменшення загального рівня шуму в містах; зменшення забруднення повітря в межах міста; можливість охоплення більшого пасажиропотоку і нових напрямків, не прокладаючи нових тролейбусних ліній; можливість сполучення вже існуючих маршрутів, використовуючи можливість автономного ходу.

8.2 Технологічний аудит ідеї

Проведено аудит технологій, за допомогою яких можна реалізувати ідею проекту.

Визначення технологічної здійсненності ідеї проекту передбачає аналіз наявності технологій та їх реалізації, що потрібні для втілення ідеї у життя. Аналіз наведено в табл. 8.2.

Таблиця 8.2 – Технологічна здійсненність ідеї проекту

№ п/п	Ідея проекту	Технології її реалізації	Наявність технологій	Доступність технологій
1	Вибір транспортного засобу для переобладнання	Використання наявного парку тролейбусів	+	+
2	Вибір акумуляторної батареї	Закупівля готових акумуляторних комірок	+	+
3	Вибір тягового електродвигуна	Використання вже наявного на тролейбусі тягового електродвигуна або закупівля нового	+	+
4	Розробка силової частини тягового електроприводу	Закупівля готових радіокомпонентів, замовлення друкованих плат, збирання та пайка	+	+
5	Розробка контролера тягового електроприводу	Закупівля готових радіокомпонентів, замовлення друкованих плат, збирання та пайка	+	+
6	Розробка алгоритму керування	Програмування цифрового сигнального процесору, наявність специфічних знань та умінь в галузі силової електроніки та електропривода у програміста	+	+
7	Розробка людино-машинного інтерфейсу	Програмування під операційну систему Windows	+	+

Як видно з табл. 8.2 ідея дообладнання тролейбуса батареєю автономного ходу є технічно здійсненною.

8.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

Визначення ринкових можливостей, які можна використати під час ринкового впровадження проекту, та ринкових загроз, які можуть перешкодити реалізації проекту, дозволяє спланувати напрями розвитку проекту із урахуванням стану ринкового середовища, потреб потенційних клієнтів та пропозицій проектів-конкурентів.

Таблиця 8.3 - Попередня характеристика потенційного ринку стартап-проекту

№ п/п	Показники стану ринку (найменування)	Характеристика
1	Кількість головних гравців, од	11 [69]
2	Загальний обсяг продаж, грн/ум.од	18,8 млн грн [70]
3	Динаміка ринку (якісна оцінка)	Зростає [69]
4	Наявність обмежень для входу	Сертифікація та перевірка на відповідність вимогам транспорту для перевезення пасажирів

Таблиця 8.4 - Характеристика потенційних клієнтів стартап-проекту

№ п/п	Потреба, що формує ринок	Цільова аудиторія (цільові сегменти ринку)	Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів	Вимоги споживачів до товару
1	Перевезення пасажирів в межах міста та задоволення потреб приміського сполучення	Міста та муніципалітети	Привабливий, сучасний та лаконічний дизайн, відповідність вимогам та стандартам, що висуваються до міського пасажирського транспорту, комфортабельність для пасажирів, пристосованість до якості доріг та погодних умов	До продукції: виправдана ціна, якість, надійність. До компанії: офіційний сервіс, гарантійні зобов'язання.

Таблиця 8.5 - Фактори загроз

№ п/п	Фактор	Зміст загрози	Можлива реакція компанії
1	Конкуренція	Наявність інших світових виробників на ринку	Розширення рекламної кампанії як товар вітчизняного виробника, неухильне збільшення якості
2	Можливість перебоїв у поставках імпортованих комплектуючих, особливо приладів силової електроніки та мікропроцесорів, що необхідні для реалізації системи керування двигуном	Переривання або затримки поставок, великі терміни очікування появи товару у наявності	Тримання у резерві 2-3 постачальників, тримання особливо важливих компонентів на власних складах, уніфікація на рівні схеми електричної принципової та друкованої плати з різними типами радіокомпонентів-аналогів
3	Недостатність потужностей для серійного випуску продукції	Висока вартість виготовлення виробу, відсутність необхідного обладнання для виробництва, залежність від постачальників готових вузлів	Розробка нових технологічних операцій, або залучення додаткових потужностей
4	Український ринок збуту	Корупційна складова	Пошук способів прямого кооперація з постачальниками, юридичне забезпечення діяльності

Таблиця 8.6 – Фактори можливостей

№ п/п	Фактор	Зміст можливості	Можлива реакція компанії
1	Наявність в Україні кваліфікованих спеціалістів, що розробляти та реалізувати усі складові виробу	Наявність власних компетентних спеціалістів	Залучення вітчизняних спеціалістів до роботи над виробом

2	Наявність бажання збільшити кількість екологічно чистого транспорту в містах	Готовність сприяти вводу в експлуатацію нових одиниць рухомого складу	Готовність нарощувати випуск продукції та поліпшувати її якість
---	--	---	---

Таблиця 8.7 – Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

Особливості конкурентного середовища	В чому проявляється дана характеристика	Вплив на діяльність підприємства (можливі дії компанії, щоб бути конкурентоспроможною)
Тип конкуренції - чиста	Наявність багатьох виробників на ринку	Збільшення якості та кількості продукції
За рівнем конкурентної боротьби - національний	Компанії націлені на українського споживача	Підбір обладнання за мінімально можливою ціною із збереженням якості
За галузевою ознакою - внутрішньогалузева	Конкуренти представляють на ринку продукти-аналоги	Можлива розробка інших проектів, для виготовлення більш широкого асортименту продукції
Конкуренція за видами товарів: - товарно-видова	Конкуренти представляють на ринку продукти-аналоги	Можлива розробка інших проектів, для виготовлення більш широкого асортименту продукції
За характером конкурентних переваг - цінова	Вартість менша, ніж у конкурентів	Пошуки шляхів зменшення вартості при збереженні якості
За інтенсивністю - марочна/не марочна	Конкуренти являються відомими Брендами в цій сфері	Створення власної фірми та Використання активної рекламної Кампанія. Надання знижок та Збільшення гарантійного терміну.

