

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

Факультет електроенерготехніки та автоматики

Кафедра автоматизації енергосистем

«На правах рукопису»
УДК _____

До захисту допущено:
Завідувач кафедри
_____Сергій КОВБАСА
«__» _____ 20__ р.

Магістерська дисертація

на здобуття ступеня магістра

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

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

**на тему: «Алгоритм ідентифікації параметрів DC-DC перетворювача
електричних транспортних засобів»**

Виконав:

студент VI курсу, групи ЕП-31мп
Філоненко Микола Валерійович _____

Науковий керівник:

асистент,
Ніконенко Євген Олексійович _____

Рецензент:

старший викладач,
Котлярова Вікторія Володимирівна _____

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

Київ – 2024 року

ВІДОМІСТЬ ДИПЛОМНОГО ПРОЕКТУ

№ з/п	Формат	Позначення	Найменування	Кількість листів	Примітка
1	A4		Завдання на дипломний проект	2	
2	A4	141.3107.016.МД	Пояснювальна записка	102	
3	A4	141.3107.016.МД	Результати моделювання та схеми	6	

				141.3107.016.МД		
	ПІБ	Підп.	Дата	Алгоритм ідентифікації параметрів DC-DC перетворювача електричних транспортних засобів	Лист	Листів
Розробн.	Філоненко М. В.				2	102
Керівн.	Ніконенко Є. О.				КПІ ім. Ігоря Сікорського Каф. АЕМС-ЕП Гр. ЕП-31мп	
Рецензент.	Котлярова В. В.					
Н/контр.	Ніконенко Є. О.					
Зав.каф.	Ковбаса С. М.					

Пояснювальна записка до дипломного проекту

на тему: Алгоритм ідентифікації параметрів DC-DC перетворювача
електричних транспортних засобів

Київ – 2024 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-професійна програма «Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Сергій КОВБАСА

«__» _____ 2024 р.

ЗАВДАННЯ
на магістерську дисертацію студенту
Філоненко Микола Валерійович

1. Тема дисертації «Алгоритм ідентифікації параметрів DC-DC перетворювача електричних транспортних засобів», науковий керівник дисертації Ніконенко Євген Олексійович, докт. філософ., затверджені наказом по університету від «__» _____ 20__ р. № _____

2. Термін подання студентом дисертації 19.12.2024

3. Об'єкт дослідження Ідентифікації параметрів DC-DC перетворювача

4. Вихідні дані $L=1$ мГн, $R=0.5$ Ом, $C=2000$ мкФ, $E=250$ В. $V_{dc}^*=540$ В, $\Delta i=1$ Р_L=30000 Вт, $f_{PWM}=10$ кГц.

5. Перелік завдань, які потрібно розробити 1) Виконати аналітичний огляд науково-технічної літератури та сформулювати основні задачі дослідження для досягнення поставленої задачі. 2) Провести дослідження динаміки спостерігача. 3) Виконати початкову ідентифікацію параметрів. 4) Алгоритм керування лінеаризуючим зворотним зв'язком. 5) Алгоритм керування, адаптивний до змін вхідної напруги і струму навантаження.

6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу: результати моделювання

7. Орієнтовний перелік публікацій Ніконенко Є. О., Філоненко М. В.
«Спостерігач параметрів підвищувальних DC-DC перетворювачів», Праці
Інституту електродинаміки Національної академії наук України, 2025, 8 с.

8. Консультанти розділів дисертації*

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

9. Дата видачі завдання 01.09.2024

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1.	Аналітичний огляд підвищувальних DC-DC перетворювачів	20.09.2024	Виконано
2	Математичний опис об'єкта керування	30.09.2024	Виконано
3	Провести дослідження динаміки спостерігача.	10.10. 2024	Виконано
4	Виконати початкову ідентифікацію параметрів	25.10. 2024	Виконано
5	Алгоритм керування лінеаризуючим зворотним зв'язком	10.11. 2024	Виконано
6	Алгоритм керування, адаптивний до змін вхідної напруги і струму навантаження	15.11. 2024	Виконано
7	Підготовка стартап-проекту	25.11. 24	Виконано
8	Завершальне оформлення роботи	17.12. 24	Виконано

Студент

Микола ФІЛОНЕНКО

Науковий керівник

Євген НІКОНЕНКО

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

РЕФЕРАТ

Дипломний проект містить 108 с., 24 рис., 12 табл., 85 джерел.
Структура дипломної роботи включає наступні розділи:

1. Аналітичний огляд.
2. Початкова ідентифікація параметрів.
3. Алгоритм керування лінеаризуючим зворотним зв'язком.
4. Алгоритм керування, адаптивний до змін вхідної напруги і струму навантаження.
5. Стартап-проект. Економічне обґрунтування технічних рішень

Мета роботи: розвиток методів синтезу систем ідентифікації параметрів DC-DC перетворювача електричних транспортних засобів.

В процесі виконання дипломної роботи розвинуто теоретична база для розробки та проектування систем ідентифікації параметрів DC-DC перетворювача електричних транспортних засобів.

Розрахунок та реалізація даного дипломного проекту виконувалися за допомогою наступних програмних пакетів: MatLab, Simnon, Microsoft Office Word, Microsoft Office Visio.

DC-DC ПЕРЕТВОРЮВАЧ, ІДЕНТИФІКАЦІЯ ПАРАМЕТРІВ,
СПОСТЕРІГАЧ, СТІЙКІСТЬ, ДИНАМІКА ПОХИБОК ОЦІНЮВАННЯ

					141.3107.016.МД			
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата				
Розроб.		Філоненко М. В.			Алгоритм ідентифікації параметрів DC-DC перетворювача електричних транспортних засобів	Літ.	Арк.	Акрупів
Перевір.		Ніконенко Є.О.					6	74
Консульт.		Котлярова В.В.				КПІ ім. Ігоря Сікорського Каф. АЕМС-ЕП Гр. ЕП-31.мн		
Н. Контр.		Ніконенко Є.О.						
Зав. каф..		Ковбаса С.М.						

ABSTRACT

The master's dissertation contains 108 pages, 24 figures, 12 tables, 85 sources. The structure of the thesis includes the following sections:

1. Analytical review;
2. Initial identification of parameters
3. Linearizing feedback control algorithm
4. Control algorithm adaptive to changes in input voltage and load current
5. Startup project. Economic justification of technical solutions

The purpose of the work: development of methods of synthesis of systems for identification of DC-DC converter parameters of electric vehicles.

In the process of completing the thesis, a theoretical basis was developed for the development and design of systems for identifying the parameters of the DC-DC converter of electric vehicles.

The calculation and implementation of this diploma project was carried out using the following software packages: MATLAB, Simnon, Microsoft Office Word, Microsoft Office Visio.

DC-DC CONVERTER, IDENTIFICATION OF PARAMETERS,
MONITOR, STABILITY, DYNAMICS OF ESTIMATION ERRORS.

					141.3107.016. МД			
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата				
Розроб.		Філоненко М. В.			Алгоритм ідентифікації параметрів DC-DC перетворювача електричних транспортних засобів	Літ.	Арк.	Акрушів
Перевір.		Ніконенко Є.О.					7	102
Консульт.		Котлярова В.В				<i>КПІ ім. Ігоря Сікорського Каф. АЕМС-ЕП Гр. ЕП-31мн</i>		
Н. Контр.		Ніконенко Є.О.						
Зав. каф..		Ковбаса С.М.						

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ.....	10
ВСТУП	10
РОЗДІЛ 1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ПІДВИЩУВАЛЬНИХ DC-DC ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ	14
1.1. Класифікація DC-DC перетворювачів	17
1.2. Основні параметри підвищувальних DC-DC перетворювачів для самоналаштування	20
1.3. Методи ідентифікації параметрів DC-DC перетворювачів	22
1.4. Огляд конфігурацій DC-DC перетворювачів	26
1.4.1 Схемотехніка DC-DC перетворювачів	26
1.4.2 Опис роботи підвищувального DC-DC перетворювача	30
1.5. Проблеми при самоналаштуванні	32
1.6. Приклади використання підвищувальних DC-DC перетворювачів ...	33
1.7. Використання реверсивних DC-DC перетворювачів для живлення електродвигунів.....	34
Висновки до розділу 1	35
РОЗДІЛ 2 МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ТА ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ СИНХРОННИХ ДВИГУНІВ З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ.....	37
2.1. Постановка задачі векторного керування моментом	37
2.2. Математична модель явнополюсних двигунів	38
2.3. Алгоритм векторного керування моментом явнополюсного двигуна	42
2.4. Робота в режимі ослаблення поля	43
Висновки до розділу 2	51
РОЗДІЛ 3 СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ІДЕНТЕФІКАЦІЇ ПАРАМЕТРІВ DC-DC ПЕРЕТВОРЮВАЧА.....	53
3.1. Математична модель перетворювача, постановка задачі керування .	53

3.2.	Алгоритм ідентифікації параметрів	55
3.3.	Алгоритм відпрацювання вихідної напруги DC-DC перетворювачів	59
3.4.	Розрахунок параметрів DC-DC перетворювача.....	61
	Висновки до розділу 3	65
	РОЗДІЛ 4 РЕЗУЛЬТАТИ МОДЕЛЮВАННЯ	66
	Висновки до розділу 4	78
	РОЗДІЛ 5 СТАРТАП-ПРОЕКТ. ЕКОНОМІЧНЕ ОБҐРУНТУВАННЯ ТЕХНІЧНИХ РІШЕНЬ	79
5.1	Опис ідеї стартапу та її технологічний аудит	82
5.2	Аналіз ринкових можливостей запуску стартапу та ринкова стратегія проекту	86
	Висновки до розділу 5	89
	ВИСНОВКИ.....	91
	СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	93

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ

ЕМС – електромеханічна система;

ЕП – електропривод;

ЕРС – електрорушійна сила джерела живлення;

ЕТЗ – електричний транспортний засіб (англ. EV – electric vehicle);

ПІ-регулятор – пропорційно-інтегральний регулятор;

Реверсивний DC-DC перетворювач – перетворювач з постійної напруги в постійну (від англ. two-quadrant DC-DC boost-buck / bidirectional DC-DC boost converter);

СДПМ – синхронний двигун з постійними магнітами (англ. PMSM – permanent magnet synchronous motor);

ШИМ – широтно-імпульсна модуляція (англ. PWM – pulse-width modulation);

C – вихідна ємність DC-DC перетворювача;

E – вхідна ЕРС DC-DC перетворювача;

i – вхідний струм DC-DC перетворювача;

IGBT – біполярний транзистор з ізольованим затвором (англ. isolated gate bipolar transistor);

L – вхідна індуктивність реверсивного DC-DC перетворювача;

M – момент двигуна;

p – оператор Лапласу;

R – опір вхідного кола реверсивного DC-DC перетворювача;

u – керуючий вплив реверсивного DC-DC перетворювача;

V – функція Ляпунова;

z – квадрат напруги ланки постійного струму V_{dc} ;

a_{max} , a_{min} – максимальне і мінімальне значення величини a;

$\dot{a} = da / dt$ – похідна від змінної a за часом;

a^* – задане значення змінної a ;

- $\tilde{a}$ – похибка відпрацювання або похибка оцінювання змінної a ;
 $\hat{a}$ – оцінене значення величини a .
 f_{PWM} – частота ШІМ, з якою працюють ключі DC-DC перетворювача;
 i_L – струм навантаження DC-DC перетворювача;
 i_d, i_q – компоненти вектора струму статора двигуна в системі координат $(d - q)$;
 k_a, k_{ai} – пропорційний і інтегральний коефіцієнти ПІ-регулятора змінної a ;
 L_d, L_q – індуктивності статора по осям $(d - q)$ СДПМ;
 p_n – число пар полюсів;
 p_{sw} – функція перемикачів реверсивного DC-DC перетворювача;
 P_e – електрична потужність електроприводу;
 $Q, \bar{Q}$ – сигнали керування напівпровідниковими ключами;
 R_1 – опори статора двигуна;
 R_L – еквівалентне навантаження DC-DC перетворювача;
 u_d, u_q – компоненти вектора напруги статора двигуна в системі координат $(d - q)$;
 $\dot{V}$ – похідна функції Ляпунова;
 V_{dc} – напруга ланки постійного струму;
 x_a – інтегратор у складі ПІ-регулятора змінної a ;
 $\lambda_j, j = 1, \dots, 5$ - коефіцієнти налаштування спостерігача;
 ω – кутова швидкість ротора;
 ω_0 – кутова частота власних недемпфованих коливань контуру регулювання;
 ψ_m – потік постійних магнітів; .
 ξ – коефіцієнт демпфування в контурі регулювання;

ВСТУП

Підвищувальні DC-DC перетворювачі широко застосовуються для збільшення рівня постійної напруги, зокрема в електротранспорті, де вони забезпечують ефективний розподіл потужності між різними джерелами живлення [1].

Актуальність теми. Алгоритми ідентифікації параметрів DC-DC перетворювачів відіграють ключову роль у підвищенні ефективності роботи електричних транспортних засобів (ЕТЗ). Вони забезпечують точність керування процесами енергетичного перетворення та сприяють оптимізації режимів роботи. У сучасних умовах підвищення вимог до енергоефективності та динамічних характеристик ЕТЗ стає необхідним створення адаптивних систем керування, які здатні враховувати зміни параметрів перетворювачів у реальному часі.

Параметри DC-DC перетворювачів, такі як індуктивності, ємності, опори елементів, можуть змінюватися під впливом різних факторів, наприклад, температурних коливань, старіння компонентів чи зміни характеристик навантаження. Це призводить до відхилень від заданих режимів роботи, зниження ефективності перетворення енергії та порушення стабільності роботи системи.

Мета дослідження – розробка методів і алгоритмів ідентифікації параметрів DC-DC перетворювачів, які дозволяють підвищити точність керування і стабільність роботи ЕТЗ шляхом адаптації до змін параметрів.

Задачі дослідження полягають в наступному:

1. Провести огляд сучасних підходів до ідентифікації параметрів DC-DC перетворювачів, визначити їх переваги та обмеження.
2. Виконати дослідження динаміки спостерігача.
3. Розробити алгоритм початкову ідентифікацію параметрів індуктивності, ємності та опорів DC-DC перетворювача.
4. Створити алгоритм керування лінеаризуючим зворотним зв'язком

5. Розробити алгоритм керування, адаптивний до змін вхідної напруги і струму навантаження.

6. Реалізувати та протестувати запропонований алгоритм на моделі DC-DC перетворювача, оцінити його ефективність у порівнянні з існуючими підходами.

Об’єкт дослідження – процеси ідентифікації параметрів DC-DC перетворювача електричних транспортних засобів.

Предмет дослідження – системи ідентифікації параметрів DC-DC перетворювача електричних транспортних засобів.

Методи дослідження – Під час вирішення поставлених у роботі задач використовувалися: методи сучасної нелінійної теорії керування такі як: адаптивне керування, другий метод Ляпунова, нелінійний принцип розділення, а також методи математичного. Дана робота використовувалася за допомогою програмних пакетів: MATLAB, Simnon, Microsoft Office Word, Microsoft Office Visio.

Наукова новизна: Під час виконання магістерської роботи було запропоновано алгоритм ідентифікації ключових параметрів DC-DC перетворювачів на основі адаптивного спостерігача.

Практичне значення одержаних результатів – результати досліджень можуть бути використані для розробки та вдосконалення систем керування DC-DC перетворювачами в електричних транспортних засобах. Результати можуть бути використаними проектними організаціями та інститутами для впровадження засобів ідентифікації параметрів DC-DC перетворювача електричних транспортних засобів.

Публікації за тематикою досліджень – Ніконенко Є. О., Філоненко М. В. «Спостерігач параметрів підвищувальних DC-DC перетворювачів», Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України, 2025, 8 с.

РОЗДІЛ 1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ПІДВИЩУВАЛЬНИХ DC-DC ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

Перетворювачі, що працюють у режимі перемикання, стали важливим компонентом сучасних енергетичних систем завдяки впровадженню топологій із широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ). Основний принцип роботи підвищувальних перетворювачів полягає у тимчасовому накопиченні енергії та її подальшому вивільненні на виході з підвищеним рівнем напруги [2].

ШІМ-підвищувальні перетворювачі стали ключовими елементами в широкому спектрі застосувань — від портативних пристроїв малої потужності до стаціонарних високопотужних систем. Їх популярність зумовлена простотою конструкції, що значно спрощує моделювання, проектування та виробництво. Підвищення напруги в таких перетворювачах досягається за рахунок індуктивності на вхідній стороні, яка працює або в безперервному режимі провідності (БРП), або в режимі переривчастої провідності (РПП). Хоча БРП є більш поширеним через вищу ефективність і менші струмові пульсації, РПП забезпечує покращену стабільність, що може бути перевагою у деяких застосуваннях [3], [4].

Однак ШІМ-підвищувальні перетворювачі мають і певні недоліки, серед яких жорстке перемикання, значне зворотне відновлення на вихідному діоді, складність керування через немінімально-фазові (НФ) характеристики та низький коефіцієнт посилення напруги за помірного рівня шпаруватості [5]–[7]. Для покращення їхньої ефективності й стабільності важливим є точне визначення параметрів моделі, що дозволяє підвищити якість керування.

Для розв’язання цієї проблеми застосовуються два підходи до ідентифікації параметрів: онлайн-ідентифікація, що здійснюється у процесі роботи перетворювача, та офлайн-ідентифікація, яка проводиться за спеціальних умов тестування. Онлайн-методи дозволяють адаптивно

змінювати параметри керування в реальному часі. Наприклад, у [8] продемонстровано адаптивний підхід із використанням методики ідентифікації для понижувального перетворювача, що враховує коливання вхідної напруги, зміни навантаження та шумові впливи. Такий підхід забезпечує стабільність системи в межах заданих робочих умов. Для зменшення впливу шумів застосовуються надійні алгоритми ідентифікації, які ефективно працюють навіть за наявності високої дисперсії.

Офлайн-методи, натомість, спрямовані на налаштування системи під час ініціалізації. Наприклад, у [9] запропоновано алгоритм налаштування композитного зворотного зв'язку, що включає лінійні та нелінійні елементи. Лінійна частина сприяє стабільності та швидкому відстеженню, тоді як нелінійна частина мінімізує перерегулювання і покращує демпфування системи.

Додаткові дослідження, як у [10], аналізують різні топології перетворювачів і оцінюють їхні характеристики, такі як коефіцієнт посилення напруги, вартість, щільність потужності та складність реалізації. Ці дослідження спрямовані на забезпечення справедливих порівнянь та розробку нових показників ефективності.

Попри значний прогрес у галузі, завдання точної ідентифікації параметрів підвищувальних DC-DC перетворювачів залишається складним через їхню динаміку та просту фізичну структуру. Для досягнення ефективності важливо забезпечити умови стійкості, які дозволяють проводити швидко та прозору оцінку параметрів у реальних умовах роботи системи.

Сучасні електронні пристрої значною мірою залежать від стабільного та ефективного живлення, що часто забезпечується за допомогою різних типів DC-DC перетворювачів. У загальній класифікації таких пристроїв одним із ключових елементів є підвищувальні DC-DC перетворювачі. Їхня головна функція полягає в підвищенні вхідної напруги

до рівня, необхідного для живлення електронного навантаження. Підвищувальні перетворювачі відіграють важливу роль у багатьох галузях, зокрема в портативній електроніці, сонячних батареях, електротранспорті та промислових застосуваннях [11], [12].

В епоху глобального переходу до енергоефективних технологій та відновлюваних джерел енергії підвищується попит на ефективні перетворювачі постійної напруги, які можуть забезпечувати стабільну та надійну роботу в складних умовах. Особливо це актуально для систем, де вхідна напруга часто змінюється або не відповідає потребам конкретного електричного навантаження [13]. Наприклад, у системах сонячної енергетики панелі можуть генерувати напругу, що суттєво відрізняється залежно від умов освітленості, тому використання підвищувальних перетворювачів стає критично важливим [14].

Самоналаштування підвищувальних DC-DC перетворювачів включає низку важливих етапів, серед яких ключовим є правильна ідентифікація параметрів для їх налаштування та оптимальної роботи. Такі параметри, як вхідна та вихідна напруга, частота перемикавання, ефективність та коефіцієнт підвищення, мають бути ретельно розраховані для забезпечення стабільної роботи системи [15]. Неправильна ідентифікація або налаштування цих параметрів можуть призвести до суттєвих втрат енергії або навіть до виходу з ладу системи [16].

Цей огляд спрямований на дослідження основних параметрів підвищувальних DC-DC перетворювачів, необхідних для їхнього правильного самоналаштування, а також методів їх ідентифікації. Особлива увага приділяється як теоретичним, так і практичним аспектам роботи з такими пристроями.

1.1. Класифікація DC-DC перетворювачів

DC-DC перетворювачі є ключовими елементами сучасних систем живлення, які дозволяють перетворювати постійну напругу з одного рівня на інший. Існує кілька основних типів DC-DC перетворювачів, кожен з яких виконує специфічні функції і має своє місце в електронних схемах, таких як живлення мікроконтролерів, зарядка акумуляторів, живлення портативних пристроїв, а також в промислових системах.

DC-DC перетворювачі поділяються на декілька основних типів, серед яких підвищувальні, знижувальні, інвертуючі та комбіновані перетворювачі. Підвищувальні перетворювачі дозволяють підвищувати напругу на виході за рахунок накопичення енергії в індуктивності та її наступного вивільнення на виході [17]. Такі перетворювачі зазвичай використовуються у випадках, коли вхідна напруга є недостатньою для нормального функціонування навантаження [18]. До основних типів DC-DC перетворювачів належать:

Знижувальні перетворювачі (Buck Converters): Ці перетворювачі використовуються для зниження напруги. Вони забезпечують перетворення високої вхідної напруги у нижчу вихідну, яка відповідає потребам конкретного навантаження. Наприклад, знижувальні перетворювачі використовуються для живлення мікросхем, коли необхідно знизити напругу від джерела живлення (наприклад, 12 В) до рівня, безпечного для електронних компонентів (наприклад, 5 В або 3,3 В). Однією з переваг таких перетворювачів є їхня висока ефективність, особливо при низькому співвідношенні вхідної та вихідної напруг [17]. Buck перетворювачі широко використовуються в мобільних телефонах, ноутбуках і інших побутових електронних пристроях.

Підвищувальні перетворювачі (Boost Converters): Підвищувальні перетворювачі працюють навпаки: вони підвищують вхідну напругу до

рівня, необхідного для живлення навантаження. Ці перетворювачі накопичують енергію в індуктивності під час першого циклу і вивільняють її, підвищуючи напругу, під час другого циклу. Підвищувальні перетворювачі є критично важливими в системах, де доступна напруга є занадто низькою для живлення компонентів. Прикладами можуть бути сонячні батареї, які часто потребують перетворення відносно низької напруги до більш високої для зарядки акумуляторів або живлення пристроїв [18]. Boost перетворювачі також використовуються в електромобілях для забезпечення стабільного живлення двигунів [19].

Інвертуючі перетворювачі (Inverting Converters): Цей тип перетворювача може змінювати полярність вхідної напруги, тобто він перетворює позитивну напругу у негативну і навпаки. Інвертуючі перетворювачі часто застосовуються в схемах, де потрібне двополярне живлення, наприклад, у підсилювачах аудіосигналів, які потребують як позитивної, так і негативної напруги для правильної роботи.

Ізольовані DC-DC перетворювачі (Isolated DC-DC Converters): Ізольовані перетворювачі використовуються для забезпечення гальванічної розв'язки між вхідною і вихідною частинами схеми, що є важливим для забезпечення безпеки та захисту від перевантажень. Це робить їх критично важливими у високовольтних промислових додатках або системах з акумуляторами. Один з найпоширеніших прикладів - трансформаторні ізольовані перетворювачі, де енергія передається через трансформатор для забезпечення різних рівнів напруги з гальванічною розв'язкою [20].

Підвищувальні DC-DC перетворювачі працюють за принципом накопичення і вивільнення енергії в індуктивному компоненті (котушці індуктивності). Основні етапи роботи такого перетворювача включають наступне:

1. Накопичення енергії в індуктивності: Коли транзистор (MOSFET або IGBT) замкнений, струм починає протікати через індуктивність, що створює магнітне поле, яке накопичує енергію.

2. Розряд енергії індуктивності: Коли транзистор розмикається, накопичена в індуктивності енергія вивільняється через діод на вихід, при цьому напруга на виході перевищує вхідну. Вихідна напруга залежить від часу відкривання і закривання транзистора, який визначається контролером перемикавання [13].

Принцип дії підвищувальних перетворювачів дозволяє значно підвищити вихідну напругу порівняно з вхідною. Наприклад, при вхідній напрузі 5 В можна отримати вихідну напругу до 12 В або навіть більше, залежно від параметрів схеми і компонентів [14]. Підвищувальні перетворювачі є особливо корисними в умовах, коли джерело живлення нестабільне або коли вхідна напруга є меншою за необхідну для живлення навантаження.

Основна відмінність підвищувальних DC-DC перетворювачів від знижувальних (buck) полягає в тому, що вони підвищують напругу замість зниження. Це дозволяє використовувати їх у випадках, коли джерело живлення має нижчу напругу, ніж необхідна для роботи пристрою або системи [15]. Наприклад, у портативних пристроях підвищувальні перетворювачі можуть збільшувати напругу від батареї для забезпечення належного рівня живлення процесорів або інших компонентів [21].

Інвертуючі перетворювачі мають іншу функцію: вони змінюють полярність напруги. Хоча це важливо в деяких специфічних додатках, підвищувальні перетворювачі переважно використовуються для прямого підвищення напруги без зміни її полярності.

Ізольовані перетворювачі використовуються в умовах, коли необхідна гальванічна розв'язка, наприклад, для захисту чутливих електронних компонентів від потенційних перевантажень або для

забезпечення електробезпеки. У той час як підвищувальні перетворювачі не надають ізоляції між вхідною і вихідною напругою, вони дозволяють досягти високого рівня ефективності при мінімальній складності конструкції.

Для ефективного застосування високопродуктивних алгоритмів потрібна точна інформація про характеристики DC-DC перетворювача. На початковому етапі параметри можуть бути визначені не точно, а також вони можуть змінюватися під час експлуатації під впливом зовнішніх факторів, таких як нагрівання та старіння компонентів. Зміни параметрів призводять до зниження енергоефективності та погіршення якості регулювання напруги.

Наприклад, внутрішній опір і індуктивність вхідного кола змінюються через температурні коливання та старіння елементів; індуктивність також варіюється через насичення, а опір залежить від зміни режимів роботи ШІМ та компенсації «мертвого часу». Для подолання цих проблем і підвищення точності регулювання напруги в ланцюгу постійного струму необхідно забезпечити достатньо точне визначення параметрів перетворювача. Проте, проблема визначення характеристик реверсивного DC-DC перетворювача залишається невирішеною навіть на стадії автоналаштування [22], [23].

1.2. Основні параметри підвищувальних DC-DC перетворювачів для самоналаштування

При самоналаштуванні підвищувальних DC-DC перетворювачів ключову роль відіграє ідентифікація та правильне налаштування основних параметрів. Ці параметри впливають на ефективність роботи системи, стабільність вихідної напруги, а також на довговічність компонентів:

Вхідна напруга (Input Voltage): Вхідна напруга є критичним параметром, оскільки вона визначає початкову напругу, яку подає джерело

живлення на перетворювач. Підвищувальні перетворювачі використовуються в умовах, коли вхідна напруга є меншою за вихідну, що дозволяє підвищувати її до необхідного рівня для живлення навантаження. Правильний вибір діапазону вхідної напруги дозволяє забезпечити стабільну роботу перетворювача і уникнути нестабільності при коливаннях напруги на вході [19]. Якщо вхідна напруга виходить за межі допустимого діапазону, це може призвести до пошкодження компонентів або неправильної роботи системи.

Вихідна напруга (Output Voltage): Вихідна напруга - це напруга, яку повинен забезпечувати перетворювач для живлення електронного пристрою або системи. Підвищувальні DC-DC перетворювачі здатні підвищувати напругу з нижчих рівнів до вищих, забезпечуючи необхідний рівень для роботи різних пристроїв. Вихідна напруга визначається як функція вхідної напруги та коефіцієнта підвищення і залежить від налаштувань системи перемикання [18]. Надмірне підвищення напруги може пошкодити підключене навантаження, тому стабільність вихідної напруги є критичним аспектом.

Коефіцієнт підвищення (Boost Ratio): Коефіцієнт підвищення визначає відношення між вхідною і вихідною напругою перетворювача. Він залежить від робочого циклу та параметрів індуктивності і ємності. Для забезпечення стабільної роботи перетворювача необхідно точно розрахувати коефіцієнт підвищення на основі заданих вхідної та вихідної напруги [13].

Частота перемикання (Switching Frequency): Частота перемикання транзисторів у схемі перетворювача впливає на загальну продуктивність і ефективність. Вища частота перемикання дозволяє зменшити розміри індуктивних і ємнісних компонентів, однак при цьому зростають втрати на перемикання та теплові втрати [21]. Тому важливо знайти баланс між

частотою перемикавання та ефективністю системи, враховуючи теплоємність компонентів і обмеження на втрати.

Ефективність (Efficiency): це ключовий параметр будь-якої системи живлення. Вона визначає, скільки відсотків енергії, що подається на вхід перетворювача, перетворюється на корисну енергію на виході. Ефективність підвищувальних перетворювачів залежить від якості компонентів (індуктивності, діоди, конденсатори), схеми перемикавання та параметрів частоти перемикавання [15]. Висока ефективність знижує теплові втрати і покращує загальну продуктивність системи.

1.3.Методи ідентифікації параметрів DC-DC перетворювачів

Для ідентифікації параметрів DC-DC перетворювачів використовуються три основні підходи: теоретичні, емпіричні та методи моделювання. Кожен із них має свої особливості та застосування в залежності від вимог до точності, доступного обладнання і наявності вихідних даних:

Математичні методи базуються на аналізі математичних моделей та рівнянь, які описують роботу DC-DC перетворювача. Вони використовуються на етапі проектування і дозволяють передбачити поведінку перетворювача без необхідності проведення експериментів [15]. Це дозволяє зробити попередні розрахунки вхідної та вихідної напруги, струму та втрат енергії. Переваги математичних методів полягають у їх точності та можливості отримання глибокого розуміння роботи системи. Однак вони вимагають значних знань і часу для проведення аналізу.

Емпіричні методи включають тестування перетворювача з використанням різних вхідних і вихідних параметрів зокрема експериментальні дані, отриманих безпосередньо з роботи DC-DC перетворювача. Ці методи менш формалізовані, але дозволяють отримувати швидкі результати з використанням вимірювальних приладів.

Під час цього процесу часто використовуються осцилографи та інші прилади для вимірювання точних характеристик [24]. Емпіричні методи мають перевагу в оперативності та практичності, проте їх результати можуть мати відхилення через неточність вимірювального обладнання або зовнішніх факторів.

Методи моделювання параметрів використовують програмне забезпечення для створення комп'ютерних моделей DC-DC перетворювачів і аналізу їх роботи в різних умовах. Цей підхід дозволяє детально вивчати поведінку системи та змінювати параметри без фізичних експериментів, за допомогою програмних інструментів, таких як LTspice або MATLAB, дозволяє отримати точні результати для певних умов експлуатації [22]. Моделювання має значні переваги, зокрема безпеку, зниження витрат на фізичне тестування та можливість швидкої оптимізації системи. Однак моделювання також має обмеження, пов'язані з необхідністю точного введення параметрів компонентів та можливими неточностями математичних моделей.

Для застосування вискоєфективних алгоритмів керування необхідно мати точні дані про параметри DC-DC перетворювача. Спочатку ці параметри можуть бути недостатньо точно визначені, а в процесі експлуатації вони можуть змінюватися під впливом зовнішніх факторів, таких як підвищення температури, коливання навантаження, старіння компонентів і навіть вплив електромагнітних завад. Подібні варіації параметрів призводять до зниження ефективності перетворення енергії та погіршення якості стабілізації вихідної напруги. Тому для забезпечення надійної роботи необхідно постійно моніторити ключові параметри та адаптивно налаштовувати систему керування, щоб мінімізувати негативний вплив таких змін.

Наприклад, внутрішній опір і індуктивність вхідного кола можуть змінюватися через температурні коливання та процес старіння

компонентів. Індуктивність також зазнає змін внаслідок насичення магнітного матеріалу, а внутрішній опір залежить від робочих режимів ШІМ-контролера та корекції «мертвого часу». Ці зміни суттєво впливають на стабільність та ефективність роботи перетворювача. Для подолання цих труднощів і підвищення точності регулювання напруги постійного струму необхідно з високою точністю ідентифікувати параметри перетворювача в реальному часі. Водночас, проблема точної ідентифікації параметрів для реверсивного DC-DC перетворювача, особливо на етапі автоматичного налаштування, досі залишається невирішеною. Актуальність цього питання зростає з огляду на необхідність розробки адаптивних алгоритмів керування, які могли б динамічно підлаштовувати роботу перетворювача з урахуванням змін параметрів та зовнішніх впливів, зокрема температурних або механічних коливань [22], [23].

Для застосування високоефективних алгоритмів необхідна точна інформація про параметри DC-DC перетворювача. Початково параметри не є точно визначеними, а також вони можуть змінюватися в процесі роботи через вплив зовнішніх збурень, таких як нагрів і старіння елементів. Варіація параметрів призводить до зниження ефективності перетворення енергії і показників якості регулювання напруги.

Наприклад, внутрішній опір і індуктивність вхідного кола змінюються від температури і старіння, індуктивність також змінюється через насичення, а опір залежить від змінних режимів роботи ШІМ і компенсації «мертвого часу». Щоб подолати ці проблеми і підвищити точність регулювання напруги ланки постійного струму, необхідно визначити параметри перетворювача з достатньою точністю. В той же час проблема визначення параметрів реверсивного перетворювача DC-DC досі повністю не вирішена навіть для етапу самоналаштування

Сучасні онлайн-методи дають можливість переналаштовувати параметри регуляторів у режимі реального часу, використовуючи

ідентифікацію параметрів системи [25]–[26]. Один з таких алгоритмів, заснований на другому методі Ляпунова [25], оцінює ключові параметри реверсивного DC-DC перетворювача: індуктивність, вхідну напругу, вихідну ємність і струм навантаження. Однак, не для всіх режимів роботи перетворювача вдалося довести збіжність оцінених параметрів, що обмежує його застосування в умовах, що змінюються динамічно.

Інший підхід - офлайн-метод [16], який враховує паразитні параметри транзисторів і використовує алгоритм найменших квадратів. Цей метод ефективний, але потребує точного знання меж невизначеності параметрів, що не завжди можливо у реальних умовах експлуатації. Крім того, він не враховує вплив динамічних факторів, таких як зміна температури або старіння компонентів, що з часом може погіршити точність ідентифікації.

Метод, що використовує розімкнутий спостерігач простору стану [27], дозволяє проводити ідентифікацію двох вхідних індуктивностей та вихідної ємності. Однак, цей підхід потребує стабільних умов роботи і надійної інформації про початковий стан перетворювача. Недоліком є його обмеженість у випадках, коли параметри перетворювача змінюються швидко або під впливом зовнішніх збурень, таких як електромагнітні завади або швидке змінення навантаження.

Крім зазначених підходів, ведуться активні дослідження у напрямку створення адаптивних методів, які могли б поєднувати онлайн та офлайн алгоритми. Наприклад, гібридні системи, що комбінують спостерігачі з алгоритмами машинного навчання, здатні враховувати широкий спектр впливових факторів та змінювати налаштування перетворювача в реальному часі з урахуванням поточних умов експлуатації. Це дозволило б не тільки підвищити точність регулювання напруги, але й забезпечити адаптацію системи до змін зовнішніх умов і старіння компонентів, що є критично важливим для сучасних енергетичних систем.

1.4.Огляд конфігурацій DC-DC перетворювачів

Для ефективної реалізації властивостей ГДЖ, АКБ, СК необхідно використовувати DC-DC перетворювачі, які забезпечують управління потоками енергії.

1.4.1 Схемотехніка DC-DC перетворювачів

Сучасні DC-DC перетворювачі стрімко вдосконалюються завдяки розробці силових ключів, здатних працювати на частотах понад 10 кГц. На сьогодні відомо понад 500 топологій таких пристроїв, які знаходять широке застосування в промисловості, зокрема в електроприводах постійного струму, зв'язковому обладнанні, мобільних телефонах, комп'ютерній техніці та відновлювальних джерелах енергії [70] – [73].

DC-DC перетворювачі класифікують за різними ознаками [74].

Залежно від типу вхідного сигналу вони можуть бути перетворювачами струму або напруги. У перших вхідний струм залишається неперервним, тоді як вихідний сигнал є імпульсним. У других, навпаки, неперервною є вхідна напруга, а вихідна стає імпульсною. На рис. 1.1 наведені типові схеми таких перетворювачів, що ілюструють їхні конструктивні особливості.

Іншою важливою класифікаційною ознакою є спосіб обробки потужності. У перетворювачах повної потужності вся вхідна енергія проходить через пристрій, забезпечуючи максимальну гнучкість у формуванні вихідного сигналу. Водночас у перетворювачах часткової потужності обробляється лише частина енергії, що дозволяє зменшити втрати і підвищити ефективність. Рис. 1.2 демонструє обидва підходи до обробки енергії.

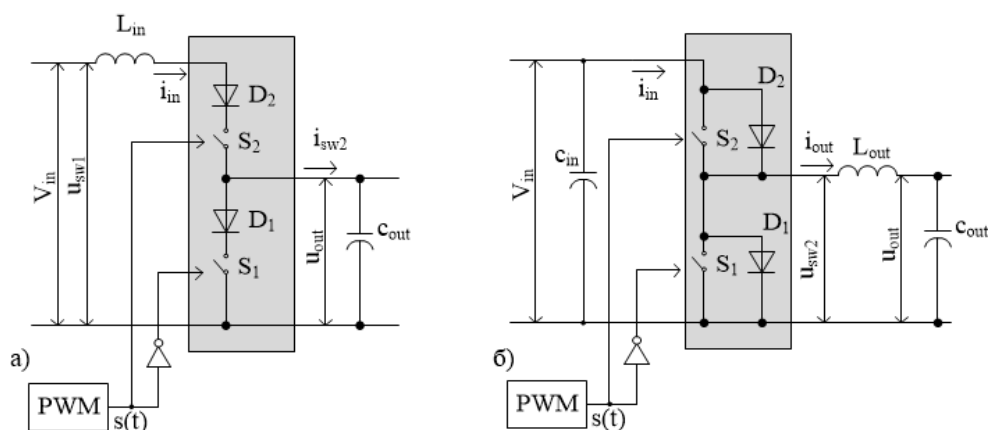


Рисунок 1.1 – Типовий вигляд перетворювача струму (а) та напруги (б)



Рисунок 1.2 – Перетворювачі повної потужності (а) та часткової потужності (б)

Ще однією ключовою характеристикою DC-DC перетворювачів є наявність або відсутність гальванічної ізоляції між вхідним і вихідним сигналами. Ізольовані перетворювачі забезпечують розв'язку між сторонами кола і застосовуються там, де потрібна підвищена безпека або значна різниця між рівнями вхідної та вихідної напруги. Неізольовані пристрої зазвичай мають менші втрати, компактніші розміри і нижчу вартість, що робить їх популярними у багатьох промислових додатках. Різницю між цими типами проілюстровано на рисунку 1.3а та 1.3б.

Кількість перемикаючих елементів у DC-DC перетворювачах також є важливою класифікаційною ознакою. Як показано на рис. 1.4, одноелементні перетворювачі мають лише один набір перемикаючих

елементів і вимагають менших витрат на побудову. Водночас багатoeлементні перетворювачі містять кілька наборів, що дозволяє знижувати пікові коливання напруги і струму. Керуючі сигнали у таких схемах подаються із затримкою між елементами.

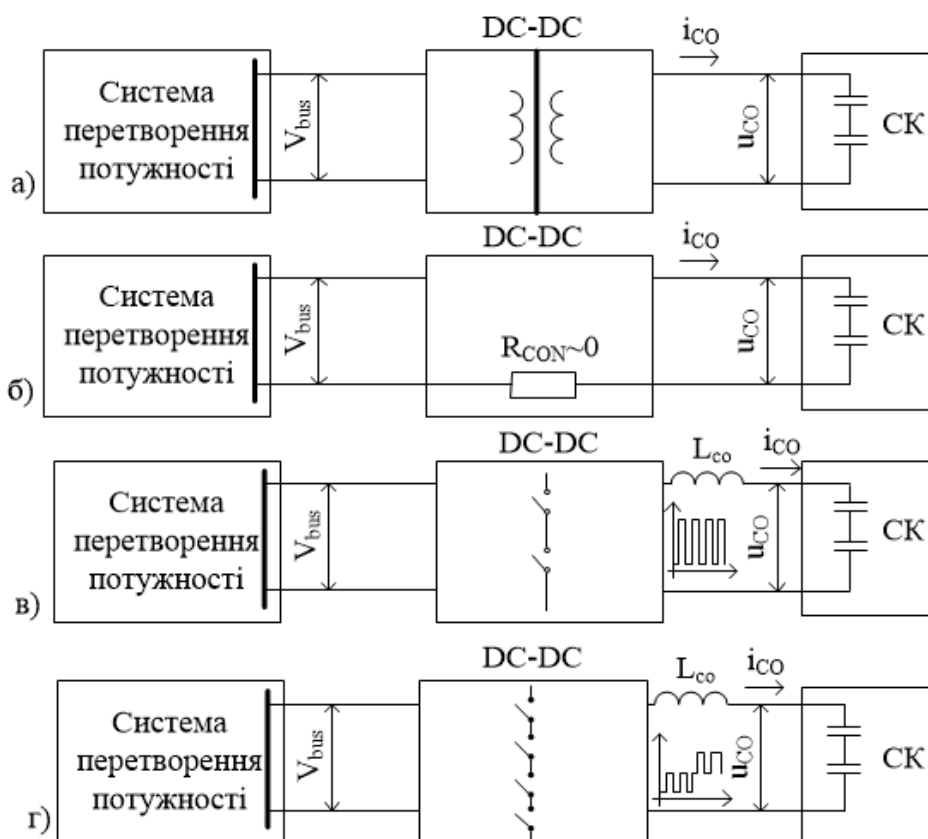


Рисунок 1.3 – Ізольована (а) та неізольована (б) схеми DC-DC перетворювачів, з двохрівневним (в) та багаторівневим (г) підключенням

Завдяки цьому багатoeлементні схеми переважно використовуються у високопотужних системах, де важливо розподілити струм між кількома перетворювачами для зменшення навантаження на кожен із них.

Більшість сучасних DC-DC перетворювачів побудована за одинарною дворівневою одноелементною схемою, як показано на рис. 1.5. Основним її недоліком є необхідність вибору силових ключів із запасом напруги, що створює труднощі при роботі на високих частотах.

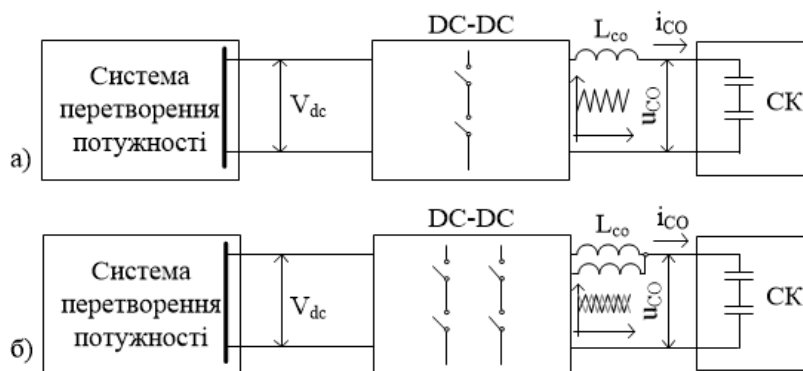


Рисунок 1.4 – Одноелементний (а) та багатоелементний (б) перетворювачі

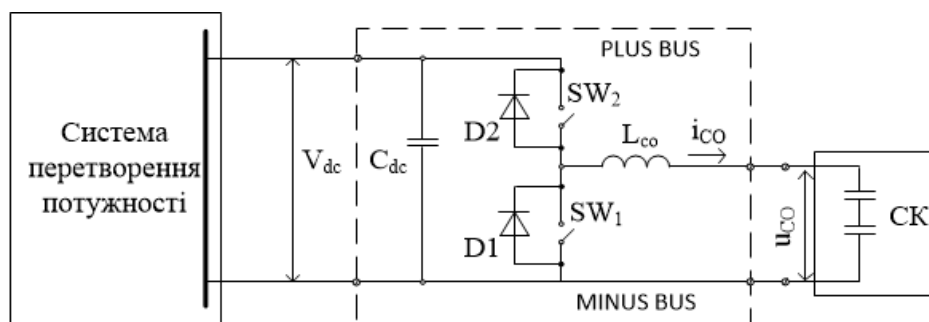


Рисунок 1.5 – Одинарна дворівнева одноелементна схема перетворювача

Основний недолік такого з'єднання полягає в тому, що вибір ключів здійснюється при повній напрузі ланки постійного струму, яка зазвичай коливається в межах 800-1400 В. Через це ключі вибираються з запасом на 1200 В або 1700 В. Це стає проблемою при підвищенні частоти перемикання вище 10-15 кГц. Як альтернативу можна використати DC-DC перетворювач з м'яким перемиканням, який забезпечує менші втрати при перемиканні. Однак цей перетворювач працює в режимі переривчатих струмів, що призводить до значного збільшення максимального струму та амплітуди коливань струму порівняно з безперервним режимом. Це, в свою чергу, викликає підвищення втрат на перетворення в осерді дроселя та потребує застосування спеціального фільтра для згладжування струмових коливань. Паралельне з'єднання силових перетворювачів використовується для роботи на великій потужності, що дозволяє розподілити струм навантаження між кількома перетворювачами. Розглянемо роботу однонаправленого підвищувального DC-DC

перетворювача як основного керуючого елемента в гнучкому дизельному генераторі.

1.4.2 Опис роботи підвищувального DC-DC перетворювача

Моделювання роботи DC-DC перетворювачів має тривалу історію, починаючи з 1940-х років. Типовий підвищувальний перетворювач, схема якого показана на рисунку 1.6а, працює за принципом накопичення енергії в індуктивності, яка віддає її до конденсатора під час розмикання ключа. Еквівалентні схеми для роботи в замкненому і розімкненому станах наведено на рисунках 1.6б і 1.6в. [77]-[84].

Часові діаграми змінних системи представлено на рис.1.7.

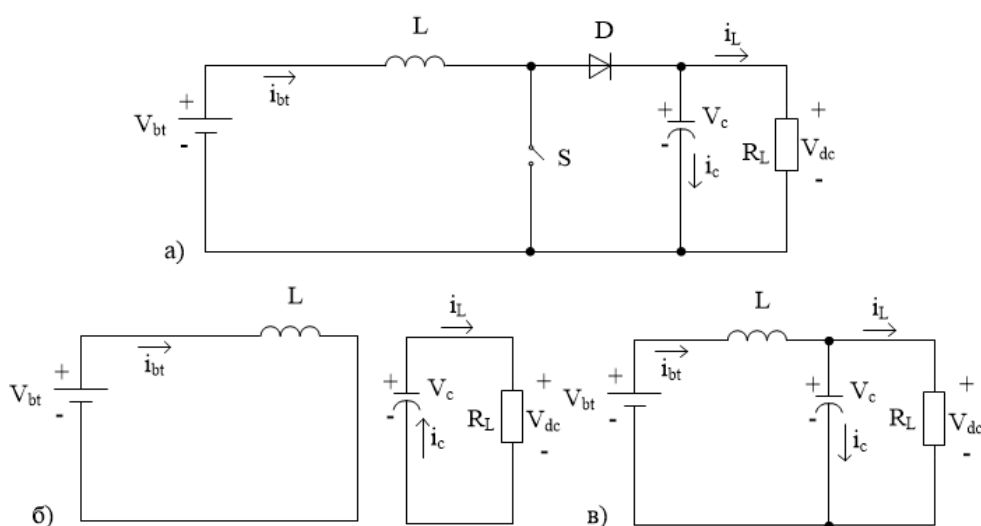


Рисунок 1.6 – Електрична принципова схема класичного підвищувального однонаправленого DC-DC перетворювача

Оскільки діод підключений у зворотній полярності, конденсатор постачає струм до навантаження, і струм через конденсатор є від'ємним. Під час відкриття ключа струм в індуктивності повинен зменшитися, щоб на кінець циклу значення струму відповідало початковому значенню в стійкому стані. Для цього напруга на конденсаторі, тобто вихідна напруга, повинна бути більшою за вхідну. Керуючий алгоритм, який зображено на рис. 1.8, ґрунтується на регуляторі напруги, який є основним елементом

управління перетворювачем. Регулятор взаємодіє з сигналом несучої частоти ШІМ і подає команду на вмикання ключів з відповідною шириною періоду kT .

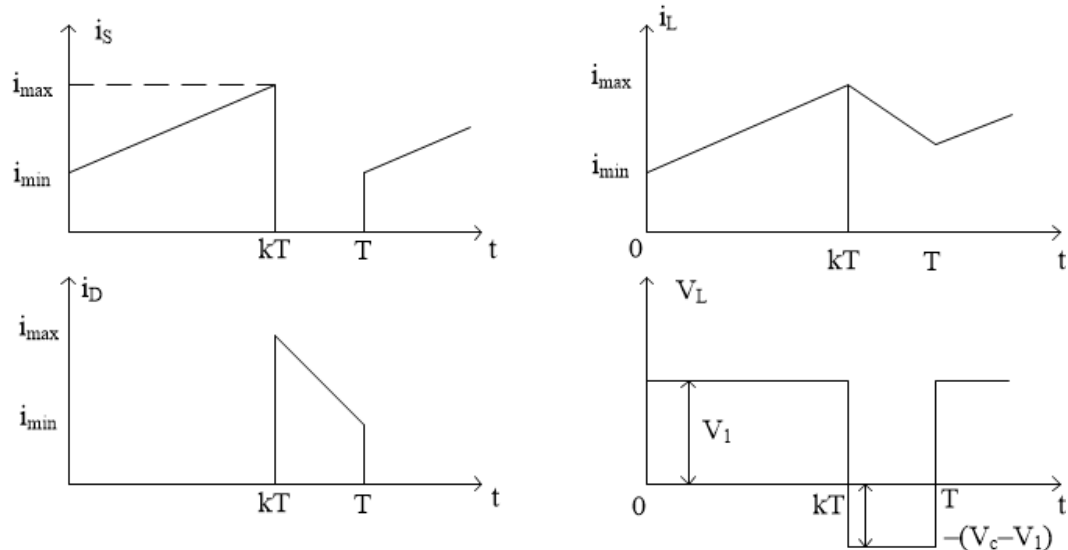


Рисунок 1.7 – Часові діаграми струмів і напруг в DC-DC перетворювачі

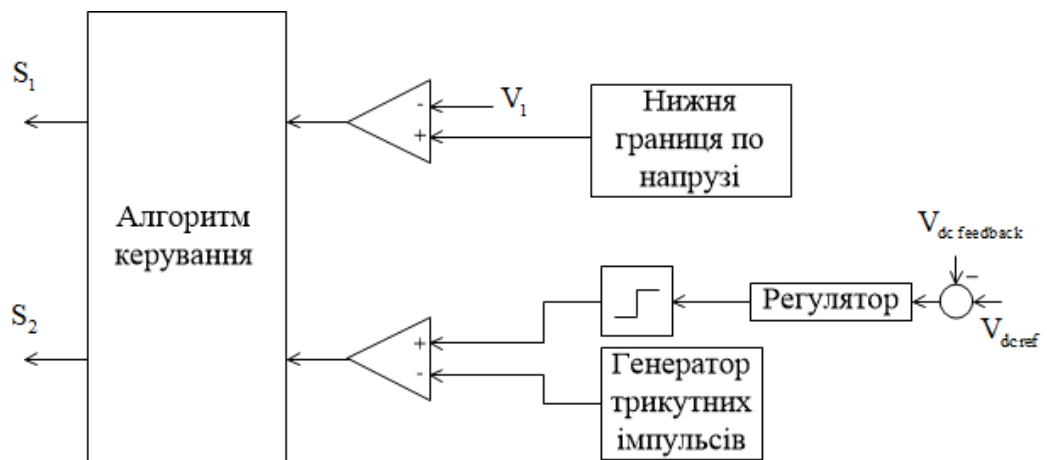


Рисунок 1.8 – Алгоритм керування DC-DC перетворювача

Коли ключ замкнено, струм в індуктивності зростає за формулою:

$$\frac{di_{bt}}{dt} = \frac{V_{bt}}{L}. \quad (1.1)$$

При відкритому ключі похідна струму дорівнює

$$\frac{di_{bt}}{dt} = \frac{V_{bt} - V_c}{L} = \frac{V_{bt} - V_{dc}}{L}. \quad (1.2)$$

1.5. Проблеми при самоналаштуванні

В процесі самоналаштування підвищувального DC-DC перетворювача можуть виникати різні проблеми, пов'язані з неправильним вибором компонентів, недоліками у схемотехніці або помилками у налаштуванні. Найбільш поширені помилки включають:

- Типові помилки на етапі вибору параметрів. Неправильний вибір робочих параметрів може призвести до значних проблем у роботі перетворювача. Наприклад, занадто низька частота перемикання може збільшити розміри індуктивних компонентів і втрати в конденсаторах. У той же час занадто висока частота призведе до збільшення теплових втрат через транзистори [28]. Також важливо обирати компоненти, які здатні витримувати пікові струми і напруги, що виникають під час перемикання.