Таблиця 8.8 – Аналіз конкуренції в галузі за М. Портером

	Прямі конкуренти в галузі	Потенційні конкуренти	Постачальники	Клієнти	Товари-замінники
Складові аналізу	Iveco Bus, Yutong, BYD, Mercedes, Solaris, Karson, Volvo Buses	Конкуренція, Маловідомість, Відсутність Репутації	Визначити фактори сили постачальників	Визначити фактори сили споживачів	Фактори загроз з боку замінників
Висновки :	Робота на ринку ускладнена макроекономічною ситуацією,	Кожен з конкурентів пропонує свій варіант виконання, але	Постачальник и: Texas Instruments, Infineon, Semikron	Корупційна складова	Аналогічний продукт по більш вигідній ціні

	Проте наявна перспектива розвитку.	кожен з них має свої Особливості, а також переваги і недоліки.	фактор сили – можливі затримки поставок та/або відсутність товару у постачальника		
--	------------------------------------	--	---	--	--

8.4 Висновки до розділу

На ринку наявний попит на електробуси, динаміка ринку має зростаючий характер. Потенційними клієнтами можуть виступати міста, а також юридичні особи (наприклад власник великих підприємств, що розташовані в передмісті) можуть використовувати електробуси для організованої доставки робітників до місця роботи.

Запуск масового виробництва буде характеризуватися необхідністю поступового переходу від великовузлового складання до повного або майже повного циклу виробництва, тобто поступове зменшення залежності від постачальників. Це потребуватиме збільшення числа робочих місць, комплексної автоматизації виробництва, великих інвестицій, а також залучення та підготовки нових висококваліфікованих кадрів.

Гальмувати процес виходу на ринок можуть конкуренція, недостатня репутація нового виробника, наявність багатьох фірм, що випускають схожу продукцію, корупційна складова, проте, якщо держава буде дійсно зацікавлена в появі якісних вітчизняних електробусів ці проблеми можуть бути вирішеними.

Основними конкурентоспроможними техніко-економічними характеристиками транспортного засобу може стати: менша вартість, порівняно з аналогами вартість; можливість використання вже наявного рухомого складу як основи для модернізації.

Альтернативою впровадженню проекту стала закупівля готових електробусів.

Подальша імплементація проекту є доцільною, якщо є зацікавленість у розвитку саме вітчизняного виробництва, так як ринок транспортних засобів такого сегменту є недостатньо наповнений вітчизняними продуктами високої якості.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

Магістерська дисертація присвячена вирішенню актуального питання – розробці електромеханічної системи тролейбуса з коротким автономним ходом на основі асинхронного двигуна. За результатами роботи отримані наступні результати:

1. Для розробки електромеханічної системи був обраний тролейбус типу Богдан Т701.17.
2. Була визначена досяжна дальність короткого автономного ходу з наявною батареєю напругою 48 В та ємністю 200 А·год. Енергії в батареї достатньо щоб проїхати 7556 метрів. Для батареї короткого автономного обрано тяговий свинцево-кислотний акумулятор типу VARTA Promotive Heavy Duty 700 038 105 [36], даних акумуляторів буде використано 4 шт. щоб досягти напруги 48 В, вартість батареї склала 36792 грн, сумарна маса 214,44 кг, сумарний об'єм 0,14 м³.
3. Використовуючи тахограму руху (driving cycle) для їзди в місті, а також рівняння динаміки руху транспортного засобу визначено залежність між шляхом, що подолав тролейбус та спожитою його електроприводом енергією. На підставі цього розраховано необхідну ємність тягової батареї та обрано комірки LiFePO₄ типу Rucelf Lifepo₄ 50AH 3.2v Grade A, з $U_{\text{cell}} = 3,2$ В, та $I_{\text{hcell}} = 50$ А·год, вартість батареї склала 1271556 грн, сумарна маса 760,5 кг, сумарний об'єм 0,28 м³.
4. Був розроблений алгоритм прямого векторного керування моментом асинхронного двигуна, який забезпечує асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту та модуля вектора потокозчеплення, асимптотичне полеорієнтування та асимптотичну розв'язку процесів керування моментом та модулем вектора потокозчеплення ротора. Методом математичного моделювання алгоритму керування моментом було встановлено, що задачі керування досягаються;
5. Розглянуто принцип роботи підвищуючого DC/DC перетворювача,

встановлено співвідношення між вхідною на вихідною напругами та коефіцієнтом заповнення ШІМю Розроблено математичну DC/DC модель перетворювача в усереднених координатах та методом математичного моделювання перевірено її працездатність. Розраховано параметри основних компонентів перетворювача: індуктивності та ємності. Обрано дросель типу DR1618N-221-P-T [45] має наступні параметри: $220 \text{ мкГн} \pm 10\%$, $I_{dcmax}=5,0 \text{ А}$, $R_{dc-max}=0,09 \text{ Ом}$, $D=16,8 \text{ мм}$, $H=18,8 \text{ мм}$ NiZn, виводи DIP $d=0,8 \text{ мм}$; Обрано польовий транзистор типу IRF640 [47], який має максимальний струм "стік"- "витік": 18 А ; максимальна напруга "стік"- "витік": 200 V ; Розроблено схему електричну принципову макету перетворювача.

6. Наведено структурну схему тягового електропривода тролейбуса та показано фази роботи перетворювача та шляхи проходження струмів. Розраховано величини індуктивності дроселя L_1 та ємності конденсатора вихідного фільтра. Розроблено двоконтурний алгоритм керування DC-DC перетворювачем, який включає в себе ПІ-регулятор струму з обмеженням та ПІ-регулятор напруги. Проведено тестування алгоритму методом математичного моделювання та встановлено, що цілі керування досягаються. Встановлено, що вже наявних на тролейбусі дроселя та конденсатора ланки постійного струму з наступними параметрами $L=900 \text{ мкГн}$, $C=2250 \text{ мкФ}$, $R=0,01 \text{ Ом}$ цілком достатньо для побудови підвищуючого перетворювача на базі цих компонентів.
7. Виконано приведення параметрів механічної частини тролейбуса до валу двигуна. Реалізовано зворотній зв'язок між моделлю алгоритму прямого векторного керування моментом та моделлю алгоритму керування напругою перетворювача. Досліджено динамічні показники системи векторного керування моментом при живленні від підвищуючого перетворювача методом математичного моделювання, та встановлено що забезпечується відпрацювання заданої траєкторії

моменту ($\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} = 0$) за виключенням випадків, коли регулятор струму по осі q потрапляє в обмеження, забезпечує асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії модуля вектора потокозчеплення ($\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0$) також забезпечується полеорієнтування ($\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_{2q} = 0$) та розв'язка процесів керування моментом та модулем вектора потокозчеплення. Алгоритм керування перетворювачем забезпечує асимптотичне регулювання напруги, тобто $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{V}_{dc} = 0$, а також асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії струму $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i} = 0$. Також регулятором напруги перетворювача забезпечується обмеження струму батареї.

8. Розраховані та обрані основні елементи силової частини електропривода, розроблена схема електрична принципова та схема електрична функціональна керуючого контролера на базі цифрового сигнального процесора TMS320F28069PN, що дозволить в майбутньому практично реалізувати даний електропривод.
9. Подальша імплементація проекту є доцільною, так як ринок транспортних засобів з автономним ходом (електробусів) є недостатньо наповнений вітчизняними продуктами високої якості.

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. D. Vierling, J. Dworacek, H. B. Zid and B. Schmuelling, "Smart trolley-bus systems: Why a presumed dead relic makes the difference to re-electrify public transportation," 2016 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON), Leuven, Belgium, 2016, pp. 1-6, doi: 10.1109/ENERGYCON.2016.7514043.
2. S. Peresada, Y. Nikonenko, S. Kovbasa, A. Kuznietsov and D. Pushnitsyn, "Rapid Prototyping Station for Batteries-Supercapacitors Hybrid Energy Storage Systems," 2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), Kyiv, Ukraine, 2019, pp. 826-831, doi: 10.1109/ELNANO.2019.8783731.
3. S. Peresada, Y. Nikonenko and Y. Zaichenko, "Parameters Identification for Self-Commissioning of DC-DC Boost Converters," 2021 IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), Lviv, Ukraine, 2021, pp. 417-420, doi: 10.1109/UKRCON53503.2021.9575812.
4. S. Peresada, Y. Zaichenko and Y. Nikonenko, "Partially Feedback Linearizing DC-Link Voltage Controller for Three-Phase Shunt Active Power Filters," 2019 IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES), Kremenchuk, Ukraine, 2019, pp. 306-309, doi: 10.1109/MEES.2019.8896467.
5. S. Peresada, S. Kovbasa, D. Pristupa, D. Pushnitsyn, and Y. Nikonenko "Nonlinear control of voltage source AC-DC and DC-DC boost converters", *Bulletin of National Technical University Kharkiv Polytechnic Institute. Problems of Automated Electrodrives. Theory and Practice. Power Electronics and Energy Efficiency*, Kharkiv, no. 27, pp. 84-88, 2017. URL: <http://repository.kpi.kharkov.ua/handle/KhPI-Press/33964>.
6. Ніконенко, Є. О. Алгоритм керування DC-DC перетворювачем з розділенням процесів стабілізації напруги та компенсації струму навантаження / Є. О. Ніконенко, С. М. Пересада, О. Ю. Зінченко // Міжнародний науково-технічний журнал «Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики». – Київ, КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. – С. 259-263. – Бібліогр.: 4 назви.
7. Ніконенко, Є. О. Новий алгоритм керування DC-DC перетворювачем напруги / Ніконенко Є. О., Пересада С. М. // Міжнародний науково-технічний журнал «Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики». – 2017. – С. 493–

499. – Бібліогр.: 10 назв.

8. Ніконенко, Є. О. Розробка та дослідження нового алгоритму керування DC-DC перетворювачем напруги для гібридних джерел живлення електричних транспортних засобів / Ніконенко Є. О., Рандюк А. А. // Збірник тез доповідей конкурсу студентських наукових робіт з галузі знань «Електротехніка та електромеханіка». – Кам'янське : ДДТУ, 2018. – С. 36–37.

9. Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу. URL: <https://epa.kpi.ua/> (дата звернення: 18.04.2023).

10. T. G. Wilson, "The evolution of power electronics," IEEE Trans. Power Electron., vol. 15, no. 3, pp. 439–446, May 2000.

11. B. K. Bose, "The past, present, and future of power electronics," IEEE Ind. Electron. Mag., vol. 3, no. 2, pp. 7–11, Jun. 2009.

12. M. H. Rashid, Power Electronics Handbook: Devices Circuits and Application, 3rd ed. Burlington, MA, USA: Elsevier, 2011.

13. R. W. Erickson and D. Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics, 2nd ed. Norwell, MA, USA: Kluwer, 2001.

14. Y. Gu, W. Li, Y. Zhao, B. Yang, C. Li, and X. He, "Transformerless inverter with virtual dc bus concept for cost-effective grid-connected PV power systems," IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 2, pp. 793–805, Feb. 2013.

15. X. Zhu, "A Dual-Active-Bridge Converter for Novel Trolleybus Powertrain System," 2018 Asian Conference on Energy, Power and Transportation Electrification (ACEPT), 2018, pp. 1–6, doi: 10.1109/ACEPT.2018.8610670.

16. Ларин О.Н. Организация пассажирских перевозок: Учебное пособие. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2005. – 104 с.

17. M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg and B. Lehman, "Step-Up DC-DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 12, pp. 9143-9178, Dec. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2017.2652318.

18. P. Kudlicza, "Chancen der Elektromobilität im Stadtverkehr,"

IIRConference, October 2009.

19. C. Carnevali, R. Genova, P. Jenn'e, M. Mazzuchelli, M. Reijalt, and G. Priano, "Fuel cell electric buses and perspectives: High v.lo-city project," in 2nd IEEE ENERGYCON Converence & Exhibition. IEEE, 2012, pp. 1039–1043.

20. M. Barnes and A. Beddard, "Voltage source converter HVDC links—the state of the art and issues going forward," Energy Procedia, vol. 24, pp. 108–122, 2012.