- Статична нестабільність вихідної напруги: причини та рішення. Нестабільність вихідної напруги часто виникає через недостатню ємність конденсаторів або через коливання вхідної напруги. У таких випадках варто розглянути можливість використання більшої ємності або додавання стабілізуючих елементів у схему, таких як фільтри чи регулятори напруги [29]. Ще однією причиною нестабільності може бути неправильна робота контролера перетворювача, який не забезпечує належне регулювання вихідної напруги.

- Проблеми з ефективністю і втратами енергії. Низька ефективність перетворювача може бути викликана надмірними втратами на перемикання, високим еквівалентним серійним опором конденсаторів або неправильним вибором індуктивності. Для підвищення ефективності необхідно мінімізувати втрати на компонентах шляхом використання діодів з низькими втратами, транзисторів з низьким опором відкритого каналу, а також конденсаторів із низьким ESR [30].

1.6. Приклади використання підвищувальних DC-DC перетворювачів

Підвищувальні DC-DC перетворювачі знайшли широке застосування в різних галузях сучасної техніки. Їх можна зустріти як у мобільних пристроях, так і в великих промислових і енергетичних системах.

В електромобілях підвищувальні перетворювачі використовуються для живлення високовольтних систем, таких як двигуни і системи рециркуляції енергії. Вони допомагають збільшити напругу, що генерується акумуляторними батареями, до рівня, необхідного для ефективного функціонування електромотора [31]. Наприклад, батарея може забезпечувати 300-400 В, але для живлення двигуна потрібна напруга 600-800 В.

Підвищувальні DC-DC перетворювачі є невід'ємною частиною сонячних енергетичних систем, оскільки вони забезпечують підвищення напруги від сонячних панелей до рівня, необхідного для зарядки акумуляторів або подачі енергії в мережу [32]. Залежно від умов освітлення, напруга, що генерується сонячними панелями, може змінюватися, і підвищувальні перетворювачі дозволяють стабілізувати і підвищувати цю напругу для більш ефективного використання енергії.

Підвищувальні DC-DC перетворювачі також використовуються в автономних системах живлення, які базуються на відновлювальних джерелах енергії, таких як вітрові турбіни або гібридні енергетичні системи [22]. Вони дозволяють інтегрувати різні джерела живлення з різними рівнями напруги в єдину систему, що працює з високою ефективністю.

1.7. Використання реверсивних DC-DC перетворювачів для живлення електродвигунів

Реверсивні DC-DC перетворювачі є ключовими компонентами в сучасних електроприводах, забезпечуючи як передачу енергії від джерела живлення до двигуна, так і її рекуперацію назад до джерела. Ці перетворювачі активно застосовуються у електромобілі, гібридні транспортні засоби, а також промислові системи управління двигунами.

Реверсивні DC-DC перетворювачі в електромобілях Tesla реалізовані з високою ефективністю для підтримки швидкого перемикання між режимами живлення двигуна і рекуперації. Наприклад, під час прискорення перетворювач підвищує напругу батареї, забезпечуючи максимальну потужність для двигуна. Це забезпечує зниження енергоспоживання і збільшення запасу ходу автомобіля [49], [50].

У гібридних транспортних засобах, таких як Toyota Prius, реверсивні перетворювачі управляють потоком енергії між двигуном внутрішнього згоряння, електричним двигуном і акумуляторною батареєю. Перетворювач працює як інтерфейс між високовольтною батареєю і низьковольтною системою двигуна, дозволяючи двигуну функціонувати в оптимальному режимі під час прискорення, а також ефективно накопичувати енергію під час гальмування [51].

У промислових додатках, таких як підйомні крани чи інші механізми із циклічною зміною навантаження, реверсивні DC-DC перетворювачі забезпечують значне скорочення втрат енергії. Наприклад, під час спуску важкого вантажу енергія, яка зазвичай розсіюється як тепло, перенаправляється через перетворювач для живлення інших частин системи або зберігається в акумуляторі [52].

Сучасні енергосистеми, такі як домашні системи зберігання енергії, також використовують реверсивні DC-DC перетворювачі. Наприклад,

батареїні системи Tesla Powerwall дозволяють накопичувати енергію від сонячних панелей вдень і повертати її до домашньої мережі ввечері. В такій системі реверсивний перетворювач оптимізує процес заряду та розряду, мінімізуючи втрати енергії [53].

Висока ефективність сучасних реверсивних DC-DC перетворювачів забезпечується використанням інноваційних топологій, таких як резонансні схеми або багаторівневі структури [54].

Електромеханічні системи (ЕМС) сучасних електричних транспортних засобів (ЕТЗ) та їх головні складові визначають динамічні і енергетичні характеристики транспортного засобу та складають більшу частину його ціни.

Типова тягова електромеханічна система електричних транспортних засобів, показана на рис. 1.9, включає: 1) джерело живлення; 2) тяговий електропривод (ЕП); 3) механічну частину ЕТЗ. Позначення на рис. 1.9: V_s, i_s – напруга і струм джерела живлення; V_{dc}, i_{dc} – напруга і струм ланки постійного струму; i_{s1}, i_{s2} , ω – фазні струми і швидкість ротора двигуна ДС, ДН – давачі струму і напруги.

Висновки до розділу 1

Необхідно відмітити, що ідентифікація параметрів моделей, необхідна в першу чергу на етапах розробки, експериментальних досліджень, в тому числі прототипного тестування, а також в процесі тестування промислових зразків.

Як впливає з огляду літератури, методи і алгоритми онлайн- та офлайн-ідентифікації параметрів DC-DC перетворювачів, які є теоретично обґрунтованими, мають високу швидкодію збіжності параметрів, в той же час є достатньо простими в практичній реалізації.

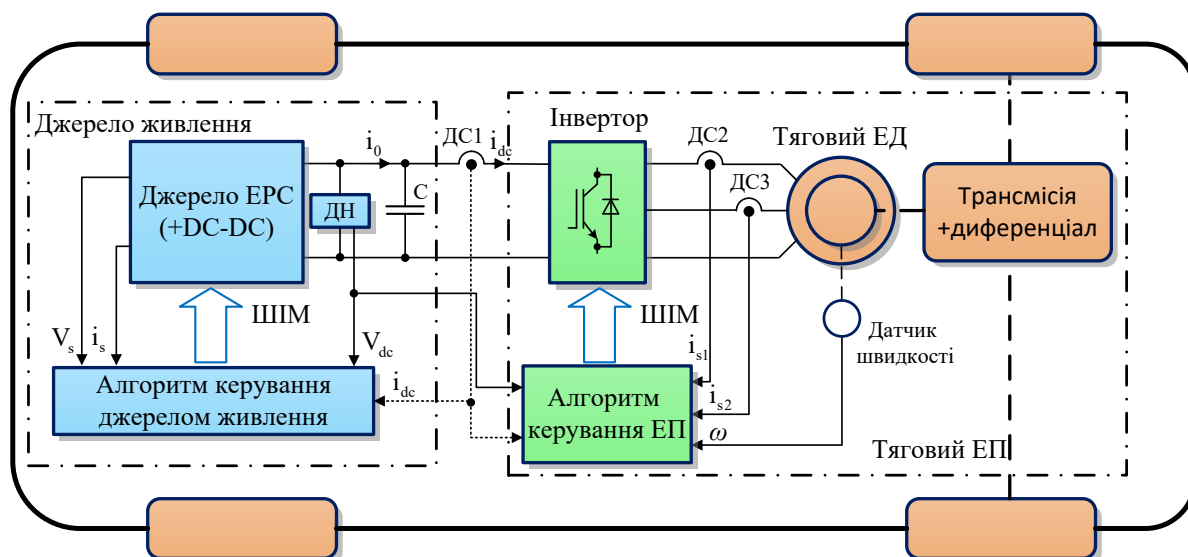


Рисунок 1.9 – Конфігурація типової тягової електромеханічної системи

З огляду, проблема визначення параметрів підвищуваних DC-DC перетворювачів повністю не вирішена з точки зору врахування динаміки системи повного порядку і достатньо простої фізично обґрунтованої структури, яка гарантує прості і прозорі умови персистентності збудження для достатньо швидкого оцінювання.

Для досягнення поставленої мети вирішувалися наступні основні задачі: аналіз існуючих методів з метою обґрунтування необхідності вирішення науково-прикладної задачі, яка розглядається в роботі. Розроблення алгоритмів ідентифікації всіх параметрів для процедури самоналаштування підвищувальних DC-DC перетворювачів, який базується на нелінійній моделі повного порядку, не потребує попередньої інформації про оцінювані параметри, не потребує спеціального навантажувального обладнання, є глобально стійким для фізично обґрунтованих умов роботи, має простішу структуру за використані в літературі; е) може використовуватися у складі адаптивного алгоритму регулювання вихідної напруги з додаванням оцінювання струму навантаження.

РОЗДІЛ 2 МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ТА ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ СИНХРОННИХ ДВИГУНІВ З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ

Метою розділу є розробка методу конструювання і аналізу систем керування синхронних двигунів з постійними магнітами з ослабленням поля.

2.1. Постановка задачі векторного керування моментом

Для стандартної моделі двигуна припустимо, що:

А.1. Струми статора, кутова швидкість ротора ω та кутове положення ротора θ , необхідне для перетворення Парка-Горева, вимірюються.

А.2. Всі параметри двигуна відомі та постійні, Момент навантаження M_c невідомий, постійний або змінюється повільно та обмежений.

А.3. Задана траєкторія зміни моменту є обмеженою функцією часу; i_d^* – задана обмежена траєкторія зміни струму i_d з обмеженою похідною $\dot{i}_d^*$.

За умов цих припущень необхідно синтезувати алгоритм керування, який має забезпечити наступні цілі керування:

СО.1. Глобальне асимптотичне відпрацювання керованих змінних – моменту та прямої компоненти струму статора з обмеженням всіх внутрішніх сигналів:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M}(t) = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i}_d(t) = 0, \quad (2.1)$$

де $\tilde{M} = M - M^*$ – похибка відпрацювання моменту, $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$ – похибка відпрацювання прямої компоненти струму статора. M^* – задана траєкторія моменту.

СО.2. Асимптотичну розв'язку процесів регулювання моменту та прямої компоненти струму статора.

СО.3. Незалежно кероване значення ослаблення поля.

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

Якщо всі вимоги виконуються у кожний момент часу, то момент буде миттєво реагувати на зміни струму, забезпечуючи швидке і точне керування моментом. Однак, у деяких системах ці вимоги можуть бути задоволені лише у стабільному стані, що призводить до статичного керування моментом. Під час перехідного періоду можуть виникати недоліки, коли момент не точно відповідає струму. Це може бути неприйнятним для певних застосувань.

2.2. Математична модель явнополюсних двигунів

Модифіковане перетворення координат визначають рівняннями:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{dq} &= e^{-\mathbf{J}\theta} \mathbf{x}_{ab}, \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \end{pmatrix} = e^{\mathbf{J}\theta} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix}, e^{-\mathbf{J}\theta} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}, e^{\mathbf{J}\theta} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (2.2)$$

де $\mathbf{x}$ – будь-який двомірний вектор електричної машини; u_a , u_b , u_d , u_q – напруга в системі координат (a-b) та (d-q) відповідно; $\mathbf{J}$ – косиметрична матриця; θ – кутове положення ротора.

Модель явнополюсних СДПМ в системі координат (d-q) визначається як [54]

$$\begin{aligned}
\dot{\theta} &= \omega, \\
\dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c), \quad M = \frac{3}{2}p_n \left[\psi_m + (L_{ld} - L_{lq})i_{ld} \right] i_{lq}, \\
\dot{i}_{lq} &= \frac{1}{L_{lq}} \left(-R_l i_{lq} - p_n \omega L_{ld} i_{ld} - p_n \psi_m \omega + u_{lq} \right), \\
\dot{i}_{ld} &= \frac{1}{L_{ld}} \left(-R_l i_{ld} + p_n \omega L_{lq} i_{lq} + u_{ld} \right),
\end{aligned} \tag{2.3}$$

де ω – кутова швидкість ротора, $\omega = d\theta/dt$; i_{lq} , i_{ld} – компоненти вектора струму статора; $\psi_m = L_m i_f$ – потік постійних магнітів; R_l – активний опір статора; L_{lq} , L_{ld} – індуктивності статора за відповідними вісями; p_n – число пар полюсів; M – електромагнітний момент.

Динамічна модель неявнополюсного синхронного двигуна зі збудженням від постійних магнітів (2.9) за умови живлення від джерела струму набуває спрощеного вигляду

$$\begin{aligned}
\dot{\theta} &= \omega \\
\dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - v\omega - M_c), \quad M = \frac{3}{2}p_n \left[\psi_m + (L_{ld} - L_{lq})i_{ld} \right] i_{lq},
\end{aligned} \tag{2.4}$$

де p_n – число пар полюсів.

Для моделі СД (2.12) необхідно синтезувати алгоритм векторного керування моментом, який забезпечує досягнення цілей керування моментом (2.10).

Спрощена динамічна модель СД (2.12) являє собою об'єкт другого порядку, що має керуватися двовимірним вектором струмів статора $\mathbf{i}_l = (i_{la}, i_{lb})^T$. Залежність рівнянь динаміки СД (2.12) від кутового положення може бути виключена, якщо оперувати з абстрактними змінними, які визначено в системі координат ротора (d–q) згідно перетворення

$$\begin{pmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{pmatrix} = e^{-j p_n \theta} \begin{pmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \end{pmatrix}, \quad (2.5)$$

$$\text{де } e^{-j p_n \theta} = \begin{bmatrix} \cos p_n \theta & \sin p_n \theta \\ -\sin p_n \theta & \cos p_n \theta \end{bmatrix}.$$

Визначивши змінні в системі координат ротора згідно перетворення Парка–Горєва (3.5), модель СД набуває вигляду

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} (M - M_c). \\ M &= k_M i_{lq}. \end{aligned} \quad (2.6)$$

де $k_M = 1.5 L_m i_f p_n$ – коефіцієнт моменту за умови $i_{ld} = 0$.

Для подальшого розгляду визначимо також вектор потокозчеплення, що має регулюватися згідно цілей керування моментом та потокозчепленням (2.10). Вектор потокозчеплення статора визначається рівнянням

$$\Psi_1 = \begin{pmatrix} \psi_{1a} \\ \psi_{1b} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \end{pmatrix} + L_m i_f \begin{pmatrix} \cos p_n \theta \\ \sin p_n \theta \end{pmatrix}. \quad (2.7)$$

З рівнянь потокозчеплень (2.14), після перетворення в систему координат ротора, отримаємо

$$\psi_{ld} = L_1 (i_{la} \cos(p_n \theta) + i_{lb} \sin(p_n \theta)) + L_m i_f, \quad (2.8)$$

або

$$\psi_{ld} = L_1 i_{ld} + L_m i_f.$$

За умови

$$i_{ld} = 0 \quad (2.9)$$

потік статора ψ_{ld} буде визначатися тільки струмом фіктивного джерела струму $i_f = \text{const}$, який схематизує дію постійних магнітів. За цієї умови вектори i_l та i_f ортогональні.

Оскільки для неявнополюсного СД вираз для моменту не залежить від прямої компоненти вектора струму статора i_{ld} , то регулювання струму здійснюється на основі розгляду в якості вихідної координати потокозчеплення статора по осі (d) (2.15), тобто гарантується виконання умови (2.11) з його заданим значенням

$$\psi_1^* = L_l i_{ld}^* + L_m i_f, \quad (2.10)$$

де i_{ld}^* – задане значення струму i_{ld} .

З рівнянь (2.15) та (2.17) похибка відпрацювання потокозчеплення статора по осі (d) буде

$$\tilde{\psi}_1 = \psi_{ld} - \psi_1^* = L_l \tilde{i}_{ld}, \quad (2.11)$$

де $\tilde{i}_{ld} = i_{ld} - i_{ld}^*$, $i_{ld}^* = 0$.

Виходячи з рівняння для моменту в (2.14) визначимо керуючу дію по осі (q) за умови $i_{ld} = 0$ у вигляді

$$i_{lq}^* = \frac{M^*}{k_M}, \quad (2.12)$$

що слідує з розгляду рівняння $M = M^* + \tilde{M} = k_M (i_{lq}^* + \tilde{i}_{lq})$, де $\tilde{i}_{lq} = i_{lq} - i_{lq}^*$ – похибка відпрацювання моментної компоненти вектора струму.

З (2.17) – (2.19) похибки відпрацювання (3.3) запишуться у вигляді

$$\tilde{\mathbf{y}}_1 = \begin{pmatrix} \tilde{\Psi}_1 \\ \tilde{\mathbf{M}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_1 \tilde{\mathbf{i}}_{1d} \\ k_M \tilde{\mathbf{i}}_{1q} \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

Оскільки при струмовому керуванні $\tilde{\mathbf{i}}_{1d} = \tilde{\mathbf{i}}_{1q} = 0$, то з (2.20) встановлюємо асимптотичність відпрацювання моменту та потокозчеплення.

2.3. Алгоритм векторного керування моментом явнополюсного двигуна

Алгоритм векторного керування моментом СДПМ включає [15]:

– регулятор моменту

$$\mathbf{i}_{1q}^* = \frac{2}{3} \frac{M^*}{p_n [\psi_m + (L_{1d} - L_{1q}) \mathbf{i}_{1d}^*]} \quad (2.14)$$

де $\mathbf{i}_{1d}^*$, $\mathbf{i}_{1q}^*$ – задані компоненти вектора струму статора; M^* – заданий електромагнітний момент.

– регулятор струму за віссю q

$$\begin{aligned} u_{1q} &= L_{1d} p_n \omega \mathbf{i}_{1d} + R_1 \mathbf{i}_{1q}^* + p_n \psi_m \omega + L_{1q} (\mathbf{i}_{1q}^* - k_{iq} \tilde{\mathbf{i}}_{1q} - x_q), \\ \dot{x}_q &= k_{iiq} \tilde{\mathbf{i}}_{1q}, \end{aligned} \quad (2.15)$$

де

$\mathbf{i}_{1q}^* = \frac{2}{3} \frac{1}{p_n} \left[\left(\psi_m + (L_{1d} - L_{1q}) \mathbf{i}_{1d}^* \right)^{-1} \dot{M}^* - \left(\psi_m + (L_{1d} - L_{1q}) \mathbf{i}_{1d}^* \right)^{-2} (L_{1d} - L_{1q}) M^* \mathbf{i}_{1d}^* \right]$
; k_{iq} , k_{iiq} – пропорційний і інтегральний коефіцієнти регуляторів по осі q;
 $\tilde{\mathbf{i}}_{1q}$ – похибка регулювання струму по осі q; x_q – інтегральна складова регулятора по осі q.

– регулятор струму за віссю d

$$\begin{aligned} u_{ld} &= -L_{lq} p_n \omega i_{lq} + R_l i_{ld}^* + L_{ld} (i_{ld}^* - k_{id} \tilde{i}_{ld} - x_d), \\ \dot{x}_d &= k_{iid} \tilde{i}_{ld}. \end{aligned} \quad (2.16)$$

де k_{id} і k_{iid} – пропорційний і інтегральний коефіцієнти регуляторів по осі d ; $\tilde{i}_{ld}$ – похибка регулювання струму по осі d ; x_d – інтегральна складова регулятора по осі d .

Модель двигуна (2.10) і алгоритм керування (2.21) – (2.23) можуть бути легко зведеними до випадку відсутності насичення, тобто приймається $L_d = L_{dd}(i_d) = L_d(i_d)$, $L_q = L_{qq}(i_q) = L_q(i_q)$.

Результуючі рівняння динаміки мають вигляд

$$\begin{aligned} \tilde{M} &= \frac{3}{2} p_n \left[\psi_m + (L_{ld} - L_{lq}) i_{ld}^* \right] \tilde{i}_{lq} + \frac{3}{2} p_n (L_{ld} - L_{lq}) i_{lq}^* \tilde{i}_{ld} + \\ &+ \frac{3}{2} p_n (L_{ld} - L_{lq}) \tilde{i}_{lq} \tilde{i}_{ld}, \\ \tilde{i}_{lq} &= -k_{iq} \tilde{i}_{lq} - x_q, \\ \tilde{i}_{ld} &= -k_{id} \tilde{i}_{ld} - x_d, \\ \dot{x}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_{lq}, \\ \dot{x}_d &= k_{iid} \tilde{i}_{ld}. \end{aligned} \quad (2.17)$$

2.4. Робота в режимі ослаблення поля

Ослаблення поля синхронного двигуна з постійними магнітами є важливим методом регулювання його кутової швидкості та обертового моменту. Для цього змінюється магнітне поле в роторі за допомогою коригування режимів живлення або впровадження додаткових контролюючих пристроїв. Досягнути ослаблення поля можна різними способами. Наприклад, зміна напруги живлення: зниження напруги призводить до ослаблення магнітного поля, що зменшує момент, але може негативно впливати на запуск і прискорення двигуна. Інший спосіб – зміна

струму живлення: регулюючи амплітуду струму, який подається на статор, можна змінювати магнітне поле в роторі. Зменшення струму знижує момент і швидкість обертання. Також можна використовувати магнітні опори: додавання змінних опорів або демпферів до ротора дозволяє регулювати магнітне поле і знижувати його інтенсивність [64].

Використання регуляторів швидкості або векторного керування дає можливість керувати струмом і фазовим кутом подачі живлення в статорі, що дозволяє впливати на магнітне поле ротора. Векторне керування забезпечує незалежний контроль струму і його фази, дозволяючи точно регулювати магнітне поле і досягати ослаблення. Ця технологія, яка базується на математичних алгоритмах, підтримує оптимальні робочі характеристики двигуна навіть за умов змінного навантаження.

У деяких дослідженнях запропоновано ефективні стратегії керування. Наприклад, у [56] розроблено підхід, що забезпечує оптимальне керування моментом двигуна як на низьких швидкостях, так і за відсутності прямої компоненти струму статора. Однак така стратегія може викликати навантаження на магніти двигуна, що створює ризик постійного розмагнічування. Інша схема керування, представлена у [57], дозволяє досягти ефективної роботи внутрішніх приводів синхронних двигунів у широкому діапазоні швидкостей. Вона надає можливість прямо регулювати момент і пряму компоненту струму статора, уникаючи затримок, характерних для систем з широтно-імпульсною модуляцією чи перетворенням координат. Окрім цього, система може працювати без датчика положення ротора за умови відомого приблизного початкового положення.

Ослаблення магнітного поля широко застосовується для регулювання швидкості та моменту двигуна з метою підвищення енергоефективності, зменшення вібрацій і шуму. Ця методика знаходить

застосування в електромобілях, промисловому обладнанні, вітрогенераторах та інших системах.

Обмеження за струмом і напругою. Швидкісні режими роботи СДПМ мають три регіони: постійного моменту ($\omega_0 < \omega_{0b}$), постійної напруги ($\omega_{0b} \leq \omega_0 < \omega_{0c}$) і постійна потужність*швидкість ($\omega_0 \geq \omega_{0c}$) [57], де ω_{0b} і ω_{0c} визначають як базову і критичну частоти струму статора, як це показано на рис. 2.1.

Режим ослаблення поля починається з частоти ω_{0b} і закінчується в точці критичної частоти ω_{0c} , після якої відсутні точки перетину еліпса і кривої постійного моменту.