21. R. Puetz and U. Lambrecht, "Potenziale des Hybrid-Oberleitungsbusses als effiziente m"oglichkeit f"ur die Nutzung erneuerbarer Energien im O" PNV," Presentation in Berlin, March 2015.

22. 1. Максимов А. Н. Городской электротранспорт: Троллейбус: Учебник для нач. проф. образования / Анатолий Николаевич Максимов. – М.: Издательский центр "Академия", 2004. – 256 с.

23. N. Neusel-Lange, "Dezentrale Zustands"uberwachung f"ur intelligente Niederspannungsnetze," Ph.D. dissertation, University of Wuppertal, Dept. Electrical Engineering, 2013.

24. N. Neusel-Lange, C. Oerter, R. Uhlig, M. Zdrallek, P. Birkner, and M. Stiegler, "Economic evaluation of distribution grid automation systems - case study in a rural German LV-grid," CIRED Work-shop, 2014.

25. X. Fang, S. Misra, G. Xue, and D. Yang, "Smart grid 2014; the new and improved power grid: A survey," Communications Surveys Tutorials, IEEE, vol. 14, no. 4, pp. 944–980, Fourth 2012.

26. 1. Ефремов И.С. Троллейбусы (теория, конструкция и расчет). Изд. 3, испр. и доп. Учебник для вузов по спец. «Городской электрический транспорт». М. «Высш. школа», 1969. 488 с. с илл., 1 л. вкл.

27. Abramova O. Как устроена свинцово – кислотная батарея [Электронный ресурс] / Olesya Abramova. – 2016. – URL:<https://best-energy.com.ua/support/battery/bu-201>. (дата звернення: 21.04.2023).

28. Abramova O. Аккумуляторы на основе никеля [Электронный ресурс] / Olesya Abramova. – 2016. – URL:<https://best-energy.com.ua/support/battery/bu-203>. (дата звернення: 21.04.2023).

29. Abramova O. Как устроен аккумулятор на основе лития? [Электронный ресурс] / Olesya Abramova. – 2016. – URL:<https://best-energy.com.ua/support/battery/bu-204>. (дата звернення: 21.04.2023).
30. Abramova O. Сравнительная таблица вторичных батарей [Электронный ресурс] / Olesya Abramova. – 2016. – URL:<https://best-energy.com.ua/support/battery/bu-107>. (дата звернення: 21.04.2023).
31. Abramova O. Как устроен суперконденсатор [Электронный ресурс] / Olesya Abramova. – 2016. – URL:<https://best-energy.com.ua/support/battery/bu-209>. (дата звернення: 21.04.2023).
32. Рухомий склад міського електричного транспорту. Механічна частина : навч. посібник / В. Х. Далека, М. В. Хворост, В. І. Скуріхін, Д. І. Скуріхін. ; Харків. нац. ун-т міськ. госп-ва ім. О. М. Бекетова. – Харків : ХНУМГ ім. О. М. Бекетова, 2018. – 388 с.
33. Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory, and Design / [E. Mehrdad, Y. Gao, A. Emadi та ін.]. – United States of America: CRC Press, 2004. – 424 с.
34. Филькин Н.М., Шаихов Р.Ф., Буянов И.П. Теория транспортных и транспортно-технологических машин: Учеб. пособие. – Пермь: ФГБОУ ВО Пермская ГСХА, 2016. – 230 с.
35. ДСТУ 4905: 2008 Колісні транспортні засоби. ТРОЛЕЙБУСИ ПАСАЖИРСЬКІ. Загальні технічні вимоги – Київ: ДЕРЖСПОЖИВСТАНДАРТ УКРАЇНИ, 2008. – 36 с.
36. VARTA Promotive Heavy Duty 700 038 105 [Электронный ресурс] Режим доступу до ресурсу: <https://www.varta-automotive.com/en-gb/products/varta-promotive-heavy-duty/700-038-105>
37. Аккумуляторная батарея Rucelf Lifepo4 50AH 3.2v Grade A [Электронный ресурс] Режим доступу до ресурсу: <https://voltmarket.ua/litievye-akkumulyatory/rucelf/lifepo450ah32vgradea>
38. M. B. Camara, H. Gualous, F. Gustin, A. Berthon, and B. Dakyo, “DC/ DC converter design for supercapacitor and battery power management in hybrid vehicle

applications —polynomial control strategy,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 2, pp. 587–597, Feb. 2010.

39. I. Alhamrouni, W. I. Hanis, M. Salem, F. M. Albatsh, and B. Ismail, “Application of DC-dc converter for e.v battery charger using PWM technique and hybrid resonant,” in Proc. IEEE Int. Conf. Power and Energy (PECon), Nov. 2016, pp. 133–138.

40. A. Kavousi, S. H. Fathi, J. MiliMonfared, and M. N. Soltani, “Application of boost converter to increase the speed range of dual-stator winding induction generator in wind power systems,” IEEE Transactions on Power Electronics, p. 1, 2018.

41. Lynch, Brian T. Under the Hood of a DC/DC Boost Converter, Texas Instruments Power Supply Design Seminar SEM1800, Topic 3, SLUP284.

42. Everett Rogers, Understanding Boost Power Stages in Switchmode Power Supplies (SLVA061)

43. Jasper L. How to Select a Proper Inductor for Low Power Boost Converter [Електронний ресурс] / L. Jasper. – 2016. – Режим доступу до ресурсу: https://www.ti.com/lit/an/slva797/slva797.pdf?ts=1683209246323&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F.

44. Hauke B. Basic Calculation of a Boost Converter's Power Stage [Електронний ресурс] / Brigitte Hauke. – 2022. – Режим доступу до ресурсу: https://www.ti.com/lit/an/slva372d/slva372d.pdf?ts=1683284231916&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ecosia.org%252F.