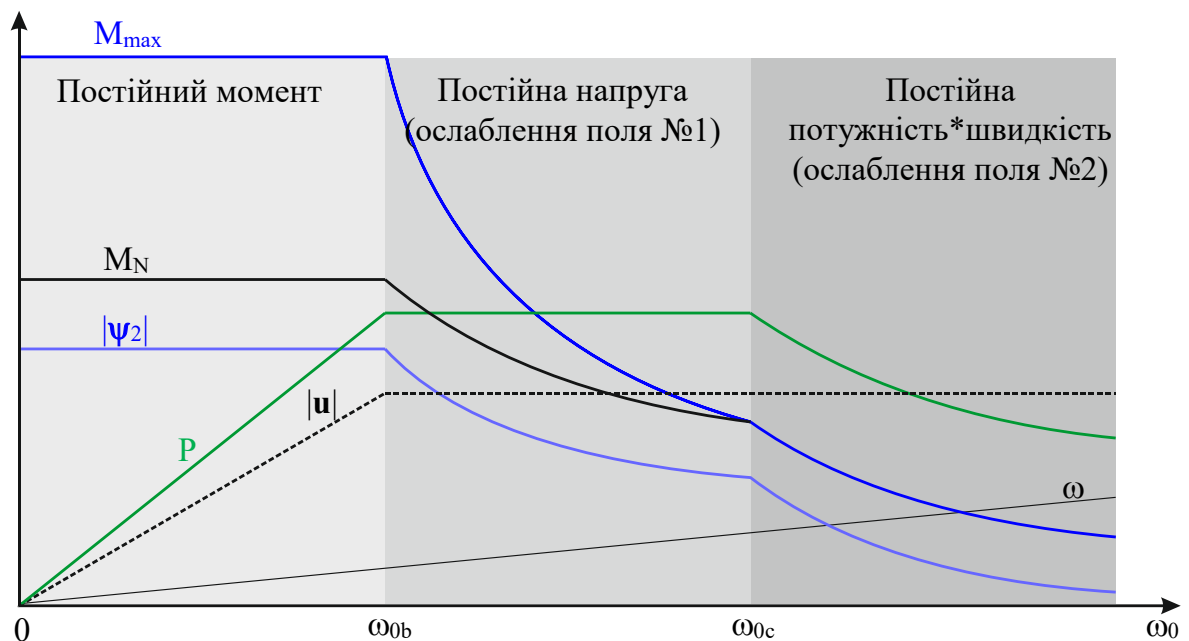


Рисунок 2.1 – Характеристики СДПМ в режимі постійного і ослабленого поля

СДПМ, який працює в усталених умовах, має залишатися в межах, що відповідають конструкції машини. Оскільки момент теоретично може бути зроблений будь-якою величиною шляхом збільшення рівнів напруги та струму, які визначають інші робочі обмеження, оптимальна робота при

обмеженнях завжди досягається шляхом врахування обмежень струму або напруги. Також можливо, що обидві межі будуть досягнуті одночасно [58].

Для забезпечення безпечної роботи машини необхідно обмежувати струм статора відповідно до обмежень, пов'язаних з його нагрівом. Діелектрик обмоток є найбільш уразливим компонентом машини до перевантаження струмом. У системі відліку (d-q), яка обертається з синхронною швидкістю, обмеження струму визначається за формулою:

$$i_d^2 + i_q^2 \leq I_{\max}^2, \quad (2.18)$$

де $I_{\max}$ – максимальний струм інвертора. Рівняння (2.14) має форму кола на площині струмів радіусом $I_{\max}$.

Межа струму, зазвичай, визначається ефектом розмагнічування матеріалу постійного магніту полюсів ротора, викликаного струмом осі d. Негативний струм осі d створює протилежний потік, що протистоїть магнітному потоку, оскільки вісь d знаходиться вздовж магнітної осі полюса. Якщо сила струму перевищує певне порогове значення, матеріал постійного магніту розмагнічується назавжди, що призводить до втрати роботи машини та зменшення моменту, виробленого магнітом. Порогове значення вважається обмеженням струму по осі d, i_{dL} , і використовується в обмежувачі струму по осі d. Коефіцієнт розмагнічування ξ визначається як відношення потоку по осі d до потоку постійних магнітів ψ_m як

$$\xi = -\frac{L_d i_d}{\psi_m}. \quad (2.19)$$

Якщо коефіцієнт розмагнічування великий, а матеріал магніту має недостатню коерцитивну силу, то магніт може розмагнічуватися. Струм осі d може зростати без ризику постійного розмагнічування, до тих пір, поки результативна щільність потоку на задньому фронті полюса магніту не

зникає. При цій робочій межі коефіцієнт розмагнічування досягає граничного значення ξ_L , яке виходить з точки зору параметрів машини. Тому безпечний робочий регіон визначається як [59]

$$\xi \leq \xi_L \quad (2.20)$$

Відповідно обмеження за напругою визначаються виразом

$$u_d^2 + u_q^2 \leq U_{\max}^2, \quad (2.21)$$

де $U_{\max} = \eta V_{dc} / \sqrt{3}$ – максимальне значення напруги інвертора; V_{dc} – напруга ланцюга постійного струму; $\eta=0.9-0.95$ – коефіцієнт безпеки.

Формалізація обмеження (2.28) встановлюється з розгляду усталених режимів електричної частини СДПМ [59]

$$U_{\max}^2 = (i_d R - \omega p_n L_q i_q)^2 + (i_q R + \omega p_n L_d i_d + \psi_m p_n \omega)^2, \quad (2.22)$$

що при $R=0$ дорівнює

$$U_{\max}^2 = (\omega p_n)^2 \left[(L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \psi_m)^2 \right], \quad (2.23)$$

Рівняння (2.30) визначає еліпс на площині струмів, який за умов збільшення кутової швидкості або зменшення напруги ланки постійного струму звужується відносно початку координат.

Виходячи з обмеження для номінального струму i_{ldN} , маємо обмеження для моментного струму

$$i_{q\max} \leq \sqrt{I_{\max}^2 - i_{dN}^2}. \quad (2.24)$$

Обмеження, зазначене у формулі (2.20) визначає, що для номінального i_{IdN} , що максимальний момент у зоні постійного моменту залишається незмінним за відсутності обмеження напруги.

Максимальне значення моменту синхронного двигуна з постійними магнітами визначається параметрами струму та напруги інвертора, а також граничним термальним струмом двигуна. На рисунку 2.2 зображено області обмеження струму і напруги, де двигун може функціонувати лише в зоні їхнього перетину. У цій зоні вектор струму статора залишається у межах допустимих значень. Щоб досягти максимального моменту в зоні ослабленого поля, двигун має працювати в умовах одночасного обмеження напруги та струму, що можна описати як зону їхнього перетину.

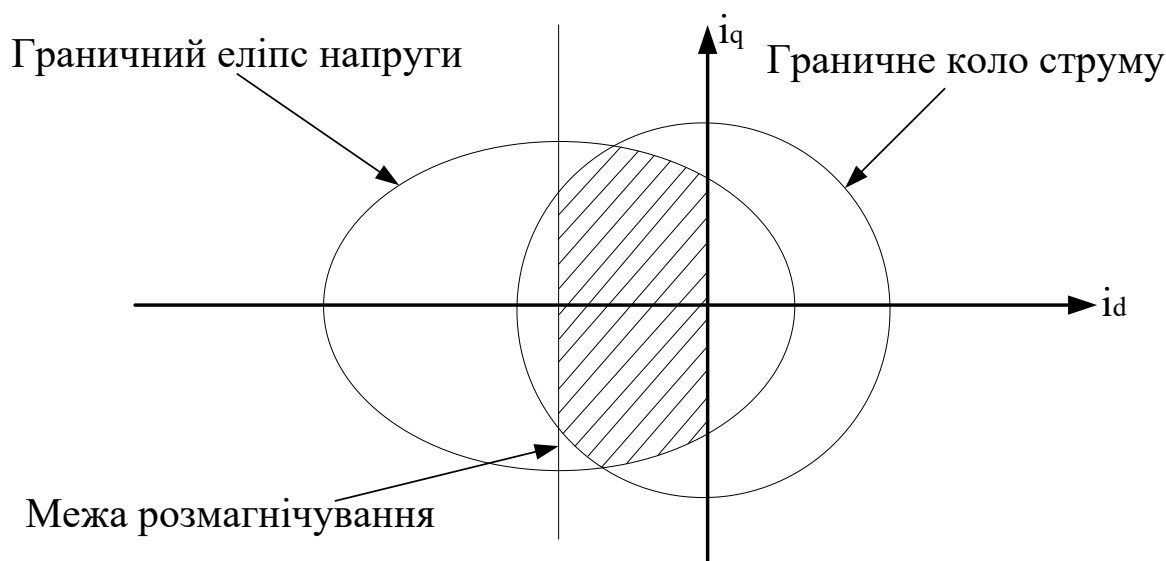


Рисунок 2.2 – Зона обмеження струму кола та обмеження напруги еліпса.

Для точного регулювання струму необхідно враховувати опір статора, щоб уникнути насичення регулятора [60]. Насичення призводить до втрати керованості регулятора, а момент початку насичення залежить від навантаження та характеристик машини. Тому точка початку ослаблення поля і рівень ослаблення мають бути адаптивними. Занадто пізнє ослаблення може спричинити небажане зниження моменту, а

передчасне ослаблення може негативно вплинути на здатність двигуна до прискорення. Таким чином, адаптація точки початку ослаблення поля відповідно до умов навантаження та характеристик машини є необхідною [61].

Вираз для базової частоти початку ослаблення поля:

$$\omega_b = \frac{U_{\max}}{\sqrt{(L_q i_q)^2 + (\psi_{pm} + L_d i_d)^2}}. \quad (2.25)$$

З виразу (2.32) слідує, що існують три способи збільшення швидкості:

- 1) Зміна амплітуди напруги статора від 0 до номінального значення (зона постійного моменту) дозволяє збільшувати швидкість.
- 2) Збільшення потокоутворюючої складової струму статора у від'ємному напрямку (псевдоослаблення поля постійних магнітів) сприяє збільшенню швидкості (зона постійної напруги).
- 3) Зменшення модуля моментоутворюючої складової струму статора (ослаблення поля статора) дозволяє збільшувати швидкість, при цьому зберігаючи постійну потужність і швидкість (зона постійної потужності*швидкості).

Зона постійного моменту ($\omega_0 < \omega_{ob}$). При використанні СДПМ d -складова струму не приймає участь у формуванні електромагнітного моменту, потоку постійних магнітів та псевдоослабленні магнітного поля з метою підвищення швидкості. Тому на вхід контуру струму в каналі d подають нульове завдання. Такий алгоритм керування називають стратегією керування за відсутності прямої компоненти струму статора. Така стратегія є широко розповсюджена, оскільки залежність між струмом i_q та електромагнітним моментом є лінійною, що спрощує керування. В той же час відмінний від нуля струм i_d збільшує магнітний потік у

повітряному проміжку, що дає змогу збільшити електромагнітний момент. Для СДПМ вона збігається зі стратегією МТРА. Для реалізації стратегії керування за відсутності прямої компоненти струму статора застосовується формула [62]

$$i_d = \frac{\Psi_m}{2(L_d - L_q)} - \sqrt{\frac{\Psi_m^2}{4(L_d - L_q)^2} + i_q^2}. \quad (2.26)$$

Зона постійної напруги ($\omega_{0b} \leq \omega_0 < \omega_{0c}$), *ослаблення поля № 1*. Після підстановки (2.23) набуває вигляду [63]:

$$i_{dFWC}(i_q, U_{\max}, \omega) = \frac{-\Psi_m + \sqrt{U_{\max}^2 / (\omega p_n)^2 - L_q^2 i_q^2}}{L_d} \quad (2.27)$$

Для регулювання швидкості двигуна у другій зоні рівняння для обмеження струму:

$$\begin{aligned} i_{dFWC}(I_{\max}, U_{\max}, \omega) = \\ = \frac{-\Psi_m L_q + \sqrt{\Psi_m^2 L_q^2 - (L_d^2 - L_q^2)(L_q^2 I_{\max}^2 + \Psi_m^2 - U_{\max}^2 / (\omega p_n)^2)}}{L_d^2 - L_q^2} \end{aligned} \quad (2.28)$$

*Зона постійної потужності*швидкості* ($\omega_0 \geq \omega_{0c}$), *ослаблення поля № 2*. Максимум електромагнітного моменту двигуна досягається при

$$i_{dMTV} = \frac{\Psi_{dMTV} - \Psi_m}{L_d} i_{qMTV} = \frac{\sqrt{(U_{\max} / \omega p_n)^2 - \Psi_{dMTV}^2}}{L_q} \quad (2.29)$$

$$\Psi_{dMTV} = \frac{-L_q \Psi_m + \sqrt{\Psi_m^2 L_q^2 + 8(L_d - L_q)^2 (U_{\max} / \omega p_n)^2}}{4(L_d - L_q)} \quad (2.30)$$

З цього слідує, що

$$i_{dMTPV}(i_q) = -\frac{\Psi_m}{2(L_d - L_q)} \cdot \left(2 - \frac{L_q}{L_d}\right) - \frac{L_q}{L_d} \sqrt{\frac{\Psi_m^2}{4(L_d - L_q)^2} + i_q^2} \quad (2.31)$$

Стратегія MTPV застосовується в третій зоні, коли резерви підвищення швидкості за рахунок ослаблення поля постійних магнітів вичерпані, і регулювання здійснюється за рахунок зменшення q-складової струму статора, внаслідок чого зменшується і амплітуда струму.

Висновки до розділу 2

У другому розділі розглянуто задачі векторного керування моментом синхронного двигуна з постійними магнітами (СДПМ), сформульовано припущення для стандартної моделі двигуна, на основі яких визначено цілі векторного керування.

Описано математичну модель явнополюсного СДПМ і алгоритм векторного керування моментом, а також розглянуто різні методи ослаблення магнітного поля. Наведено приклади, які демонструють, що ослаблення поля широко застосовується для керування швидкістю і моментом двигуна, підвищення енергоефективності, а також зменшення вібрацій і шуму, що виникають під час роботи. Проаналізовано обмеження струму, напруги та коефіцієнта намагнічування.

У ході дослідження встановлено, що струм статора необхідно обмежувати з урахуванням теплового режиму двигуна. Перевищення порогового значення струму може спричинити розмагнічування магніту, що знижує його момент і унеможливорює подальшу роботу машини. При високому коефіцієнті намагнічування та недостатній коерцитивній силі матеріалу магніту відбувається його розмагнічування. У той же час струм по осі d може збільшуватись без ризику постійного розмагнічування, поки результуюча щільність потоку на задній поверхні магнітного полюса не

зникає. Також представлено структурну схему системи векторного керування моментом в режимі ослаблення поля, виконано її аналіз та опис.

Розглянуто задачу синтезу та дослідження двоконтурних систем керування вихідною напругою реверсивних підвищувальних DC-DC перетворювачів. Модель таких перетворювачів є суттєво нелінійною і немінимально-фазовою, що не дає змоги за допомогою стандартних методів лінійної теорії керування досягти високих динамічних показників якості. Огляд моделі обґрунтував створення нового методу синтезу та аналізу систем керування DC-DC перетворювачами, який базується на частковій лінеаризації зворотним зв'язком і подальшому використанні лінійних ПІ-регуляторів напруги і струму, завдяки чому формується результуюча структура системи керування у вигляді послідовного з'єднання двох лінійних асимптотичних стійких підсистем у контурі нелінійного зворотного зв'язку з білінійними властивостями. Лінеаризована система в околі траєкторій руху, які відповідають рівнянню балансу потужностей, набуває форми, що дає можливість використовувати теорію каскадних систем з розділенням у часі процесів у контурах регулювання. Для результуючої лінеаризованої структури запропоновано використовувати налаштування регуляторів з оптимізацією за «симетричним» оптимумом, що забезпечує не тільки стійкість, але й формування показників якості процесів, використовуючи для цього доступні для інженерів з керування методи.

Огляд довів необхідність синтезувати алгоритм керування для ідентифікації параметрів DC-DC перетворювачів у режимі самоналаштування та синтезувати локально асимптотично стійкий адаптивний перетворювач напруги і струму, який забезпечить асимптотичне оцінювання параметрів.

РОЗДІЛ 3 СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ІДЕНТЕФІКАЦІЇ ПАРАМЕТРІВ DC-DC ПЕРЕТВОРЮВАЧА

Метою цього розділу є розробка алгоритму ідентифікації параметрів DC-DC перетворювача електричних транспортних засобів, який: а) ґрунтується на моделі повного порядку; б) не потребує попередньої інформації про параметри системи; в) не вимагає використання спеціального навантажувального обладнання; г) забезпечує локальну стійкість за фізично обґрунтованих умов експлуатації перетворювача.

3.1. Математична модель перетворювача, постановка задачі керування

Схема реверсивного DC-DC перетворювача напруги зображена на рис. 3.1. Припускається, що всі електричні компоненти є лінійними та мають постійні параметри в часі, а транзистори функціонують як ідеальні ключі, які перемикаються симетрично для підтримання напруги в ланці постійного струму на фіксованому рівні.

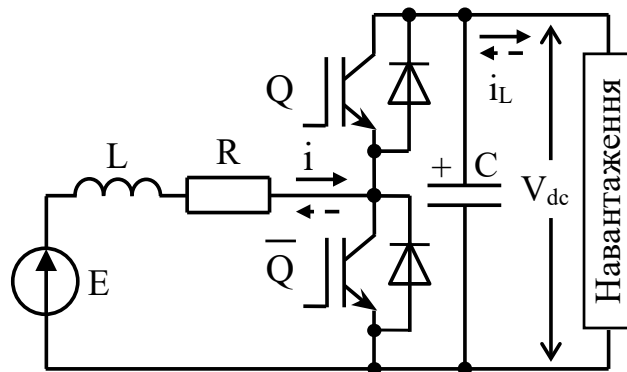


Рисунок 3.1. – Схема DC-DC підвищувального перетворювача

На рис. 3.1 позначено: V_{dc} , i – вихідна напруга та вхідний струм; L , R – індуктивність та внутрішній опір дроселя; E – ЕРС джерела живлення; C – вихідна ємність перетворювача; i_L – струм навантаження; Q , $\bar{Q}$ – сигнали керування напівпровідниковими ключами.

Математична модель DC-DC перетворювача має вигляд [33]

$$\begin{aligned}\dot{V}_{dc} &= \frac{1}{C} \left(\frac{1}{2} p_{sw} i - i_L \right), \\ \dot{i} &= \frac{1}{L} \left(-Ri + E - \frac{1}{2} p_{sw} V_{dc} \right).\end{aligned}\quad (3.1)$$

Функція перемикавання ключів визначається як

$$p_{sw} = \begin{cases} 2, & Q - \text{постійно замкнено, } \bar{Q} - \text{постійно розімкнено;} \\ 0, & \bar{Q} - \text{постійно замкнено, } Q - \text{постійно розімкнено;} \end{cases} \quad (3.2)$$

В моделі DC-DC перетворювача регульованою координатою є вихідна напруга V_{dc} , керуючою дією є функція перемикавання p_{sw} , струм i_L – збурення. Немінимально-фазові властивості викликані наявністю p_{sw} в обох рівняннях. Для синтезу алгоритму керування застосуємо нелінійне перетворення

$$u = \frac{1}{2} V_{dc} p_{sw} \quad (3.3)$$

тоді модель (2.1) DC-DC перетворювача перепишеться у вигляді

$$\begin{aligned}\dot{V}_{dc} &= \frac{1}{C} \left(\frac{1}{V_{dc}} u i - i_L \right), \\ \dot{i} &= \frac{1}{L} (-Ri + E - u).\end{aligned}\quad (3.4)$$

Керуюча дія p_{sw} має розривний характер і формується як ШІМ-сигнал. За умов коректно розрахованої частоти комутації переходять до усередненої моделі (2.4), в якій керуюча дія u безперервна обмежена [11]. Нехай для (2.4) виконуються наступні припущення.

А.1. Задана напруга додатна і стала $V_{dc}^* > 0$, $V_{dc}^* > \text{const}$, $E > 0$, $E > \text{const}$.

А.2. Всі параметри перетворювача відомі і постійні, $i_L = \text{const}$.

А.3. Струм i та напруга V_{dc} доступні для вимірювання.

За умови виконання припущень А.1 – А.3, необхідно синтезувати алгоритм керування, який гарантує асимптотичне регулювання напруги, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{V}_{dc} = 0 \quad (3.5)$$

де $\tilde{V}_{dc} = V_{dc} - V_{dc}^*$ – похибка відпрацювання напруги.

Для проектування розглянемо модель перетворювача (2.1) у нових координатах:

$$\begin{aligned} \dot{z} &= \frac{2}{C}(ui - V_{dc}i_L), \\ \dot{i} &= \frac{1}{L}(-Ri + E - u), \end{aligned} \quad (3.6)$$

де $z = V_{dc}^2$ позначає еквівалентний опір навантаження.

3.2. Алгоритм ідентифікації параметрів

Нехай для моделі (2.4) виконуються припущення А.2, А.3 підрозділу 2.1, а також

А.4. Параметри R , L , E , C , i_L постійні, невідомі, вхідна напруга вимірюється.

А.5. Сигнали $i(t)$, $V_{dc}(t)$, $i_L(t)$ та $\dot{i}(t)$, $\dot{V}_{dc}(t)$, $\dot{i}_L(t)$ є обмеженими для всіх режимів.

За умов виконання припущень А.2 – А.5 необхідно синтезувати адаптивний спостерігач, який гарантує асимптотичне оцінювання параметрів:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{R}, \tilde{L}, \tilde{E}, \tilde{C}, \tilde{i}_L) = \mathbf{0} \quad (3.7)$$

де $\tilde{R} = R - \hat{R}$, $\tilde{L} = L - \hat{L}$, $\tilde{E} = E - \hat{E}$, $\tilde{C} = C - \hat{C}$, $\tilde{i}_L = i_L - \hat{i}_L$ - похибки; $\hat{R}$, $\hat{L}$, $\hat{E}$, $\hat{C}$, $\hat{i}_L$ - оцінені значення.

Розглянемо систему (2.4) з перетворенням (2.5). Визначимо $\varphi_1 = R / L$, $\varphi_2 = 1 / L$, $\varphi_3 = E$, $\varphi_4 = 2 / C$, $\varphi_5 = (2 / C)i_L$, тоді адаптивний спостерігач може бути записаний як

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{z}} &= \hat{\varphi}_4 u i - \hat{\varphi}_5 V_{dc} + k_1 \tilde{z}, \\ \dot{\tilde{i}} &= -\hat{\varphi}_1 \tilde{i} + \hat{\varphi}_2 (\hat{\varphi}_3 - u) + k_2 \tilde{i}, \end{aligned} \quad (3.8)$$

де $\tilde{z} = z - z^*$, $\tilde{i} = i - i^*$ похибки оцінювання координат; $\hat{\varphi}_j$, $j = 1, 2, 3, 4, 5$ та $\hat{z}, \hat{i}$ - оцінені значення, $(k_1, k_2) > 0$ - коефіцієнти налаштування зворотних зв'язків спостерігача.

З (2.4) і (3.2), динаміка похибок оцінювання визначається як

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{z}} &= -k_1 \tilde{z} + \tilde{\varphi}_4 u i - \tilde{\varphi}_5 V_{dc}, \\ \dot{\tilde{i}} &= -k_2 \tilde{i} - \tilde{\varphi}_1 \tilde{i} - (\tilde{\varphi}_3 - u) \tilde{\varphi}_2, \end{aligned} \quad (3.9)$$

або в компактній формі

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A} \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{W} \tilde{\boldsymbol{\varphi}} + \mathbf{y}, \quad (3.10)$$

де $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 \\ 0 & -k_2 \end{bmatrix}$, $\mathbf{W} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & u i & -V_{dc} \\ -\tilde{i} & \tilde{\varphi}_3 - u & \tilde{\varphi}_2 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ є відомою регресорною матрицею, $\tilde{\mathbf{x}} = (\tilde{z}, \tilde{i})^T$, $\tilde{\boldsymbol{\varphi}} = (\tilde{\varphi}_1, \tilde{\varphi}_2, \tilde{\varphi}_3, \tilde{\varphi}_4, \tilde{\varphi}_5)^T$ - вектор похибок оцінювання. $\mathbf{y} = (0, \tilde{\varphi}_2 \tilde{\varphi}_3)^T$.

Розглянемо наступну функцію Ляпунова:

$$V = \frac{1}{2} \left(\tilde{\mathbf{i}}^2 + \tilde{\mathbf{z}}^2 + \lambda_1^{-1} \tilde{\phi}_1^2 + \lambda_2^{-1} \tilde{\phi}_2^2 + \lambda_3^{-1} \tilde{\phi}_3^2 + \lambda_4^{-1} \tilde{\phi}_4^2 + \lambda_5^{-1} \tilde{\phi}_5^2 \right) > 0 \quad (3.11)$$

де $\Lambda = \text{diag}(\lambda_1^{-1}, \lambda_2^{-1}, \lambda_3^{-1}, \lambda_4^{-1}, \lambda_5^{-1})$, $\lambda_j > 0$ - коефіцієнти налаштування;

$$\mathbf{P} = \text{diag}(1, 1).$$

Похідна від (3.5) вздовж траєкторій (3.3) дорівнює

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \tilde{\mathbf{i}}\dot{\tilde{\mathbf{i}}} + \tilde{\mathbf{z}}\dot{\tilde{\mathbf{z}}} + \lambda_1^{-1} \tilde{\phi}_1 \dot{\tilde{\phi}}_1 + \lambda_2^{-1} \tilde{\phi}_2 \dot{\tilde{\phi}}_2 + \lambda_3^{-1} \tilde{\phi}_3 \dot{\tilde{\phi}}_3 + \lambda_4^{-1} \tilde{\phi}_4 \dot{\tilde{\phi}}_4 + \lambda_5^{-1} \tilde{\phi}_5 \dot{\tilde{\phi}}_5 = \\ &= -k_1 \tilde{\mathbf{z}}^2 - k_2 \tilde{\mathbf{i}}^2 \\ &+ \left(-\tilde{\mathbf{i}} + \lambda_1^{-1} \dot{\tilde{\phi}}_1 \right) \tilde{\phi}_1 + \left((\hat{\phi}_3 - u) \tilde{\mathbf{i}} + \lambda_2^{-1} \dot{\tilde{\phi}}_2 \right) \tilde{\phi}_2 + \\ &+ \left(\hat{\phi}_2 \tilde{\mathbf{i}} + \lambda_3^{-1} \dot{\tilde{\phi}}_3 \right) \tilde{\phi}_3 + \left(u \tilde{\mathbf{z}} + \lambda_4^{-1} \dot{\tilde{\phi}}_4 \right) \tilde{\phi}_4 \\ &+ \left(-V_{dc} \tilde{\mathbf{z}} + \lambda_5^{-1} \dot{\tilde{\phi}}_5 \right) \tilde{\phi}_5 + \tilde{\phi}_2 \tilde{\phi}_3 \tilde{\mathbf{i}}. \end{aligned} \quad (3.12)$$

Похідна спрощується наступним чином:

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \left(\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{D} \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\boldsymbol{\phi}}^T \Lambda^{-1} \tilde{\boldsymbol{\phi}} \right) > 0, \quad (3.13)$$

Оскільки ϕ_j – постійні, то $\dot{\tilde{\boldsymbol{\phi}}} = -\dot{\boldsymbol{\phi}}$, і адаптивний алгоритм дорівнює

$$\dot{\tilde{\boldsymbol{\phi}}} = -\dot{\boldsymbol{\phi}} = -\Lambda \mathbf{W}^T \tilde{\mathbf{x}}, \quad (3.14)$$

тоді похідна функції від Ляпунова (3.7) буде мати наступний вигляд:

$$\dot{V} = -k_1 \tilde{\mathbf{z}}^2 - k_2 \tilde{\mathbf{i}}^2 \leq 0. \quad (3.15)$$

З умов $V > 0$, $\dot{V} \leq 0$ можна заключити, що вектори $\tilde{\mathbf{x}}$, $\tilde{\boldsymbol{\phi}}$ є обмеженими $\forall t \geq 0$. Пряме використання леми Барбалат [33] установлює, що $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{0}$.