45. Дросель DR1618N-221-P-T URL: <https://www.coretechua.com/ua-dr1618n-221-p-t> (дата звернення 16.04.2023)

46. EXR221M2AB-Hitano електролітичний конденсатор низькоімпедансний URL: https://www.rcscomponents.kiev.ua/product/220uf-100v-exr-16x26mm-low-imp-exr221m2ab-hitano-elektrolitichnij-kondensator-nizkoimpedansnij_12830.html (дата звернення 16.04.2023)

47. IRF640, SiHF640 Power MOSFET – Vishay URL: <https://www.vishay.com/docs/91036/sihf640.pdf> (дата звернення 16.04.2023)

48. Agilent 2.5 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler HCPL-3120 Data Sheet URL: <https://www.rcscomponents.kiev.ua/datasheets/hcpl3120-000e.pdf> (дата

звернення 16.04.2023)

49. A. Yazdani, and R. Iravani, *Voltage-sourced converters in power systems*, Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2010.
50. M. Forouzesh, Y. Pp. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, and B. Lehman, “Step-up DC-DC converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 12, pp. 9143-9178, dec. 2017. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2652318.
51. S. Peresada, S. Kovbasa, D. Pristupa, D. Pushnitsyn, and Y. Nikonenko “Nonlinear control of voltage source AC-DC and DC-DC boost converters”, *Bulletin of National Technical University Kharkiv Polytechnic Institute. Problems of Automated Electrodrives. Theory and Practice. Power Electronics and Energy Efficiency*, Kharkiv, no. 27, pp. 84-88, 2017. URL: <http://repository.kpi.kharkov.ua/handle/KhPI-Press/33964>.
52. Electric Traction Motor Market by Type (AC and DC), Power Rating (Below 200 kW, 200–400 kW, and Above 400 kW), Application (Railways, Electric Vehicles, Elevators, Conveyors, and Industrial Machinery), and Region: Global Forecast to 2025 [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://www.marketsandmarkets.com/Market-Reports/electric-traction-motor-market-248269129.html>.
53. Расшифровка маркировки шин [Електронний ресурс]. – 2018. – Режим доступу до ресурсу: https://shiny-diski.com.ua/info/sovety/rasshifrovka-markirovki-shin.html?gclid=Cj0KCQjw4ImEBhDFARIsAGOTMj-xb2665Wht4spnHJ06tX__DuO_iw2gnAgUCuLpHnMXaICjrUy0_U8aApA3EALw_wcB&gclsrc=aw.ds&utm_source=google&utm_medium=cpc&utm_campaign=promodo.
54. Основы автоматизированного электропривода / М. Г.Чиликин, М. М. Соколов, В. М. Терехов, А. В. Шинянский. – М.: «Энергия», 1974. – 568 с.
55. Электродвигатели тяговые асинхронные для приведения в движение троллейбуса, серии ДТА (ТАД) [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <http://se33.ru/traction-motors/29-traction-motors/158-dta.html>.
56. Электродвигатели тяговые асинхронные для приведения в движение троллейбуса [Електронний ресурс]. – 2019. – Режим доступу до ресурсу:

http://pemz.ru/catalog/izdeliya_dlya_gorodskogo_elektrotransporta/Asynchronous_traction_motors_for_driving_a_trolleybus/.

57. Керування електроприводами: Методичні вказівки до виконання курсового проекту [Електронний ресурс] : навч. посіб. для студ. спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» / КПІ ім. Ігоря Сікорського; уклад.: С.М. Пересада, Є.О. Ніконенко. – Електронні текстові дані (1 файл: 2,6 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. – 52 с.

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

59. Силові перетворювачі електроприводів: Методичні вказівки до розрахунково – графічної роботи для студентів напряму підготовки бакалавра спеціальності 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка, спеціалізації "Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність" / Уклад: С.М. Ковбаса, І.А. Шаповал – К.: “КПІ ім. Ігоря Сікорського”, 2019 р. 25 с.

60. IGBT Modules SEMiX 3p SEMiX703GB12M7p [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://www.semikron.com/products/product-classes/igbt-modules/detail/semix703gb12m7p-27895801.html>.

61. Aluminum electrolytic capacitors – Capacitors with screw terminals – B43707, B43727 [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/20/30/db/aec/B43707_B43727.pdf.

62. IGBT Modules SEMITRANS 3 SKM300GAL12T4 [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://www.semikron.com/products/product-classes/igbt-modules/detail/skm300gal12t4-22892330.html>.

63. Fa. Heine Breaking resistor FOR POWERMODULE PM240–2 FSE P_MAX=30kW/12S/5% ED R=4,5 OHM [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://mall.industry.siemens.com/mall/en/WW/Catalog/Product/?mlfb=JJY%3a023423320001>.

64. Current Transducer IT 700–SB ULTRASTAB [Електронний ресурс] –

ДОДАТОК А

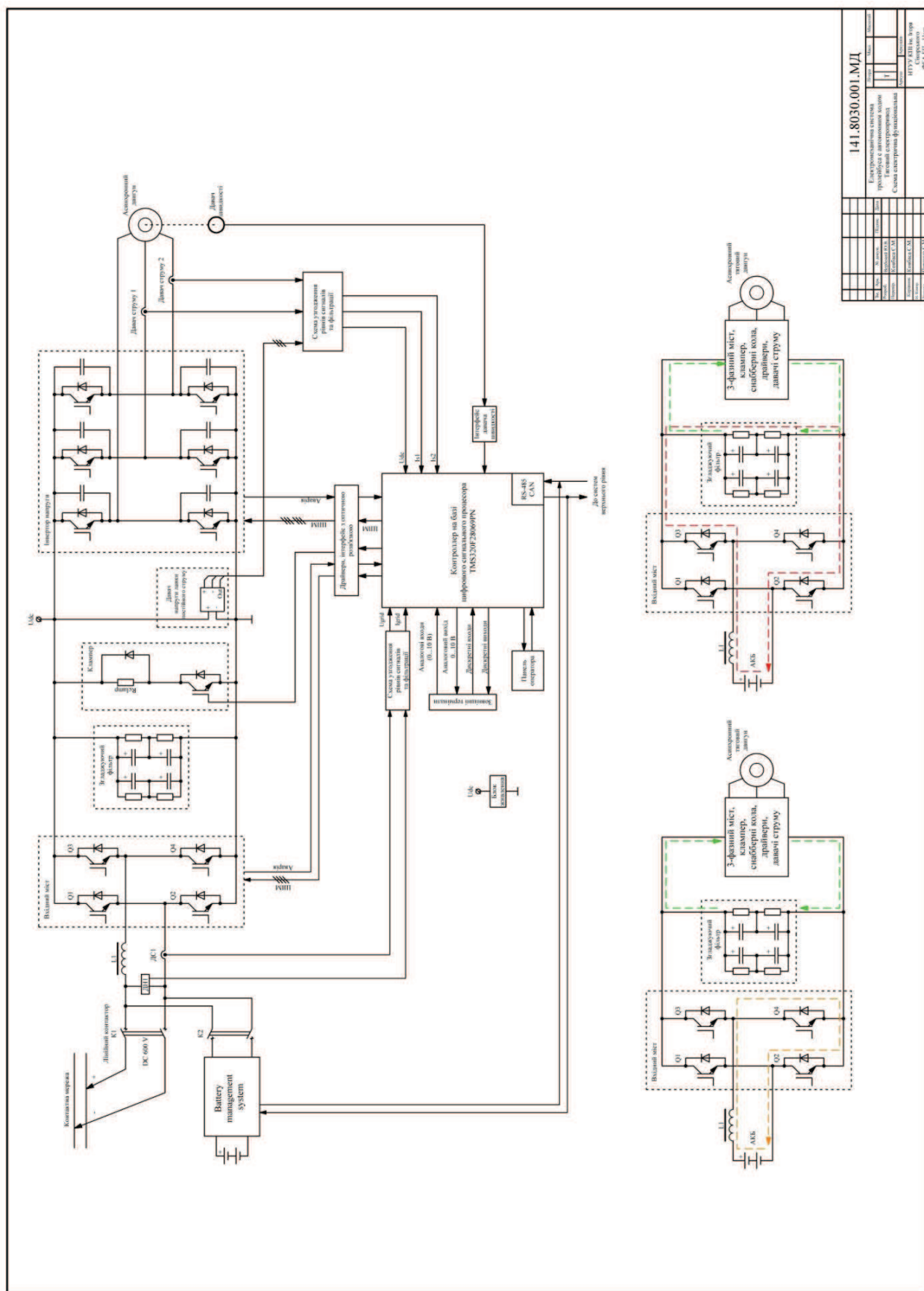


Рисунок А.1 – Тяговий електропривод. Схема електрична функціональна



ДОДАТОК В

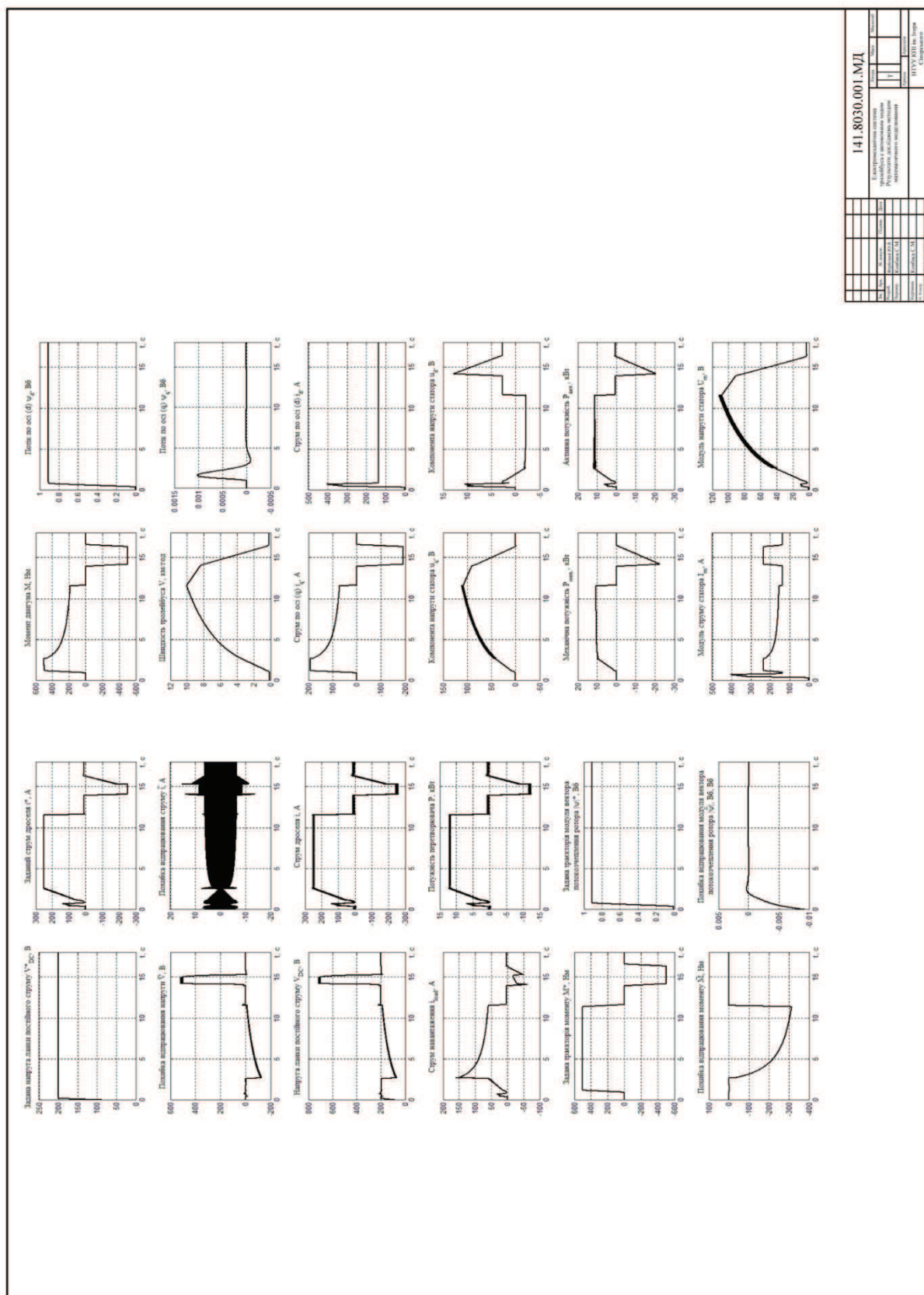


Рисунок В.1 – Результати дослідження електромеханічної системи методом математичного моделювання