Відмітимо, що матриця $\mathbf{W}$ і її похідна є обмеженими, якщо вхідний струм i , напруга ланки постійного струму V_{dc} (і відповідно, керуючий

вплив $u = 0.5V_{dc}p_{sw}$), а також струм навантаження i_L разом з їх часовими похідними є обмеженими [68].

Якщо існує додатна константа T , така, що матриця 5×5 .

$$\int_t^{t+T} \mathbf{W}^T(\tau) \mathbf{W}(\tau) d\tau > 0. \quad (3.16)$$

є додатньо-визначеною $\forall t \geq 0$ (умова персистентності збудження), то $(\tilde{\mathbf{x}}, \tilde{\boldsymbol{\phi}}) = \mathbf{0}$ є глобально експоненційно стійким положенням рівноваги для лінійної системи [33], яка змінюється у часі і задається (6), (9). Вихідна система є локально стійкою.

Алгоритм ідентифікації параметрів (3.8) може бути записаний як

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\phi}}_1 &= -\dot{\check{\phi}}_1 = -\lambda_1 \tilde{\mathbf{i}} \tilde{\mathbf{i}}, \\ \dot{\hat{\phi}}_2 &= -\dot{\check{\phi}}_2 = \lambda_2 (\hat{\phi}_3 - u) \tilde{\mathbf{i}}, \\ \dot{\hat{\phi}}_3 &= -\dot{\check{\phi}}_3 = \lambda_3 \hat{\phi}_2 \tilde{\mathbf{i}}, \\ \dot{\hat{\phi}}_4 &= -\dot{\check{\phi}}_4 = \lambda_4 u \tilde{\mathbf{i}} \tilde{\mathbf{z}}, \\ \dot{\hat{\phi}}_5 &= -\dot{\check{\phi}}_5 = -\lambda_5 V_{dc} \tilde{\mathbf{z}}, \end{aligned} \quad (3.17)$$

Із загального вигляду адаптивної системи (3.3) і (3.8) легко зробити висновок, що для збіжності параметрів необхідна ідентифікація всіх розглянутих параметрів.

Відмітимо, що потенційно глобально стійка форма спостерігача слідує з (2.6) за умови заміни оцінювання компоненти $\phi_3 = E$ на $\phi_3' = E/L$. Однак в такому випадку процес оцінювання даної компоненти стає повністю розімкнутим, тобто втрачається взаємозв'язок з процесом оцінювання ϕ_2 через (3.11). Налаштування такого спостерігача стає набагато більш складнішим, оскільки для стабілізації процесів оцінювання ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3' необхідно, щоб параметр ϕ_3' був оцінений першим, що практично не може бути забезпечено.

3.3. Алгоритм відпрацювання вихідної напруги DC-DC перетворювачів

Лінеарізуючий зворотним зв'язком алгоритм керування напругою ланки постійного струму V_{dc} реверсивного DC-DC перетворювача синтезовано в [34], [35], [37]. Він включає:

- регулятор струму (внутрішній):

$$\begin{aligned} u &= E - Ri^* + L(k_{il}\tilde{i}_c + k_{ii}x_i), \\ \dot{x}_i &= \tilde{i}, \end{aligned} \quad (3.18)$$

де $\tilde{i}_c = i - i^*$ – похибка відпрацювання струму; i^* – задана траєкторія змін струму, яка формується регулятором напруги; $k_{il} > 0$, $k_{ii} > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора струму.

- регулятор напруги (зовнішній):

$$\begin{aligned} i^* &= \frac{C}{2} \frac{1}{E} (k_v \tilde{z} + k_{vi} x_v), \\ \dot{x}_v &= \tilde{z}, \end{aligned} \quad (3.19)$$

де $\tilde{z} = z - z^*$ – похибка відпрацювання напруги; $z^* = V_{dc}^{*2}$ – задана напруга, $k_v > 0$, $k_{vi} > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора напруги.

Структурну схему алгоритму керування представлено на рис. 3.2.

Відмітимо, що за умови вимірювання струму навантаження i_L в регулятор напруги перетворювача можна завести його пряму компенсацію

$$\begin{aligned} i^* &= \frac{C}{2} \frac{1}{E} \left(-k_v \tilde{z} - k_{vi} x_v + \frac{2}{C} V_{dc}^* i_L \right), \\ \dot{x}_v &= \tilde{z}, \end{aligned} \quad (3.20)$$

Завдяки компенсації струму навантаження підвищується точність регулювання напруги.

Структурну схему системи керування з повним алгоритмом (4.1), (4.3) показано на рис. 3.3.

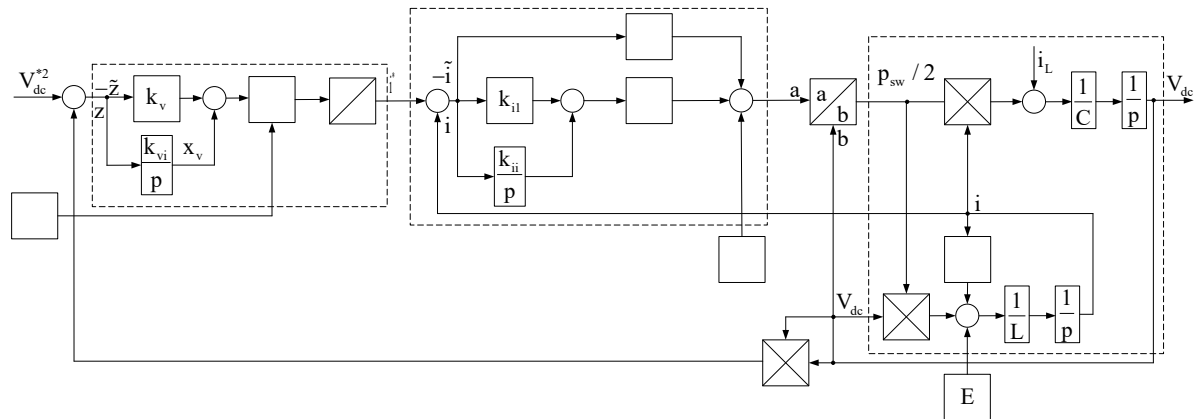


Рисунок 3.2 – Структурна схема системи з нелінійними ПІ-регуляторами

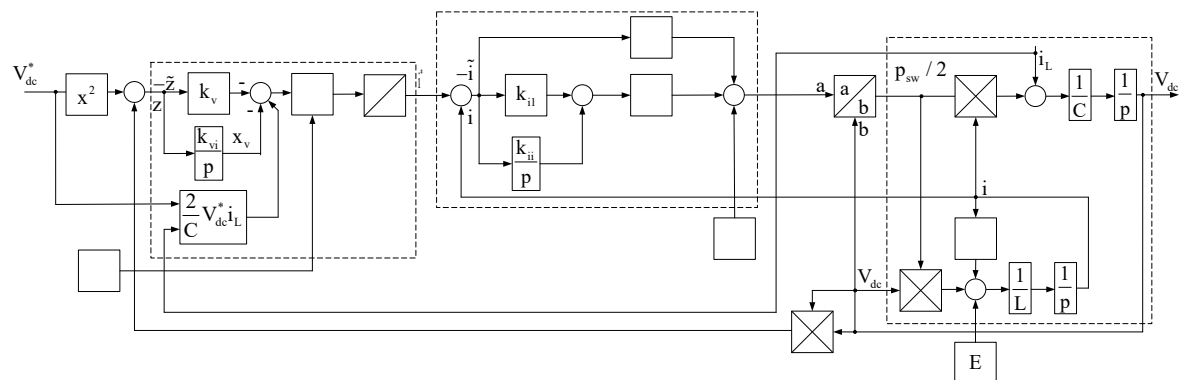


Рисунок 3.3 – Структурна схема системи з компенсацією струму навантаження

Суміщену схему, яка містить алгоритм векторного керування моментом СДПМ, алгоритм керування вихідною напругою DC-DC перетворювача (вхідною напругою інвертора), а також функціональну схему електромеханічної системи, продемонстровано на рис. 3.4.

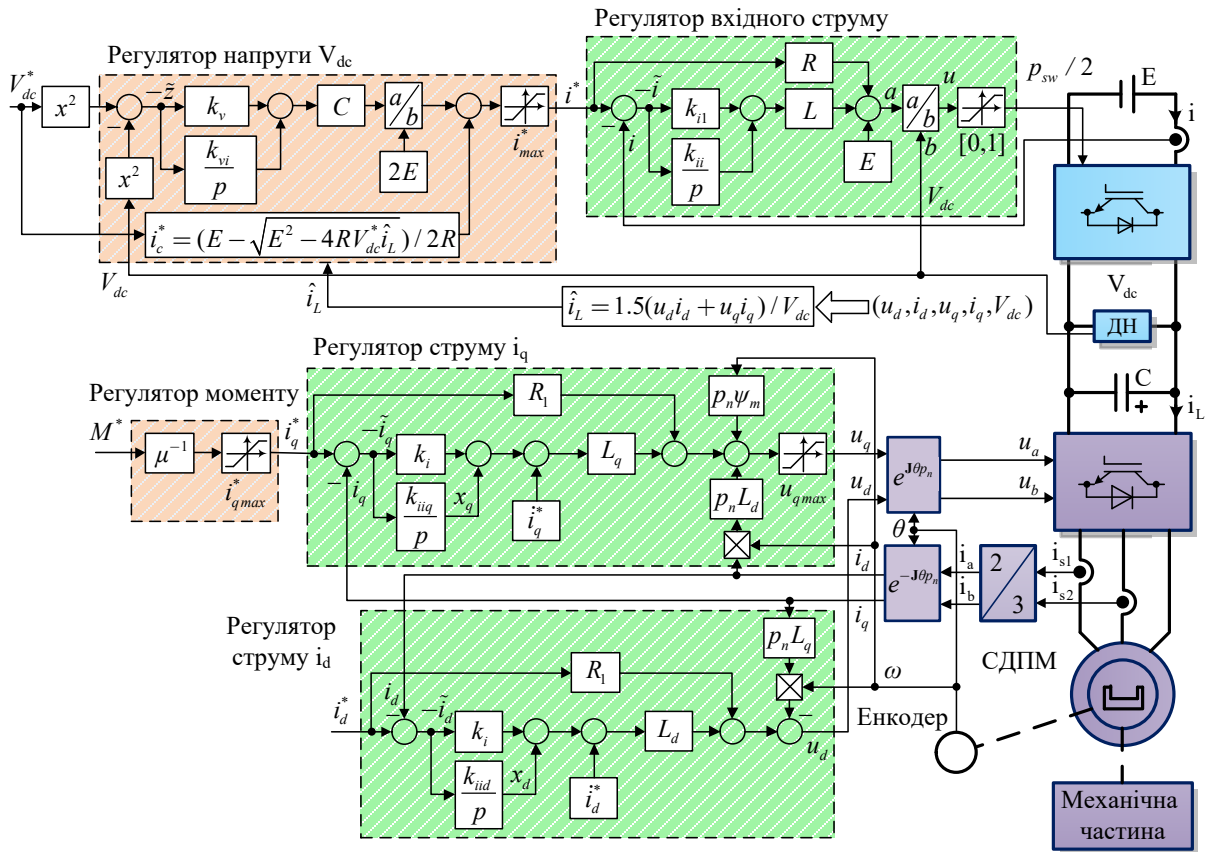


Рисунок 3.4 – Схема електромеханічної системи

3.4. Розрахунок параметрів DC-DC перетворювача

Розробку станції було здійснено для даних, що представлені у табл. 3.1.

Таблиця 3.1 – Вихідні дані для розрахунку елементів DC-DC перетворювача

Найменування характеристики	Значення
Напруга первинного джерела живлення E , В	250
Задана вихідна напруга ГДЖ V_{dc}^* , В	540
Допустимі коливання струму Δi , А	1
Потужність навантаження P_L , Вт	30000
Частота перемикачів ключів f_{PWM} , кГц	10

В конфігурації ГДЖ передбачається два ідентичних DC-DC перетворювача, тому далі наведено розрахунок лише одного з вузлів, що містить: а) джерело живлення (АКБ або СК); б) DC-DC перетворювач.

Розрахунок силовій частини починається з визначення мінімально-допустимих значень елементів перетворювача, що забезпечать бажані показники, що наведено у табл. 3.1.

Для вибору індуктивності L розрахуємо максимальну довжину циклу

$$D = 1 - \frac{E}{V_{dc}^*} = 1 - \frac{250}{540} = 0.54. \quad (3.21)$$

Відтак можливо розрахувати мінімальне значення індуктивності:

$$L_{min} > \frac{DE(1-D)}{2f_{PWM} \cdot \Delta i} = \frac{0.54 \cdot 250(1-0.54)}{2 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 0.003} = 1 \text{ мГн}. \quad (3.22)$$

Обрано силовий дросель Д52 з індуктивністю $L = 1$ мГн та внутрішнім опором $R = 0.5$ Ом.

Мінімальне значення ємності ланки постійного струму обчислюється як

$$C_{min} > \frac{I_L}{\Delta V f_{PWM}} = \frac{1}{10.8 \cdot 10^4} = 0.09 \text{ мкФ}, \quad (3.23)$$

де $\Delta V = 2\% (V_{dc}^*) = 2\% (540) = 10.8$ В – допустиме відхилення напруги.

Враховуючи широкий функціонал лабораторного стенду, встановлена ємність фільтру ланки постійного струму становить $C = 500$ мкФ. Вибираємо з каталогу конденсатори типу E82D451VQT102MB63T ємністю $C_c = 10000$ мкФ та максимальною напругою 450 В. Потрібна ємність фільтру досягається включенням 2

конденсаторів. В результаті максимальна напруга на виході перетворювача – $V_{dcmax} = 900$ В.

Для нормальної роботи фільтра необхідно встановити резистори паралельно до конденсаторів. Відповідно до рекомендацій потужність кожного резистора складає $P_R = 0.25$ Вт, тоді сумарна потужність 2 резисторів дорівнює:

$$P_{R_{\Sigma}} = P_R \cdot 2 = 0.25 \cdot 2 = 0.5 \text{ Вт.}$$

Розрахуємо сумарний опір 2 резисторів

$$R_{\Sigma} = \frac{V_{dc}^2}{P_{R_{\Sigma}}} = \frac{100^2}{0.5} = 20 \text{ кОм.}$$

Було обрано 2 резистори з номіналом 10 кОм типу CCF6010K0FKE36.

Вибір IGBT ключів перетворювачів здійснюється за максимальними зворотною напругою U_{CEmax} та прямим струмом колектору I_C .

Обрано силові модулі IGBT SKM50GB12V з двох ключів, на основі яких створено підвищувальні DC-DC перетворювачі. Модулі мають параметри: максимальна напруга колектор-емітер $U_{CEmax} = 1200$ В, номінальний струм колектору $I_{Cnom} = 50$ А.

$$(U_{CEmax} = 1200) \geq (U_{dcmax} = 900) \text{ В,} \quad (3.24)$$

$$I_{Cnom} = 50 \geq I_{peak} = \frac{E \cdot D}{f \cdot L_{min}} = \frac{250 \cdot 0.54}{10^4 \cdot 1 \cdot 10^{-3}} = 13.5 \text{ А.} \quad (3.25)$$

При ввімкненні джерела до перетворювача необхідно забезпечити заряд конденсаторів фільтра з обмеженим струмом. Для цього в ланку постійного струму включено резистор з шунтуючим контактом, який керується через реле, що показано на рис. 3.5. На основі значення

комутованого струму *вибрано реле* ТТІ TR91F, що має параметри: номінальна напруга котушки – 24 В, номінальний струм розриву контакту становить 30А.

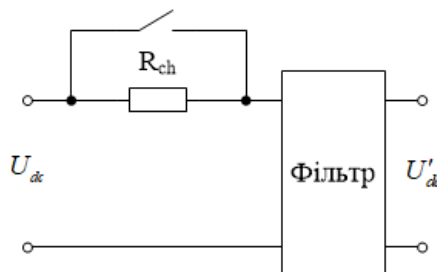


Рисунок 3.5 – Схема електрична принципова зарядного кола

Опір зарядного резистора R_{ch} розраховується як

$$R_{ch} = \frac{U_{out\,nom}}{I_{c\,max}} = \frac{540}{13.5} = 40 \text{ Ом.} \quad (3.17)$$

Вибір датчиків струму здійснено за максимальний струмом і напругою відповідно, які необхідно вимірювати.

а) Для вимірювання струмів вибрано давачі LTSP 25-NP з номінальним струмом у вторинній обмотці 12.5 мА. Виходячи з цього, вимірювання струмів до 15 А – для АКБ та СК, і до 5 А – для виходу перетворювача виконується за рахунок схеми з'єднання первинних обмоток давачів струму.

б) Для вимірювання напруги вибрано давачі LV 25-P з максимальним струмом первинної обмотки $I_{p\,nom} = 14$ мА для напруги з діапазонами до 350 В (АКБ, СК) та 540 В (ланка постійного струму) обрано 5 резисторів по 5 кОм та 5 резисторів по 7.2 кОм відповідно за формулами

$$R_{voltage\,bt,\,sc} = \frac{U_{bt,\,sc\,max}}{I_{p\,nom}} = \frac{350}{0.014} = 25 \text{ кОм,} \quad (3.18)$$

$$R_{voltage\,out} = \frac{U_{dc\,max}}{I_{p\,max}} = \frac{540}{0.014} = 38 \text{ кОм.} \quad (3.19)$$

Висновки до розділу 3

Запропоновано новий алгоритм ідентифікації всіх параметрів для самоналаштування підвищувальних перетворювачів постійного струму на основі моделі повного порядку з використанням другого методу Ляпунова. Основною перевагою алгоритму є запропоноване нелінійне перетворення координат, яке дозволило спостерігачу отримати просту й фізично обґрунтовану структуру з чітко визначеними умовами для забезпечення персистентності збудження.

Алгоритм не вимагає попередніх даних про параметри моделі, що значно підвищує його адаптивність, універсальність та спрощує впровадження в практичні системи. Завдяки використанню замкненого адаптивного спостерігача в усереднених координатах забезпечується локальна стійкість системи, що гарантує точну ідентифікацію ключових параметрів, таких як опір, індуктивність, вхідна напруга та ємність конденсатора ланки постійного струму.

Станція дозволяє виконувати повномасштабні експериментальні дослідження процесів керування розподілом енергії в силовій установці «ГДЖ-емулятор ЕП»: керування DC-DC перетворювачами, зарядом-розрядом ГДЖ, а також процесами оптимізації енергообміну між АКБ, СК та навантаженням.

РОЗДІЛ 4 РЕЗУЛЬТАТИ МОДЕЛЮВАННЯ

4.1. Дослідження алгоритму ідентифікації параметрів DC-DC перетворювачів

В даному дослідженні спостерігач (3.2), (3.11) працює в режимі налаштування перетворювача (неробочому режимі), при цьому формуються сигнали керування спеціальної форми, щоби задовольнити умовам персистентності збудження [33]. Струм навантаження не прикладається.

Метою моделювання було показати, що спостерігач забезпечує асимптотичне оцінювання всіх параметрів з достатньою швидкістю.

Параметри DC-DC перетворювача: вхідна індуктивність $L = 1$ мГн, внутрішній опір $R = 0.5$ Ом, ємність ланки постійного струму $C = 2000$ мкФ.

Вхідна напруга дорівнює $E = 250$ В. Для застосовуваного перетворювача параметри φ_j , $j = 1, 2, 3, 4, 5$ дорівнюють

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= R / L = 500 (\text{с}^{-1}) & \varphi_2 &= 1 / L = 1000 (\text{Гн}^{-1}), & \varphi_3 &= E = 250 (\text{В}), \\ \varphi_4 &= 2 / C = 1000 (\text{Ф}^{-1}), & \varphi_5 &= 2 / C i_L = 100 (\text{В} / \text{с}). \end{aligned}$$

В даному дослідженні спостерігач працює в режимі самоналаштування перетворювача (неробочому режимі), при цьому формуються сигнали керування спеціальної форми для забезпечення умов персистентності збудження (3.11). Струм навантаження не прикладається $i_L = 0$. Замітимо, що за роботи DC-DC перетворювача на резистивне навантаження для його оцінювання може застосовуватися оцінювання i_L (φ_5).

На рис. 4.1 наведено ділянку процесів, що описують режим функціонування перетворювача. Керуюча дія $u = E - 1 - U_m \sin(2\pi ft)$, де

параметри синусоїди $U_m = 10$ В, $f = 50$ Гц вибрано так, щоб створювати «незначний» рівень коливань вихідної напруги для обмеження в реальних перетворювачах. Компоненти Е – 1 необхідні для стійкої роботи перетворювача.

Алгоритм ідентифікації (3.2), (3.11) налаштовано на: $k_1 = 1000$, $k_2 = 200$, $\lambda_1 = 150$, $\lambda_2 = 200$, $\lambda_3 = 0.005$, $\lambda_4 = 0.002$, $\lambda_5 = 0$. Всі початкові умови нульові, окрім $\hat{z}(0) = 62500$ В² та $\hat{\phi}_3(0) = 240$ В.

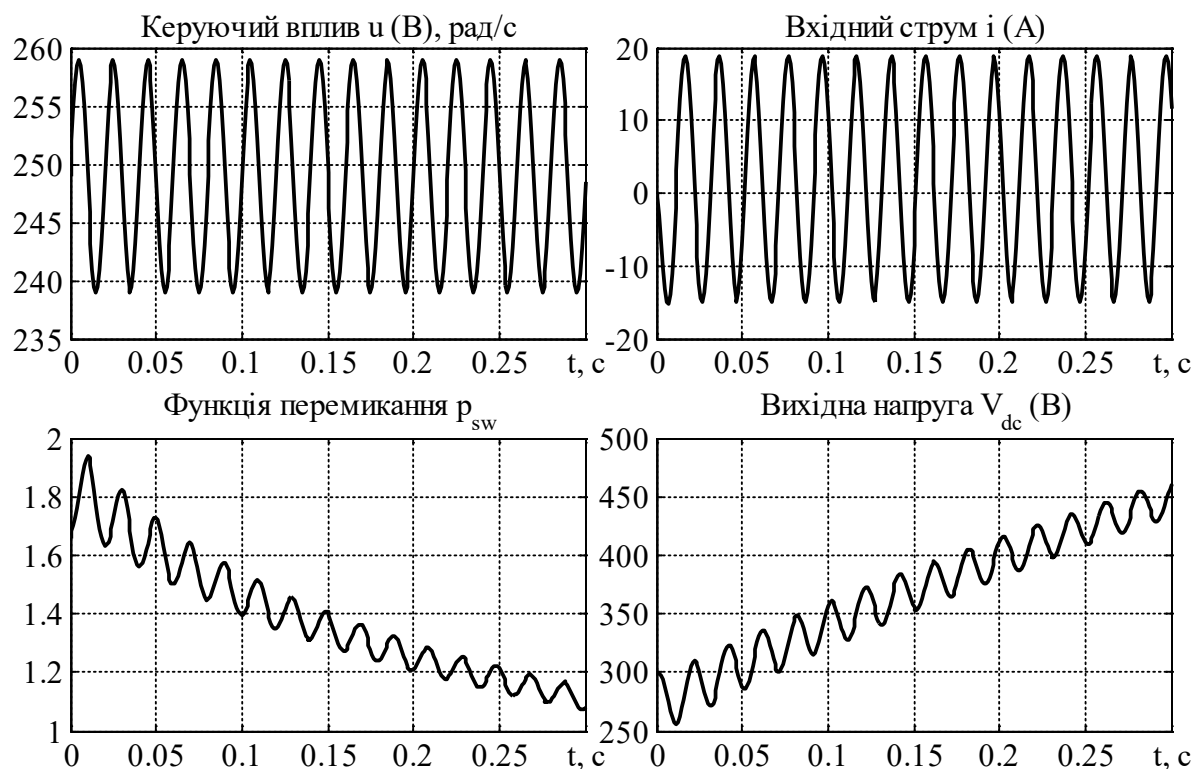


Рисунок 4.1 – Графіки перехідних процесів під час процедури ідентифікації

Графіки перехідних процесів при окремому оцінюванні параметрів показано на рис. 4.2 – рис. 4.5, де червоними лініями показано реальні значення параметрів, а чорними – їх оцінені значення.

З отриманих графіків видно, що найбільша похибка оцінювання струму при оцінюванні ϕ_3 оскільки саме визначення ϕ_3 показує, який воно має вплив на струм, найменша при оцінюванні ϕ_4 .

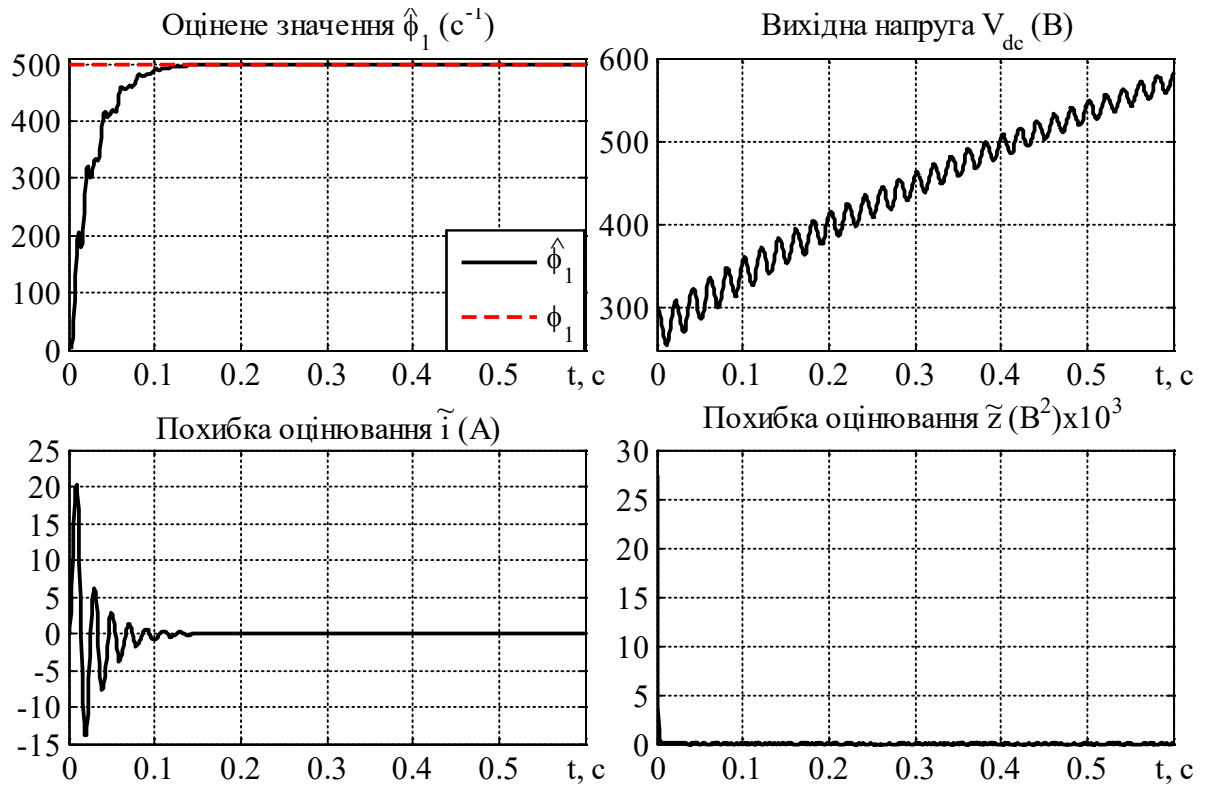


Рисунок 4.2 – Перехідні процеси оцінок параметрів та похибок оцінки станів з оцінкою параметра ϕ_1

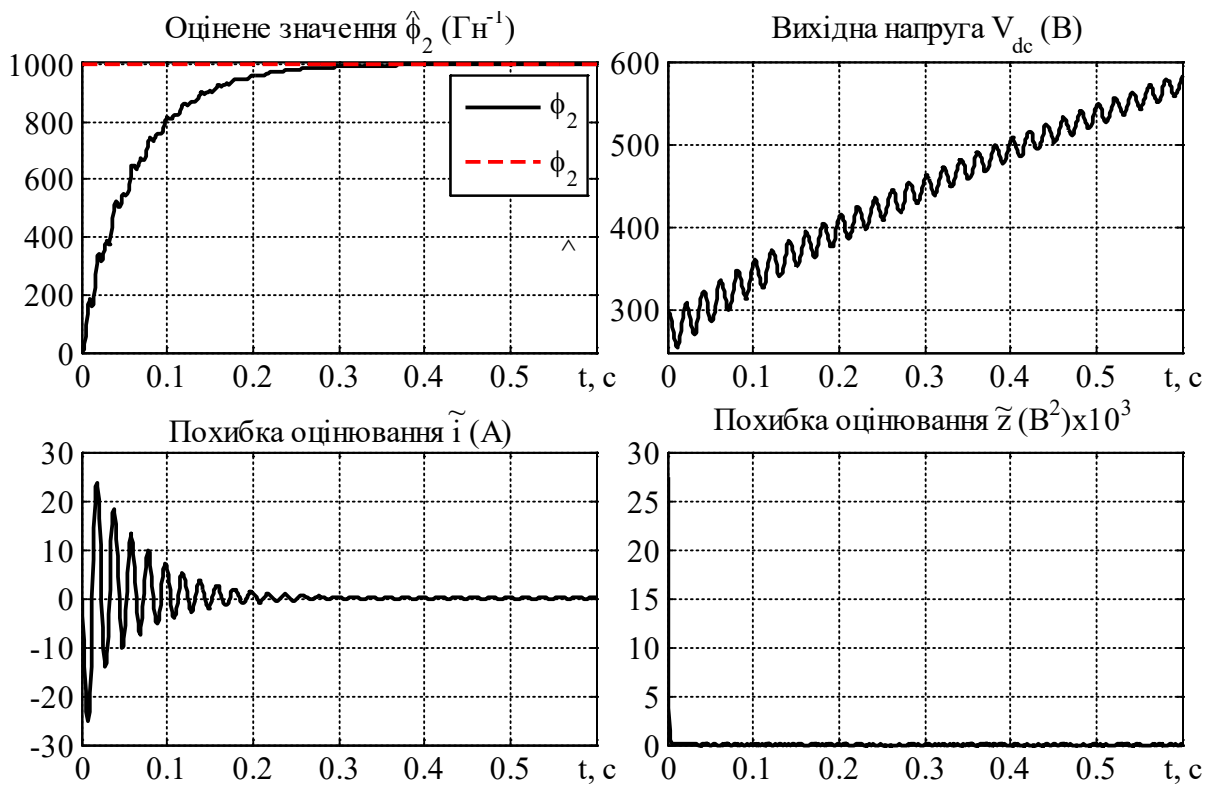


Рисунок 4.3 – Перехідні процеси оцінок параметрів та похибок оцінки станів з оцінкою параметра ϕ_2

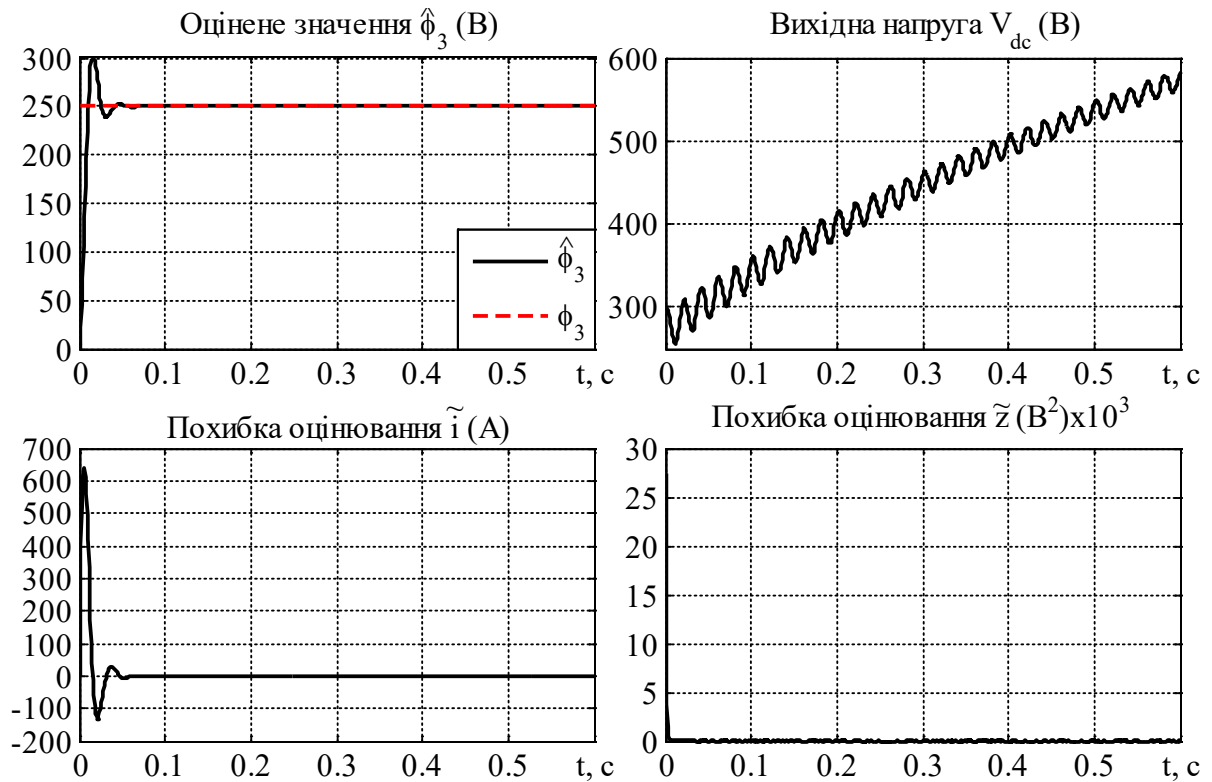


Рисунок 4.4 – Перехідні процеси оцінок параметрів та похибок оцінки станів з оцінкою параметра ϕ_3

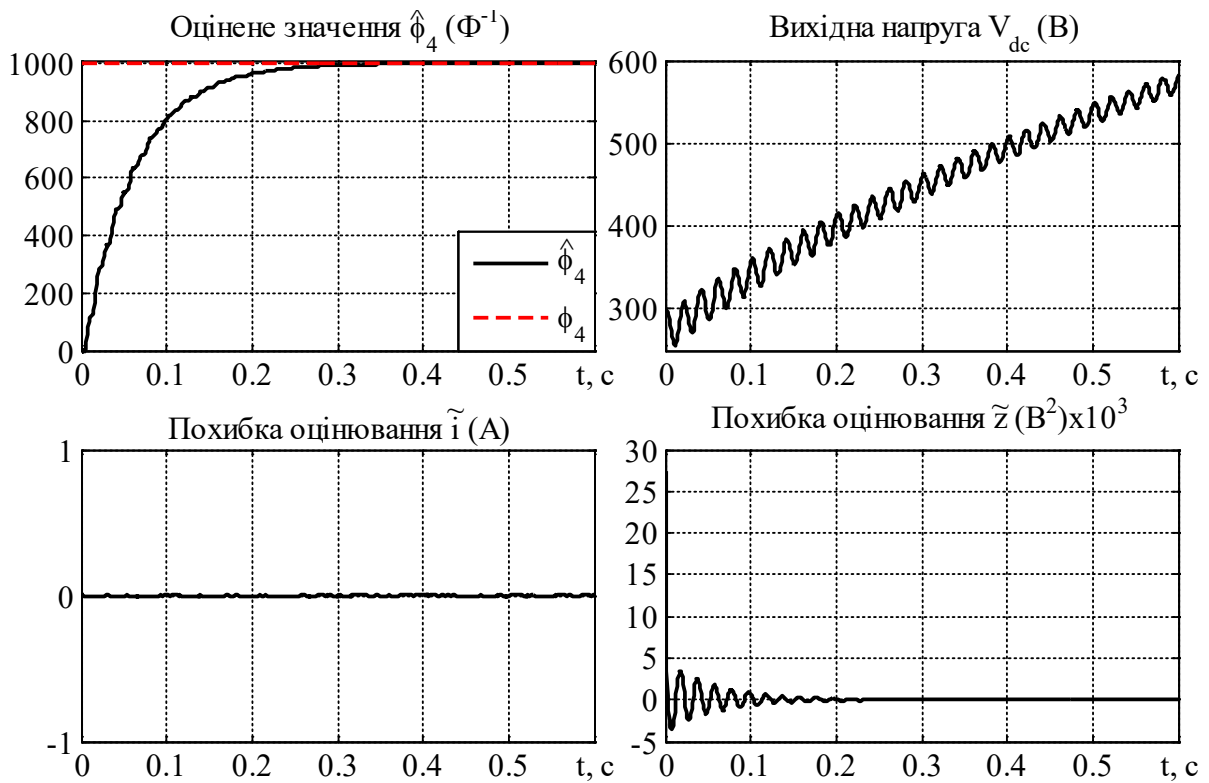


Рисунок 4.5 – Перехідні процеси оцінок параметрів та похибок оцінки станів з оцінкою параметра ϕ_4

При оцінці ϕ_2 похибка оцінювання струму стала більшою, і оцінка параметра ϕ_2 також є асимптотичною. З рис. 4.4 видно, що параметр ϕ_3 має найбільшу швидкодію до встановлення асимптотичності.

Оцінка параметра ϕ_4 найбільше зменшує похибку оцінювання струму. Також оцінене значення стає рівне заданому тобто система налаштована таким чином всі параметри можуть оцінюватись асимптотично і окремо один від одного.

Перехідні процеси оцінок параметрів та похибок оцінки станів з оцінками параметрів ϕ_2 та ϕ_4 зображено на рис. 4.6.

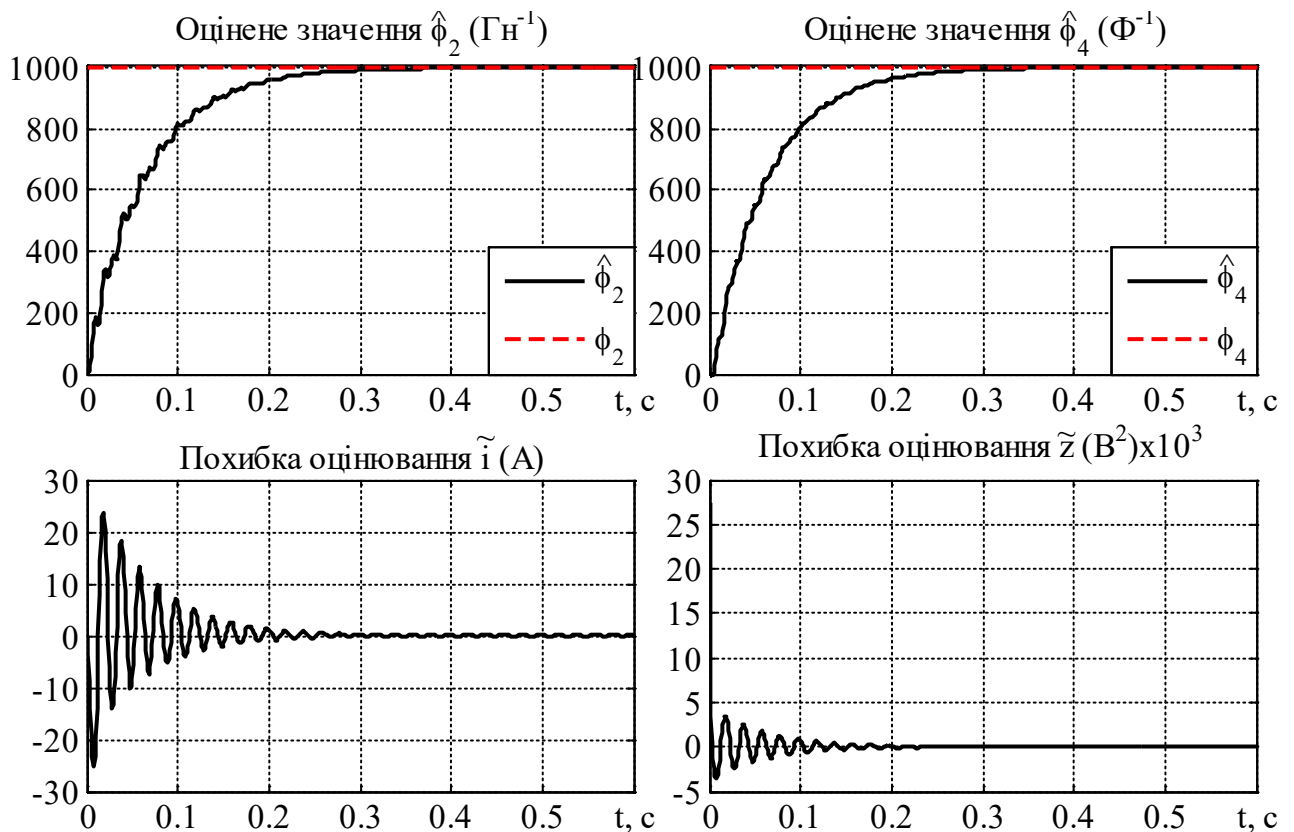


Рисунок 4.6 – Перехідні процеси оцінок параметрів та похибок оцінки станів з оцінками параметрів ϕ_2 та ϕ_4

При ідентифікації індуктивності та ємності встановлено $\lambda_1 = \lambda_3 = 0$, $\phi_1 = \phi_3 = 0$. З отриманого дослідження випливає, що швидке оцінювання забезпечується при не знижуванні до нуля похибки оцінювання параметра

φ_2 , а також поточної похибки оцінювання $\forall t \geq 0$. Той самий результат буде, якщо реальний опір індуктора R відрізняється від того, що використовується в спостерігачі (3.2) під час ідентифікації.

У наступному досліді встановлено $\lambda_1 = 150$. Перехідні процеси трьох оцінок параметрів і поточну похибку оцінки показано на рис. 4.7, з чого випливає, що всі показані параметри оцінені правильно. Оцінка параметра φ_4 залишається незмінною, поки ідентифікація параметрів φ_1 і φ_2 пов'язані, після оцінювання параметри також ідентифікуються [36].

З отриманих результатів отримано висновок, що коли відбувається оцінювання лише одного параметра, інші параметри в програмі відповідають початковим заданим значенням і їх коефіцієнти також рівні нулю.

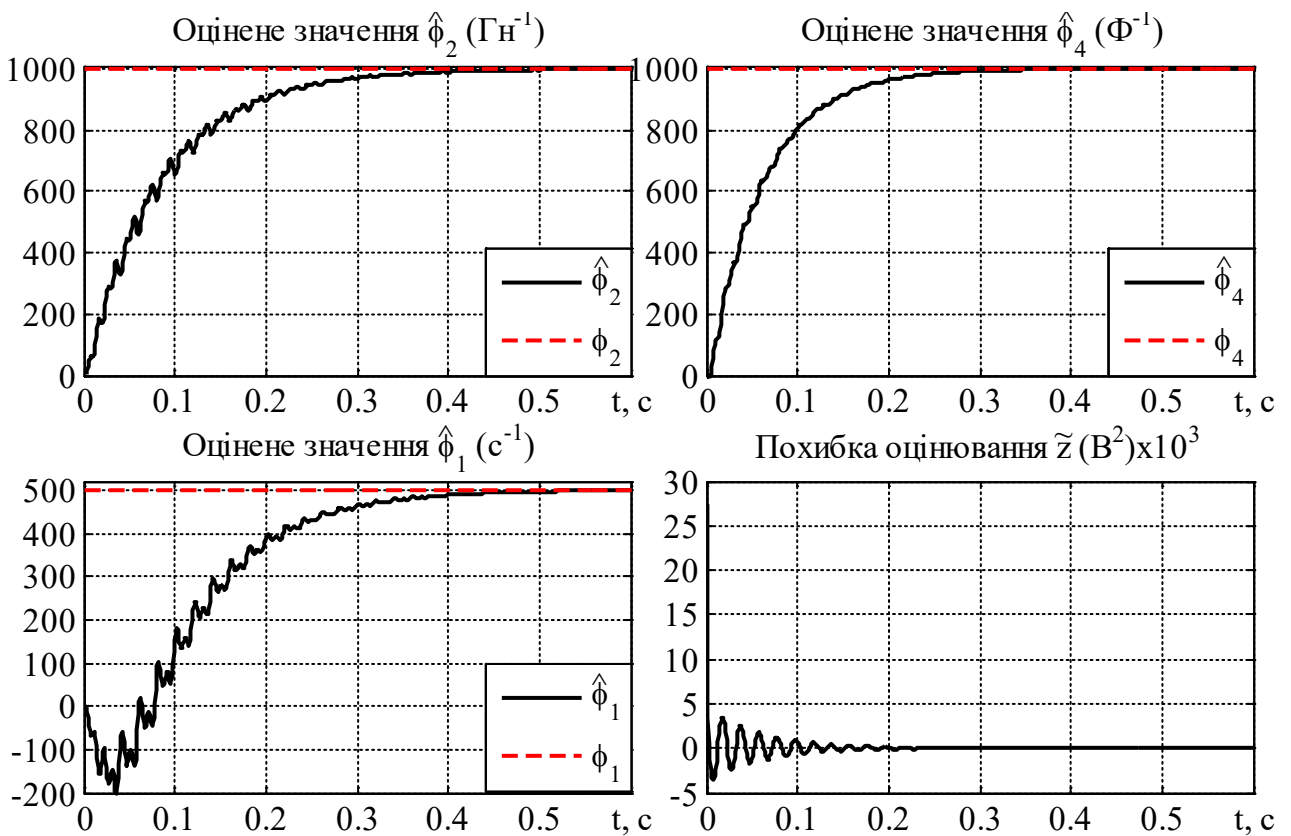


Рисунок 4.7 – Перехідні процеси оцінок параметрів та похибок оцінки станів з оцінками параметрів φ_1 , φ_2 та φ_4

Наступне дослідження полягає в оцінці всіх параметрів крім струму навантаження ($\varphi_5 = 0$). Як слідує з (3.3) і рис. 4.8 процес оцінювання φ_3 є незалежним від процесів оцінювання φ_1 , φ_2 , φ_4 , ці процеси ідентифікації пов'язані рівнянням динаміки струму, тому параметри можуть бути оцінені лише після завершення оцінювання попереднього параметра. В даному випадку оцінка параметра залишається незмінною, поки відбувається ідентифікація параметрів φ_1 і φ_2 після φ_2 оцінюється параметр φ_1 і також ідентифікується.

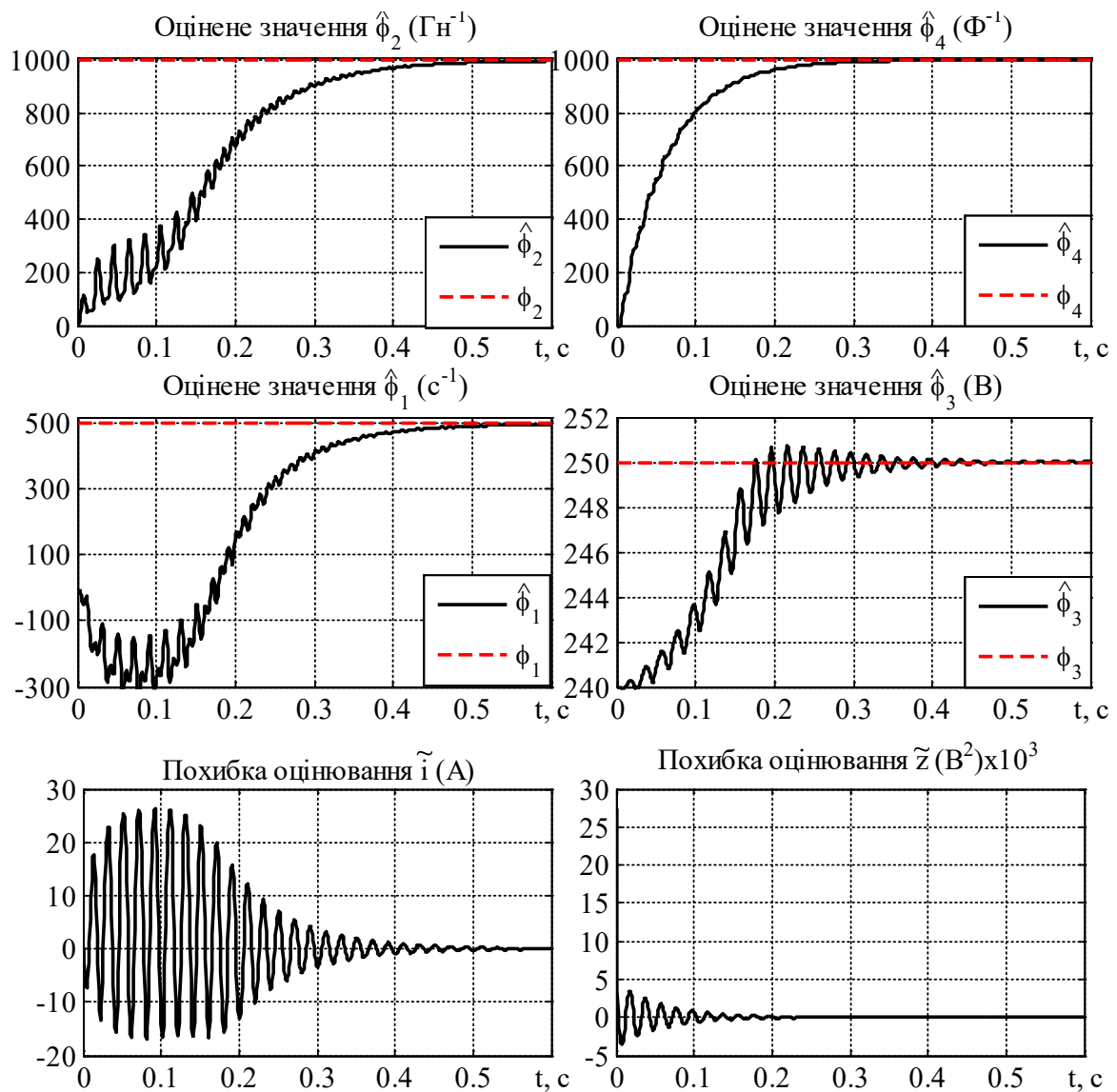


Рисунок 4.8 – Перехідні процеси оцінок параметрів та похибок оцінки станів з оцінками параметрів φ_1 , φ_2 , φ_3 та φ_4

Коли процедура самоналаштування завершена і всі параметри ідентифіковані, їх можна використовувати в неадаптивних контролерах [37], [38].