ДОДАТОК Г

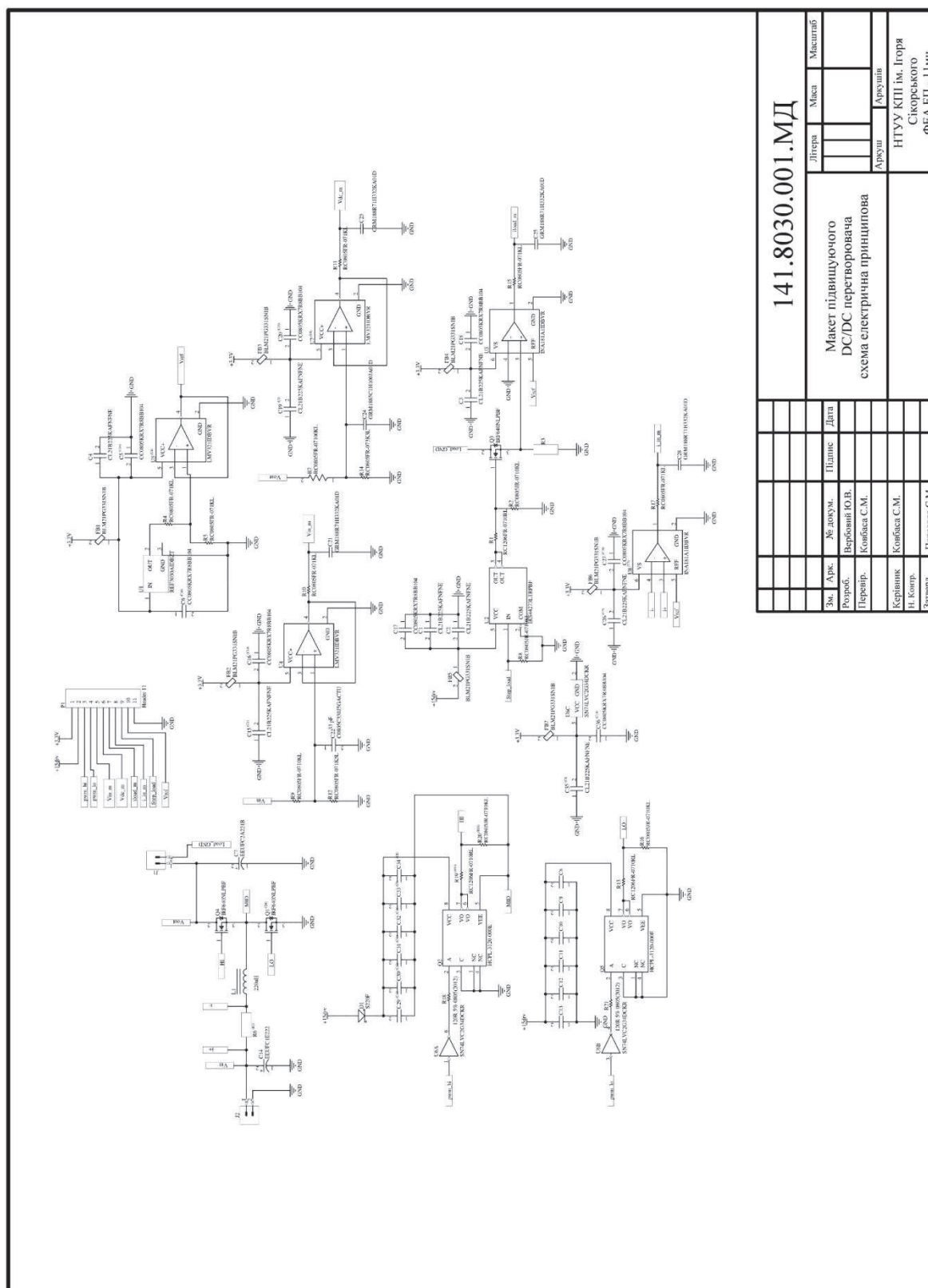


Рисунок Г.1 – Макет підвищуючого перетворювача. Схема електрична принципова

ДОДАТОК Д

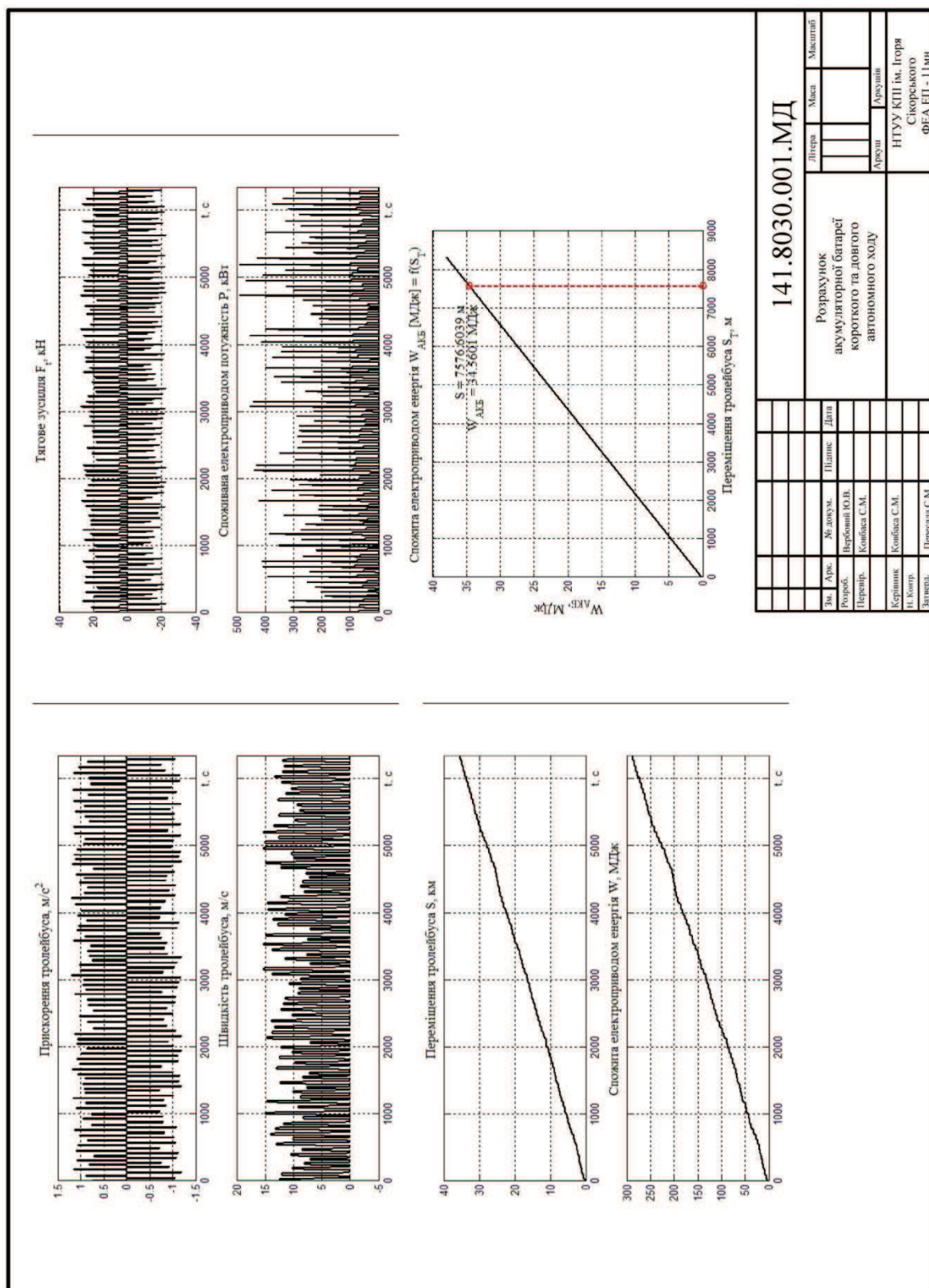


Рисунок Д.1 - Розрахунок акумуляторної батареї короткого та довгого автономного ходу