4.2. Дослідження алгоритму відпрацювання напруги ланки постійного струму DC-DC перетворювачів

Алгоритм (), (), () налаштовано на: $k_{il} = 1000$, $k_{ii} = (k_{il} + R / L)^2 / 2$; $k_v = 400$, $k_{vi} = k_v^2 / 4$. Струм навантаження $i_L = 50$ А прикладається і знімається в моменти часу 0.2 с і 0.4 с. Початкова напруга $V_{dc}(0) = 500$ В. Графіки перехідних процесів системи показано на рис. 4.12.

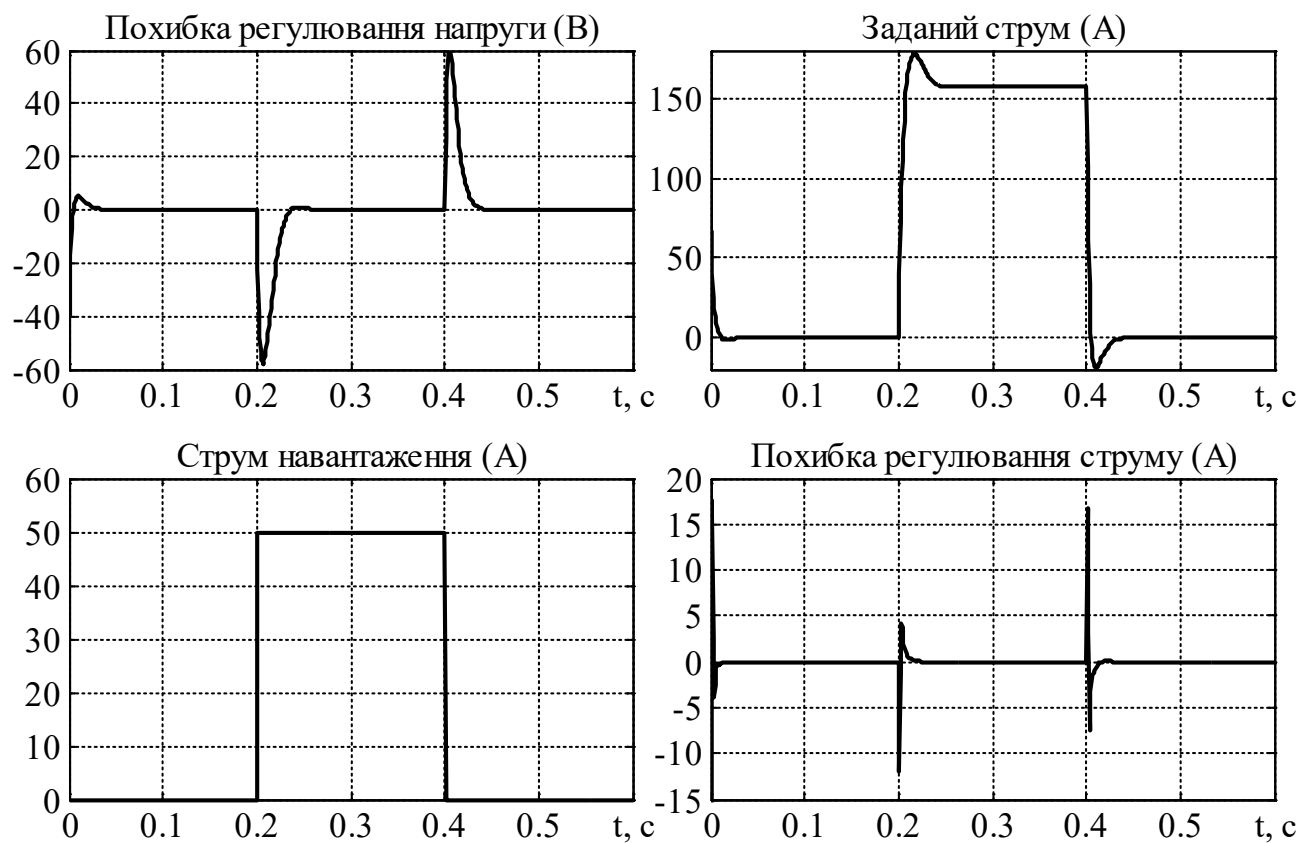


Рисунок 4.12 – Графіки перехідних процесів алгоритму відпрацювання напруги

З рис. 4.12 слідує, що забезпечується асимптотичне регулювання напруги ланки постійного струму і вхідного струму.

Також виконаємо дослідження алгоритму керування, адаптивним до змін вхідної напруги і струму навантаження. В даному тестуванні встановлено $\hat{i}(0) = \hat{\phi}_3(0) = \hat{\phi}_5(0) = 0$, $\lambda_3 = 0.05$, $\lambda_5 = 1000$, $\hat{z}(0) = V_{dc}^2(0) = 500^2 \text{ В}^2$.

Приклад реалізації регуляторів (4.1), (4.3) на основі оцінених вхідної напруги E (параметра $\hat{\phi}_3$) та координатного збурення, струму навантаження i_L ($\hat{\phi}_5$), проілюстровано на рис. 4.13. Умови такого тесту є еквівалентними до режиму, коли втрачається зв'язок давача вхідної напруги. Оцінювання струму навантаження дає можливість його компенсації.

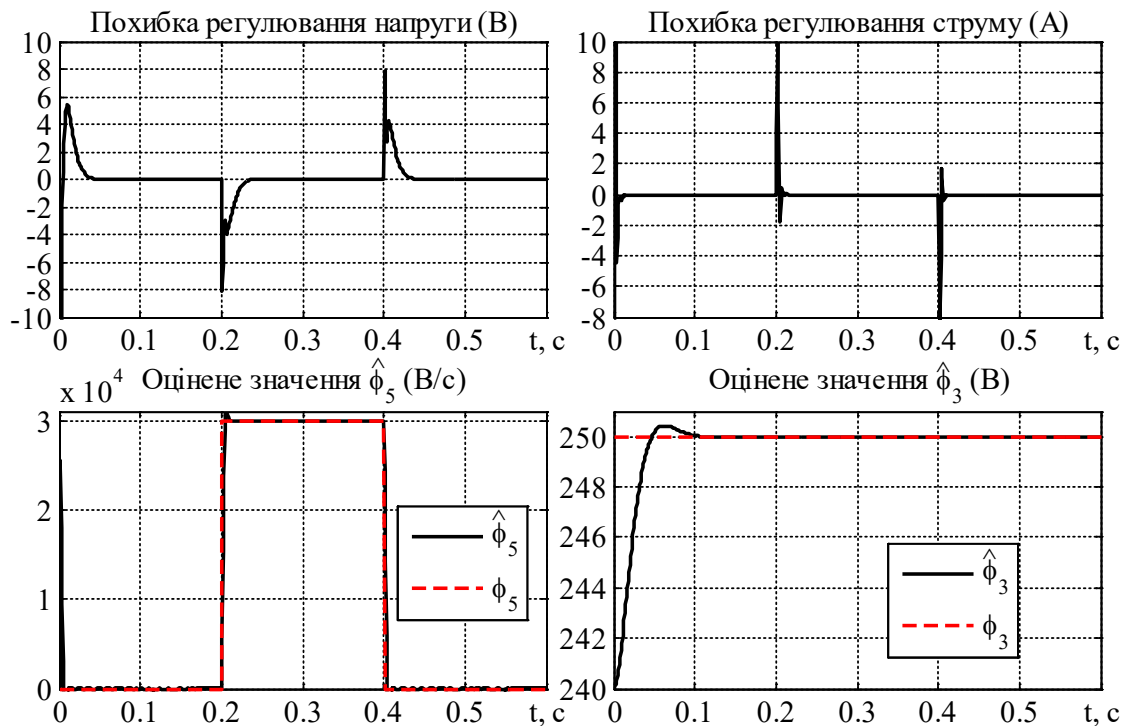


Рисунок 4.13 – Перехідні процеси алгоритму керування, адаптивного до змін вхідної напруги і струму навантаження

З порівняння графіків на рис. 4.12 і рис. 4.13 можна зробити висновок, що адаптивний алгоритм керування з використанням розробленого спостерігача для оцінювання вхідної напруги і струму навантаження забезпечує не тільки стійкий процес відпрацювання заданої напруги, а і покращує динамічні показники її регулювання.

4.3. Дослідження алгоритму керування моментом СДПМ

Перехідні процеси зі стратегією керування за відсутності прямої компоненти струму статора наведено на рис. 3.1. Двигун відпрацьовує задані траєкторії моменту і прямої компоненти струму статора, це означає, що виконується асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій, тобто за час який прямує до нескінченності похибка регулювання стає нульовою.

Модуль струму статора двигуна обмежується на максимальному рівні. Напруга підвищується разом з розгоном двигуна, досягаючи максимального значення по модулю напруги двигун припиняє розгін, система електроприводу працює на усталеній швидкості, так як розгін закінчився напруга спадає і тримається на постійному рівні.

Наступним кроком буде дослідження електромеханічних систем електричних транспортних засобів з навантаженням DC-DC перетворювача від синхронного двигуна з постійними магнітами.

Графіки перехідних процесів DC-DC перетворювача з навантаженням показано на рис. 4.5.

Даний дослід виконано на основі попереднього тесту, налаштування регуляторів, такі самі і на основі оцінених вхідної напруги E (параметра $\hat{\phi}_3$) та координатного збурення, струму навантаження i_L ($\hat{\phi}_5$),

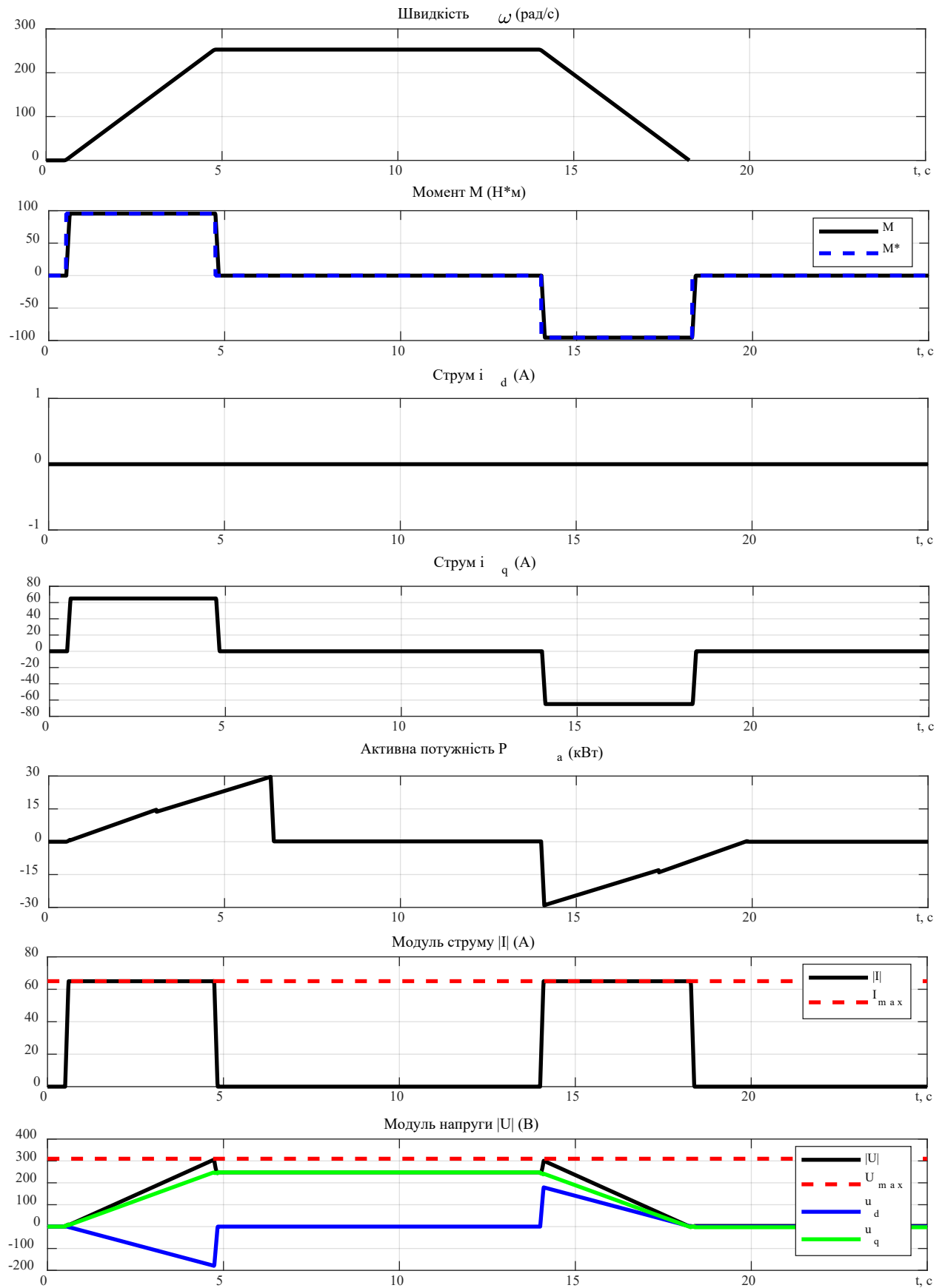


Рисунок 4.4 – Графіки перехідних процесів системи векторного керування СДПМ за відсутності прямої компоненти струму статора

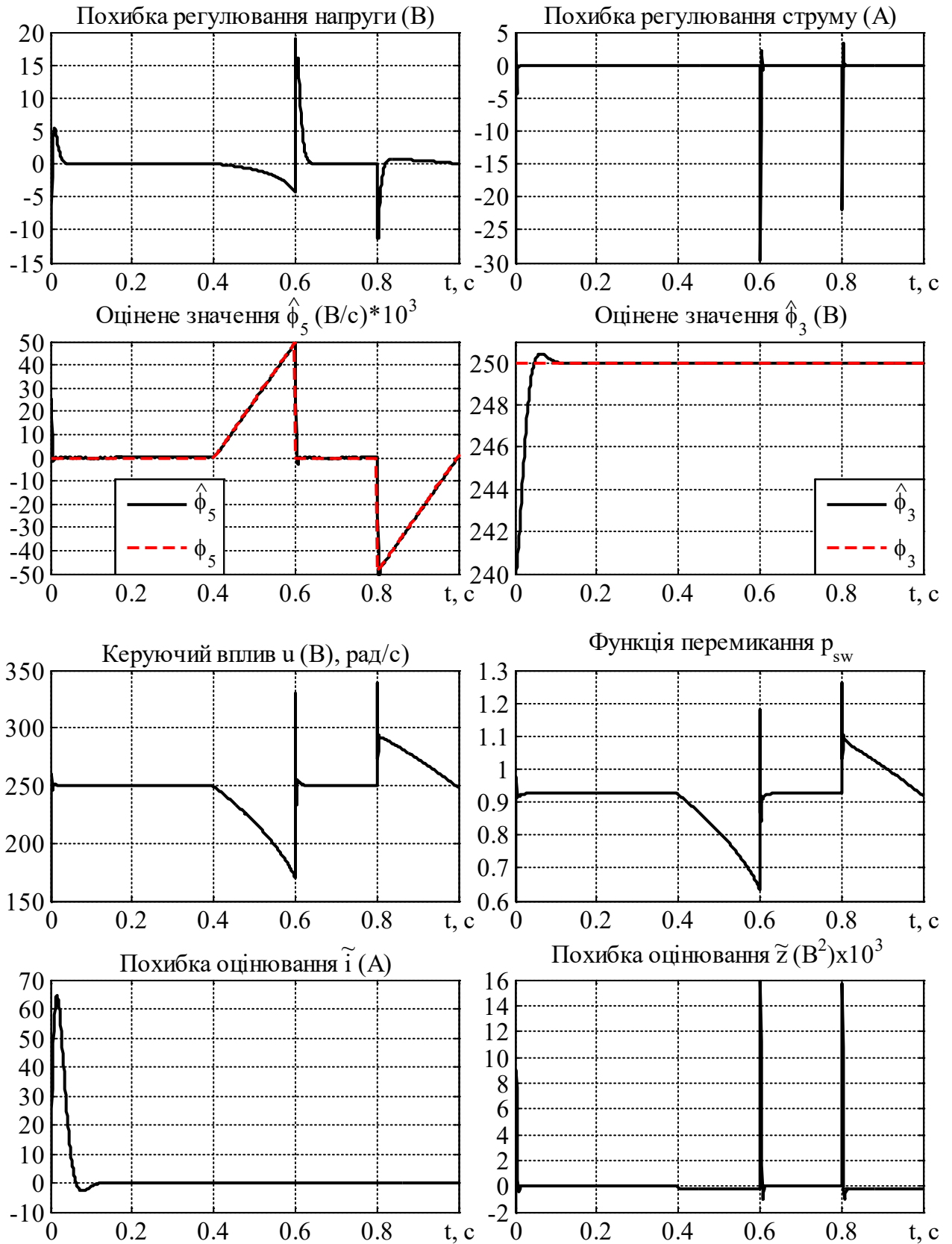


Рисунок 4.5 – Дослідження електромеханічних систем електричних транспортних засобів з навантаженням DC-DC перетворювача від двигуна

Як і раніше алгоритм оцінки швидко реагує на зміну вхідної величини, демонструючи високу адаптивність до зовнішніх впливів.

Похибка оцінювання струму має робастну поведінку під час процедури відпрацювання навантаження струму двигуна.

Висновки до розділу 4

В даному дослідженні представлено роботу спостерігача в режимі налаштування перетворювача (неробочому режимі), при цьому формуються сигнали керування спеціальної форми, щоби задовольнити умовам персистентності збудження. Струм навантаження не прикладається.

Метою моделювання було показати, що спостерігач забезпечує асимптотичне оцінювання всіх параметрів з достатньою швидкістю.

Результати дослідження системи керування DC-DC перетворювачем, які представлені у розділі 4, свідчать про те, що за рахунок введених нелінійних перетворень координат в розроблених системах керування досягається значне покращення динамічних показників якості.

Вхідна напруга ($\hat{\varphi}_3$) постійно контролюється, щоб забезпечити стабільну передачу енергії до електромеханічної системи. Струм навантаження ($\hat{\varphi}_5$) регулюється залежно від вимог системи, що може включати зміну крутного моменту чи швидкості електродвигуна.

Перетворювач забезпечує передачу енергії від джерела до навантаження за змінних умов, компенсуючи перехідні процеси.

РОЗДІЛ 5 СТАРТАП-ПРОЕКТ. ЕКОНОМІЧНЕ ОБҐРУНТУВАННЯ ТЕХНІЧНИХ РІШЕНЬ

Стартапи відіграють важливу роль у сучасному світі, адже саме вони часто стають джерелом проривних технологій та змінюють цілі галузі економіки. Термін "стартап" походить від англійського словосполучення *start up*, що буквально означає "почати" або "запустити". У бізнес-контексті стартапом називають проект, який перебуває на ранніх етапах свого розвитку, ґрунтується на унікальній ідеї та прагне швидкого зростання.

Зазвичай стартапи асоціюються з інноваціями, оскільки їх мета – запропонувати ринку щось нове, вирішити проблему, якою раніше нехтували, або створити вдосконалене рішення для вже існуючих запитів. Для розуміння цього феномена слід розглянути його основні характеристики, особливості та етапи розвитку.

- Щоб відповісти на питання: що таке стартап, і конкретизувати настільки розпливчате визначення, слід виділити його відмінні властивості. Отже, дане явище має такі особливості:

- Інноваційність як основа. Ключова відмінність стартапу – це новизна ідеї. Це може бути абсолютно новий продукт або вдосконалення існуючої технології. Наприклад, такі гіганти, як Uber чи Airbnb, починали з ідей, що суттєво змінили підхід до транспорту та оренди житла відповідно [39].

- Спрямованість на зростання. Стартапи орієнтовані на швидке масштабування. Їхня бізнес-модель здебільшого створена таким чином, щоб у разі успіху можна було стрімко розширити діяльність без значного збільшення витрат [40].

- Ризики та амбіції. Творці стартапів часто готові ризикувати, вкладаючи у проект власні кошти, час і зусилля. Їх мотивує не лише можливий прибуток, а й віра в унікальність своєї ідеї та її вплив на ринок [41].

- Дефіцит ресурсів на початковому етапі. Більшість стартапів розпочинають свій шлях із обмеженими фінансовими ресурсами, тому важливим завданням для них є залучення інвесторів або отримання грантів [42].

- Адаптивність до ринкових умов. Стартапи працюють у динамічному середовищі, тому здатність швидко адаптуватися до змін є критично важливою. Це дозволяє їм виживати та розвиватися навіть у складних умовах [43].

Стартапи проходять декілька важливих стадій, кожна з яких є вирішальною для їх подальшої долі.

1. Посівний етап (seed stage). На цьому етапі формулюється ідея, аналізується ринок та створюється прототип продукту. Команда засновників досліджує потреби аудиторії, оцінює конкурентів та визначає потенційну нішу.

Ключовим завданням цього етапу є залучення перших інвесторів або отримання стартового капіталу. Відомо, що близько 90% стартапів не проходять цю стадію через відсутність підтримки чи недостатню затребуваність ідеї [44].

2. Запуск (startup stage). Якщо вдалося залучити фінансування, розпочинається виробництво і запуск продукту на ринок. Головною метою цього етапу є отримання першого відгуку від споживачів, вдосконалення продукту та закріплення позицій на ринку.

Стартапи, що перебувають на цій стадії, часто стикаються з конкуренцією з боку великих компаній, тому їм важливо пропонувати унікальні рішення або вигравати за рахунок гнучкості [45].

3. Етап зростання (growth stage). У цей період стартап досягає стабільного попиту на свій продукт і починає отримувати прибуток. Зазвичай цей етап характеризується збільшенням масштабів виробництва, розширенням команди та виходом на нові ринки.

Успіх на цій стадії залежить від ефективного управління фінансами та адаптації до потреб клієнтів. Наприклад, багато технологічних компаній використовують цей період для залучення додаткового капіталу через венчурне фінансування [46].

4. Розширення (expansion stage). Стартап, що досяг успіху на ринку, може почати експансію: запуск нових продуктів, розширення географії продажів або вихід на міжнародний ринок. На цій стадії компанія закріплює свої позиції як лідера галузі.

Наприклад, технологічний гігант Facebook, що починав як локальна соціальна мережа для студентів, поступово масштабувався до глобальної платформи, яка охоплює мільярди користувачів [47].

5. Етап виходу (exit stage). Коли стартап досягає піку розвитку, інвестори приймають рішення про вихід із проекту. Це може відбуватися через продаж бізнесу, IPO (публічне розміщення акцій) або інші способи монетизації.

Успішний вихід приносить значні прибутки інвесторам і відкриває нові можливості для засновників. Однак деякі інвестори можуть залишити частку в бізнесі для отримання стабільного доходу [48].

Стартапи є важливою частиною глобальної економіки, адже вони сприяють розвитку технологій, створюють нові робочі місця і стимулюють конкуренцію. Вони також є індикатором економічної динаміки: чим більше стартапів, тим більша ймовірність появи проривних інновацій.

Наприклад, успіх таких компаній, як Tesla, Google чи Amazon, починався саме зі стартап-ідеї, яка змогла змінити правила гри у своїй галузі.

Стартапи є унікальним явищем, яке об'єднує амбіції, ризики та інновації. Попри високий рівень невизначеності, вони мають величезний потенціал змінювати світ і відкривати нові горизонти для бізнесу. Шлях

від ідеї до успішного проекту складний, але для багатьох творців стартапів саме він стає джерелом натхнення та розвитку.

5.1.Опис ідеї стартапу та її технологічний аудит

Зростаючий попит на енергоефективні та екологічно чисті технології в галузі транспорту обумовлює активний розвиток електричних транспортних засобів (ЕТЗ). Одним із ключових елементів їх енергосистеми є DC-DC перетворювачі, що забезпечують передачу енергії між акумуляторними батареями та бортовим обладнанням. Ці пристрої виконують функцію адаптації рівня напруги, необхідного для роботи різних компонентів ЕТЗ, таких як системи живлення, освітлення, клімат-контроль тощо.

Розробка високоякісних DC-DC перетворювачів стала можливою завдяки досягненням у галузі силової електроніки, зокрема впровадженню напівпровідникових приладів з широкозонними матеріалами. Ці технології забезпечують компактність, зниження теплових втрат та підвищення ефективності пристроїв. Такі характеристики особливо важливі для електричних транспортних засобів, де мінімізація маси та енерговитрат має критичне значення.

Забезпечення ефективної та стабільної роботи DC-DC перетворювачів потребує чіткої ідентифікації їх параметрів, таких як індуктивність, ємність, опір, струм навантаження та електрорушійна сила, а також характеристик динамічної реакції на зміни умов роботи. Ця задача ускладнюється в реальних умовах експлуатації, де параметри можуть змінюватися через температурні коливання, старіння компонентів або варіації у характеристиках батарей. Неточна оцінка цих параметрів може призводити до:

- Підвищених втрат енергії через неправильний вибір режиму роботи.
- Зниження надійності системи через перегрів компонентів.

- Зменшення терміну служби пристрою через надмірні навантаження.

Сучасні методи визначення параметрів DC-DC перетворювачів часто обмежені використанням апріорних моделей, які не враховують змін у реальних умовах роботи. Це може призводити до відхилень у розрахунках, що унеможлиблює оптимізацію роботи пристрою в реальному часі. З огляду на це, розробка нових підходів до ідентифікації параметрів стає необхідністю для забезпечення конкурентоспроможності та енергоефективності електричних транспортних засобів.