ДОДАТОК Е

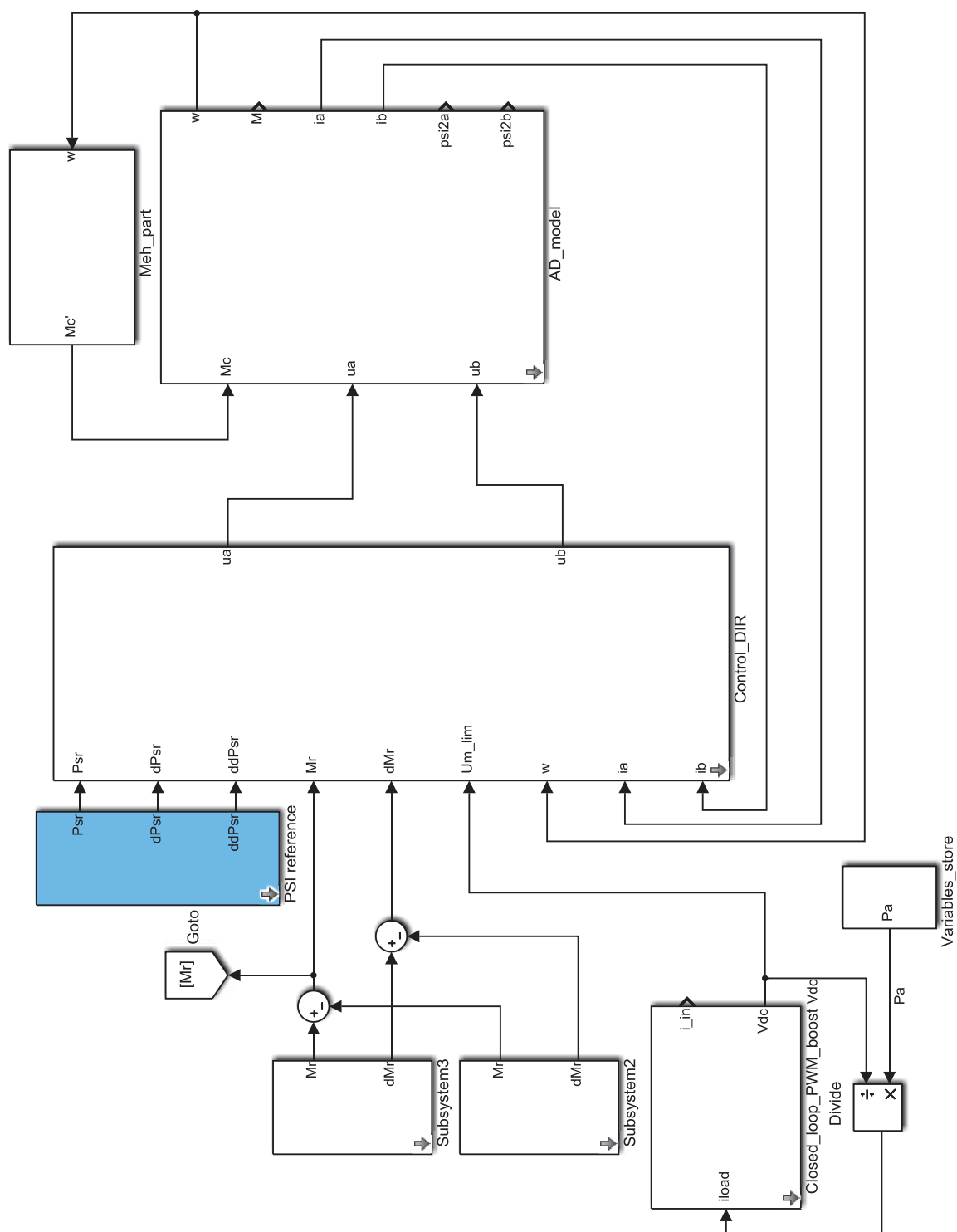


Рисунок Е.1 – Моделююча програма побудована в середовищі MATLAB/Simulink для дослідження електромеханічної системи тролейбуса з автономним ходом при живленні електропривода від підвищуючого перетворювача