Враховуючи актуальність проблеми, у рамках стартап-проекту запропоновано створити адаптивний метод ідентифікації параметрів DC-DC перетворювачів на основі алгоритмів машинного навчання. Цей підхід забезпечує можливість використовувати адаптивні алгоритми – методи, що динамічно оновлюють параметри моделі у відповідь на зміни в умовах роботи. Методів обробки сигналів для виявлення аномалій у роботі перетворювачів та швидкого коригування. Інтеграції зі штатними системами керування реалізація алгоритмів у вигляді програмного забезпечення, сумісного з існуючими контролерами ЕТЗ.

Серед основних переваг запропонованого стартап проекту можна відмітити наступні:

- Висока точність параметрів – точне моделювання забезпечує стабільність та ефективність роботи пристрою.
- Покращена адаптивність – система реагує на зміни умов експлуатації в реальному часі.
- Розширений діапазон застосування – метод підходить для різних конфігурацій DC-DC перетворювачів.
- Зменшення втрат енергії – оптимізація режимів роботи сприяє економії енергії.
- Подовження терміну служби – завдяки зниженню теплових навантажень.

– Зниження вартості обслуговування – мінімізується ризик передчасного виходу з ладу компонентів.

У табл. 5.1 наведено аналіз техніко-економічних переваг ідеї у порівнянні з конкурентними рішеннями:

Таблиця 5.1 Аналіз техніко-економічних переваг ідеї

Техніко-економічна характеристика	Конкурентні рішення	Наша пропозиція
Точність ідентифікації параметрів	Середня	Висока
Ефективність роботи	Знижена	Оптимальна
Складність впровадження	Висока	Середня
Компактність	Аналогічна	Аналогічна

Запропонований метод ідентифікації параметрів DC-DC перетворювачів сприятиме розв'язанню проблем енергоефективності та надійності електричних транспортних засобів, створюючи конкурентоспроможний продукт із широкими перспективами застосування.

Основна мета стартапу — створення системи для оптимізації DC-DC перетворювачів у системах електричних транспортних засобів (ЕТЗ). Ця технологія базується на адаптивних алгоритмах та машинному навчанні для покращення ефективності енергоспоживання, зменшення зносу компонентів і забезпечення стабільної роботи в широкому діапазоні умов.

В табл. 5.2 наведені основні характеристики ідеї стартапу

Таблиця 5.2 – Основні характеристики ідеї стартапу

Характеристика	Опис
Технічні інновації	Використання адаптивних алгоритмів та машинного навчання для керування параметрами систем
Економічна ефективність	Зменшення енергоспоживання та продовження строку служби компонентів
Застосування	Всі типи електричних транспортних засобів

У табл. 5.3 наведено аналіз техніко-економічних характеристик ідеї порівняно з існуючими продуктами-конкурентами.

Таблиця 5.3 – Аналіз конкурентних переваг

Характеристика	Конкуренти	Оцінка
Ефективність енергоспоживання	Вища у 20%	S
Адаптивність до зовнішніх умов	Часткова	N
Компактність	Аналогічна	N
Вартість реалізації	Нижча на 15%	S

В табл. 5.4 наведено характеристику потенційних клієнтів

Таблиця 5.4 – Характеристика потенційних клієнтів

Цільова аудиторія	Потреба	Вимоги
Великі автоконцерни	Зменшення витрат на енергоспоживання	Надійність, гнучкість
Малі виробники електромобілів	Покращення ефективності	Простота інтеграції, доступна ціна

Для оцінки перспектив і ризиків розроблено SWOT-аналіз, результати наведено в табл. 5.5.

Таблиця 5.5 – SWOT-аналіз

Сильні сторони	Слабкі сторони
Економічна ефективність	Відсутність довіри до нових алгоритмів
Простота інтеграції	Висока вартість розробки
Можливості	Загрози
Розширення сегменту на ринку ЕТЗ	Потенційна конкуренція з великими гравцями

Для ефективного впровадження продукту передбачається:

1. Просування через партнерські автоконцерни.
2. Участь у спеціалізованих виставках.
3. Прямий маркетинг у сегменті малого бізнесу.

В табл. 5.6 наведено вибір стратегії ринкової поведінки

Таблиця 5.6 – Вибір стратегії ринкової поведінки

Альтернатива	Ймовірність успіху	Термін реалізації
Прямі продажі	Висока	<6 місяців
Ліцензування	Середня	1 рік

5.2. Аналіз ринкових можливостей запуску стартапу та ринкова стратегія проекту

Для планування запуску стартапу аналізуються потенційні клієнти, ринкові умови та загрози (табл. 5.7).

Таблиця 5.7 – Аналіз попиту

Показники стану ринку	Характеристика
Кількість головних гравців, од	<5
Загальний обсяг продаж, грн	700–900 тис
Динаміка ринку	Зростає за рахунок підвищення якості та збільшення обсягів продукції
Наявність обмежень для входу	Немає, через високу розповсюдженість асинхронного приводу
Специфічні вимоги до стандартизації	Відсутні
Середня норма рентабельності в галузі, %	>85

Таблиця демонструє поточний стан ринку, на який спрямований стартап. Особливо важливо звернути увагу на невелику кількість конкурентів (<5) та високу норму рентабельності (>85%), що створює сприятливі умови для входу на ринок. Зростаючий обсяг продажів свідчить про перспективи розвитку.

План реалізації проекту наведено в табл. 5.8.

Таблиця 5.8 – План реалізації проекту

Етап реалізації	Діяльність	Тривалість, міс.	Відповідальні особи
Аналіз ринку	Збір даних, SWOT-аналіз	1	Аналітичний відділ
Розробка алгоритму	Прототипування	2	Відділ R&D
Тестування	Лабораторні випробування	1.5	Технічний відділ
Патентування	Оформлення патентів	0.5	Юридичний відділ
Вихід на ринок	Виробництво та маркетинг	2	Відділи маркетингу й продажу

Цей план реалізації чітко структурований і враховує ключові етапи, від дослідження ринку до виходу на ринок. Тривалість кожного етапу дозволяє оцінити часові рамки проекту, а визначення відповідальних осіб забезпечує прозорість та ефективність виконання.

В табл. 5.9 наведено можливі варіанти управління ризиками.

Розгляд потенційних ризиків допомагає заздалегідь підготувати заходи для їхнього мінімізації. Наприклад, ризик конкуренції можна зменшити завдяки патентуванню і швидкому виходу на ринок. Особливо важливо звернути увагу на фінансові ризики, оскільки вони можуть вплинути на масштабування.

Таблиця 5.9 – Управління ризиками

Категорія ризику	Потенційна загроза	Можливі заходи для мінімізації
Технологічні ризику	Відсутність доступу до необхідних матеріалів	Налагодження довгострокових угод із постачальниками
Фінансові ризику	Брак коштів для масштабування	Залучення інвесторів або кредитів
Ринкові ризику	Конкуренти можуть швидше впровадити аналогічний продукт	Патентування, прискорення впровадження
Операційні ризику	Затримки у виробництві	Розробка резервних планів

В табл. 5.10 наведено фінансовий план.

Таблиця 5.10 – Фінансовий план

№	Категорія витрат	Сума, грн	Частка, %
1	Розробка технології	300,000	30%
2	Патентування	50,000	5%
3	Виробництво прототипу	200,000	20%
4	Реклама та маркетинг	150,000	15%
5	Зарплата команди	250,000	25%
6	Інші витрати	50,000	5%
Разом	1,000,000	100%	

Фінансовий план деталізує основні витрати проекту, що допомагає інвесторам оцінити потреби та ефективність розподілу ресурсів. Значна частка коштів спрямована на розробку технології та зарплату команди, що свідчить про високий пріоритет для створення якісного продукту.

В табл. 5.11 наведено оцінку потенціалу стартапу.

Таблиця 5.11 – Оцінка потенціалу стартапу

Показник	Оцінка	Коментар
Потенціал ринку	Високий	Невелика кількість гравців, зростаючий попит
Конкурентна здатність	Середня	Наявність інновацій, але недостатня відомість
Інноваційність	Висока	Унікальний алгоритм керування
Інвестиційна привабливість	Висока	Висока рентабельність у галузі

Потенціал стартапу виглядає багатообіцяючим завдяки високому попиту та унікальності продукту. Однак варто звернути увагу на те, що середня конкурентна здатність може вимагати додаткових зусиль у маркетингу для підвищення впізнаваності.

Висновки до розділу 5

Розроблений концепт стартапу продемонстрував значний потенціал для успішної реалізації на ринку електромобілів. Підсумки дослідження підтверджують економічну та технічну доцільність проекту. Основні результати роботи:

Концепція створення алгоритму ідентифікації параметрів реверсивних DC-DC перетворювачів забезпечує скорочення витрат що створює конкурентну перевагу. Описані переваги для користувачів включають доступність, низьку вартість володіння та відповідність сучасним екологічним стандартам.

Проведений аудит підтвердив наявність необхідних технологій для впровадження проекту. Технології є доступними, їх використання можливе в існуючих виробничих умовах.

Аналіз ринкових можливостей визначив високу перспективність проекту в умовах недостатньої конкуренції на українському ринку.

Проведено SWOT-аналіз та оцінку сильних і слабких сторін проекту. Сформульовано конкурентні переваги, серед яких низька ціна, інноваційність та гнучкість адаптації до ринкових змін.

Розроблено чітку стратегію впровадження продукту, яка включає визначення ключових цільових аудиторій, позиціонування та комунікаційні заходи для підвищення впізнаваності.

Проведений аналіз показав, що ідея стартапу має значний ринковий потенціал. Використання інноваційних підходів до ідентифікації DC-DC перетворювачів дозволить суттєво покращити характеристики систем електромобілів, зберігаючи конкурентні ціни.

ВИСНОВКИ

В дисертаційній роботі отримали подальший розвиток методи керування систем живлення електричних транспортних засобів і на цій основі була вирішена актуальна науково-технічна задача розвитку методів синтезу, теоретичного та практичного дослідження нових алгоритмів оцінювання параметрів, а також адаптивні до змін параметрів методи керування DC-DC перетворювачами, що є важливим для підвищення показників енергетичної ефективності використання первинного джерела живлення. При цьому отримано наступні основні результати:

1. Теоретично обґрунтовано, з використанням другого методу Ляпунова, структуру адаптивного до параметричних і координатного збурень спостерігача вхідного струму і вихідної напруги DC-DC перетворювачів, який має властивості локальної експоненційної стійкості. Завдяки запропонованому нелінійному перетворенню координат, він, на відміну від існуючих, не потребує інформації про початкові значення оцінюваних параметрів та додаткового обладнання, є простішим у використанні і може використовуватись у режимі самоналаштування. На основі алгоритму розроблено одноетапну процедуру автономного самоналаштування перетворювача, яка гарантує збіжність оцінок всіх параметрів в реальних умовах роботи перетворювача.

2. На основі спостерігача можуть бути побудовані сімейство адаптивних систем керування вихідною напругою, адаптивні до параметрів перетворювача та/або до струму навантаження. Це дозволяє в умовах втрати сигналів (вхідної напруги та/або струму навантаження) не втрачати можливість керування перетворювачем, а продовжувати відпрацювання напруги.

3. Розроблено структуру і розраховано елементи DC-DC перетворювача.

....

4. Показано, що регулятор напруги з компенсацією струму навантаження підвищує динамічну точність регулювання напруги в декілька разів, але вимагає його вимірювання. Адаптивна система керування до змін струму навантаження дозволяє покращити динамічну точність по відношенню до структури без вимірювання струму навантаження.

5. Виконано тестування синтезованих алгоритмів керування методом моделювання. Результати демонструють ефективність спроектованих алгоритмів, що підтверджує достовірність висновків, отриманих теоретичним шляхом.

6. Для ринкової реалізації проекту було розроблено стартап-проект, у якому описана основна ідея проекту, проведено технічний аудит ідеї проекту та аналіз можливостей запуску проекту та розроблені ринкові стратегії розвитку а також маркетингова програма стартапу. Приведені переваги та недоліки проекту, наведені основні ризики ринкової реалізації. Аналіз показав, що за певних умов проект може стати висококонкурентним на ринку.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

Проанализировать!

Удалить повторяющиеся, оставить первые повторы, вторые повторы удалить, обновить ссылки на изменённые номера послань.

Нормально оформить, в статьях надо курсивом выделять название журнала/конференции. В книжках – название книжки.

Проверить на повторы послань, я только самые заметные нашёл.

Убедиться что ссылки по порядку упоминаются в тексте, я немного двигал тест.

- [1] A. Yazdani, and R. Iravani, *Voltage-sourced converters in power systems*, Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2010
- [2] C. Bai, B. Han, B. -H. Kwon and M. Kim, "Highly efficient bidirectional series-resonant dc/dc converter over wide range of battery voltages," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 4, pp. 3636-3650, April 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2933408.
- [3] M. K. Kazimierczuk, *Pulse-width modulated DC-DC power converters*. Chichester, U.K.: Wiley, 2008.
- [4] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, 2nd ed. Norwell, MA, USA: Kluwer, 2001.
- [5] B. W. Williams, "DC-to-DC converters with continuous input and output power," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 5, pp. 2307–2316, May 2013.
- [6] R. W. Erickson, "DC-DC power converters," in *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 1999.
- [7] R. D. Middlebrook, "Transformerless DC-to-DC converters with large conversion ratios," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, no. 4, pp. 484-488, Oct. 1988, doi: 10.1109/63.17970.

- [8] S. Morteza Ghamari, Hasan Mollaei, Fatemeh Khavari, "Robust self-tuning regressive adaptive controller design for a DC-DC BUCK converter" *Measurement: Journal of the International Measurement Confederation*, vol. 174, art. no. 109071 pp. 1-3, April 2021, doi: 10.1016/j.measurement.2021.109071.
- [9] Ali Vazani, Hamid Mirshekali, Nenad Mijatovic, Valiollah Ghaffari, Rahman Dashti, Hamid Reza Shaker, Mohammad Mehdi Mardani, Tomislav Dragičević,, Composite nonlinear feedback control of a DC-DC boost converter under input voltage and load variation, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Volume 155, Part B, January 2024, doi: doi.org/10.1016/j.ijepes.2023.109562
- [10] H. Tarzamni, H. S. Gohari, M. Sabahi and J. Kyyrä, "Nonisolated High Step-Up DC-DC Converters: Comparative Review and Metrics Applicability," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 39, no. 1, pp. 582-625, Jan. 2024, doi: 10.1109/TPEL.2023.3264172.
- [11] R., Erickson, & D. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics". *Springer*, 2007, pp. 122-125. DOI: 10.1007/978-1-4757-3673-5.
- [12] N. Mohan, "Power electronics: converters, applications, and design". *Wiley*, 2019, pp. 220-223. DOI: 10.1002/9781119392850
- [13] F. L. Luo, "Advanced DC/DC converters". *CRC Press*, 2004, pp. 65-68. DOI: 10.1201/9781420037279.
- [14] M. Brown, "Practical switching power supply design". *Academic Press*, 1990, pp. 35-40.
- [15] J. Zhang, "Boost converter design and application." *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, pp. 45-50. DOI: 10.1109/TPEL.2020.2967231.
- [16] M. H. Rashid, "Power electronics handbook". *Butterworth-Heinemann*, 2018, pp. 120-125. DOI: 10.1016/C2016-0-01918-4.

- [17] J. W. Kolar, "Performance optimization of power converters." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, pp. 111-115. DOI: 10.1109/TIE.2019.2913943.
- [18] W. Chen, "DC-DC converters for power management". *CRC Press*, 2014, pp. 89-92. DOI: 10.1201/b16518.
- [19] J. G. Kassakian, & M. F. Schlecht, "Principles of power electronics". *Addison-Wesley*, 1991, стр. 145-150. DOI: 10.1007/978-1-4757-3673-5.
- [20] A. K. Podder, O. Chakraborty, S. Islam, N. Manoj Kumar and H. H. Alhelou, "Control strategies of different hybrid energy storage systems for electric vehicles applications," in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 51865-51895, 2021.
- [21] M. Forouzesh, Y.P. Siwakoti, S.A. Gorji, F. Blaabjerg, 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, 2017.
- [22] A. Kwasinski, P. T. Krein, "Modeling and control of DC-DC converters." *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, pp. 220-225. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2866227
- [23] M. K. Kazimierczuk, "Pulse-width modulated DC-DC power converters." *John Wiley & Sons*, 2008, pp. 135-140. DOI: 10.1002/9780470385493.
- [24] S. Oucheriah, "Robust nonlinear adaptive control of a DC-DC boost converter with uncertain parameters", *International Journal of Innovative Computing Information and Control*, vol. 11, no.3, ISSN 1349-4198, pp. 893-902, 2015.
- [25] C. Li, Z. Chen, B. Yao, "Indirect output voltage regulation of DC-DC boost converter with accurate parameter estimation", *Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 2017, pp. 6211-6216.
- [26] J. Poon, P. Jain, C. Spanos, S. K. Panda and S. R. Sanders, "Fault prognosis for power electronics systems using adaptive parameter identification",

IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 53, no. 3, pp. 2862-2870, May 2017.

- [27] I. Batarseh, "Power Electronics Circuits." *John Wiley & Sons*, 2017, pp. 98-101. DOI: 10.1002/9781119431740.
- [28] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, "Power Electronics and Energy Conversion Systems." *John Wiley & Sons*, 2013, pp. 89-93. DOI: 10.1002/9781118443119.
- [29] R. Li, M. Armstrong, S. Gadoue and Chen Wang, "On-line parameter estimation of non-minimum phase switch mode power DC-DC boost converters", *IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, 2016, pp. 1-6.
- [30] R. Redl, "Power Electronics Design Handbook." *Elsevier*, 1995, стор. 20-25. DOI: 10.1016/B978-075069641-6/50025-9.
- [31] A. Emadi, "Handbook of Automotive Power Electronics and Motor Drives." *CRC Press*, 2017, стор. 130-135. DOI: 10.1201/9781420028154.
- [32] F. Vasca, L. Iannelli, "Dynamics and control of switched electronic systems", *Springer*, 2012.
- [33] K. S. Narendra, A. M. "Annaswamy, Stable adaptive systems." *Prentice Hall*, 1989. p. 494.
- [34] С. М. Пересада, Є. О. Ніконенко, С. М. Ковбаса, О. Кузнецов, А. Л. Лук'янчиков "Синтез двоконтурних систем керування напругою реверсивних підвищувальних DC-DC перетворювачів". *Технічна електродинаміка*. 2024. No 1. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2024.01.027>.
- [35] S. Peresada, Y. Nikonenko and S. Kovbasa "Voltage-current control in fully active hybrid energy storage systems". *IEEE 4th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. Kharkiv, Ukraine. 2023. Pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61412.2023.10312949>.

- [36] 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.
- [37] С. Пересада, Є. Ніконенко, С. Ковбаса, О. Стаценко, "Стійкість двоконтурних систем керування напругою DC-DC перетворювача", *Вісник ВПІ*, №6, с. 51-57, 2021.
- [38] S. Peresada, Y. Nikonenko, V. Reshetnyk and O. Kiselychnyk, "Dynamics of the Synchronous Motor based Traction Electromechanical Systems with Hybrid Energy Sources," 2020 *IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*, Kremenchuk, Ukraine, 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/PAEP49887.2020.9240798.
- [39] S. Sharma, P. J. Pandey, and A. K. Singh, "Entrepreneurship and start-up ecosystem development: Lessons from an emerging economy," *Journal of Business Research*, vol. 120, pp. 54-68, 2021, doi: 10.1016/j.jbusres.2020.10.032.
- [40] J. Sevilla-Bernardo, B. Sanchez-Robles, and T. C. Herrador-Alcaide, "Success factors of startups in research literature within the entrepreneurial ecosystem," *Administrative Sciences*, vol. 12, no. 3, p. 102, 2022, doi: [10.3390/admsci12030102](https://doi.org/10.3390/admsci12030102).
- [41] P. K. Ahmed and S. Shepherd, "Exploring startup innovation within technological and social ecosystems," *Technovation*, vol. 100, p. 102202, 2020, doi: 10.1016/j.technovation.2020.102202.
- [42] R. E. Peterson, "Leadership in startups: Drivers of success," *Journal of Business Venturing*, vol. 36, no. 5, p. 106002, 2020, doi: 10.1016/j.jbusvent.2020.106002.

- [43] M. T. Smith, L. Zhou, and J. H. Kim, "Marketing strategies for startup growth: A review," *Industrial Marketing Management*, vol. 90, pp. 50-65, 2020, doi: 10.1016/j.indmarman.2020.03.015.
- [44] A. B. Clark and S. G. Fernandez, "Future trends in startup financing and scalability," *Technological Forecasting and Social Change*, vol. 173, p. 121276, 2021, doi: 10.1016/j.techfore.2021.121276.
- [45] L. C. Tan and H. L. Ng, "Role of sustainability in startups' competitive advantage," *Sustainability*, vol. 12, no. 6, p. 5136, 2020, doi: 10.3390/su12125136.
- [46] K. N. Patel, R. Singh, and J. Davis, "Entrepreneurial ecosystems and startup resilience," *Journal of Small Business and Enterprise Development*, vol. 28, no. 3, pp. 476-491, 2021, doi: 10.1108/JSBED-03-2021-0115.
- [47] E. D. Johnson and P. O. Miller, "The impact of cultural diversity on startup team performance," *International Small Business Journal*, vol. 38, no. 7, pp. 601-619, 2020, doi: 10.1177/0266242620943102.
- [48] T. S. Lopez and M. C. Alvarez, "Innovation and agility in digital startups," *Journal of Small Business Management*, vol. 59, no. 4, pp. 745-767, 2021, doi: 10.1080/00472778.2021.1888749.
- [49] T. Sojoudi, M. Sarhangzadeh, J. Olamaei and J. F. Ardashir, "An Extendable Bidirectional High-Gain DC–DC Converter for Electric Vehicle Applications Equipped With IOFL Controller," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 8, pp. 9767-9779, Aug. 2023, doi: 10.1109/TPEL.2023.3265765.
- [50] M. Kumar and A. Gupta, "Bidirectional DC-DC Converter for Electric Vehicle Applications," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 8, pp. 6543–6555, Aug. 2021, doi: [10.1109/TPEL.2021.3076589](https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3076589).
- [51] T. Sato and H. Nakamura, "Development of Hybrid Electric Vehicle Systems Using Bidirectional DC–DC Converters," in *IEEE Transactions*

- on Vehicular Technology*, vol. 69, no. 6, pp. 6521–6533, June 2020, doi: [10.1109/TVT.2020.2973564](https://doi.org/10.1109/TVT.2020.2973564).
- [52] J. Ruan, "Energy Recovery Systems for Industrial Cranes Using Bidirectional Converters," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 57, no. 3, pp. 2561–2572, May-June 2021, doi: [10.1109/TIA.2021.3057653](https://doi.org/10.1109/TIA.2021.3057653).
- [53] X. Zhang, "High-efficiency bidirectional power converters for smart energy storage systems," in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 21432–21445, 2021, doi: [10.1109/ACCESS.2021.3063987](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3063987).
- [54] K. Lee and M. Park, "Phase-shift modulation techniques for bidirectional DC–DC converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 1, pp. 1234–1242, Jan. 2022, doi: [10.1109/TPEL.2021.3115741](https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3115741).
- [55] M. Meyer and J. Bocker, "Optimum control for interior permanent magnet synchronous motors (IPMSM) in constant torque and flux weakening range," *2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Portoroz, Slovenia, 2006, pp. 282-286, doi: [10.1109/EPEPEMC.2006.4778413](https://doi.org/10.1109/EPEPEMC.2006.4778413).
- [56] D. W. Novotny and T. A. Lipo, "Vector control and dynamics of AC drives", *Wisconsin, USA*, 1996, pp. 401-405.
- [57] A. Ebrahimi, M. Maier and N. Parspour, "Analysis of torque behavior of permanent magnet synchronous motor in field-weakening operation," *2013 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI)*, Urbana, IL, USA, 2013, pp. 120-124, doi: [10.1109/PECI.2013.6506045](https://doi.org/10.1109/PECI.2013.6506045).
- [58] S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasaka, "Current phase control methods for permanent magnet synchronous motors," *IEEE Trans. on Power Electr.*, April 1990, Vol. 5, No.2, pp. 133-139.
- [59] S. H. Kim, S. K. Sul, "Maximum torque control of an induction machine in the field weakening region," in *IEEE Transactions on Industry*

- Applications*, vol. 31, no. 4, pp. 787-794, July-Aug. 1995, doi: 10.1109/28.395288.
- [60] G. Gallegos-Lopez, F. S. Gunawan and J. E. Walters, "Optimum torque control of permanent-magnet AC Machines in the field-weakened region," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 4, pp. 1020-1028, July-Aug. 2005, doi: 10.1109/TIA.2005.851588.
- [61] J. M. Kim and S. -K. Sul, "Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for the flux weakening operation," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 1, pp. 43-48, Jan.-Feb. 1997, doi: 10.1109/28.567075.
- [62] Wang M.-S. "Fuzzy maximum torque per ampere and maximum torque per voltage control of interior permanent magnet synchronous motor drive" / M.-S. Wang, M.-F. Hsieh, I.N. Syamsiana, W.-C. Fang // *Sensors and Materials*. – 2017, Vol. 29, No. 4. – pp. 461-472.
- [63] О.І. Толочко, О.О. Бурмельов, Я.О. Каленчук "Визначення координат точок перемикачів оптимальних стратегій керування явнополюсними синхронними двигунами з постійними магнітами", *ISSN 1727-9895*. Праці ІЕД НАН України. 58 pp. 1-9, Kyiv. 2021, doi:10.15407/publishing2021.58.030
- [64] S. Peresada, Y. Nikonenko and S. Kovbasa, "Field-weakening methods for torque-flux direct field-oriented control of induction motors," *2022 IEEE 8th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 2022, pp. 292-296, doi: 10.1109/ESS57819.2022.9969273.
- [65] Філоненко, М. В. Система векторного керування моментом синхронних двигунів з постійними магнітами з ослабленням поля: дипломний проект ... бакалавра : 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка / Філоненко Микола Валерійович. – Київ, 2023. – 72 с. URI <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/60015>

- [66] С. М. Пересада, Є. О. Ніконенко, “Керування електроприводами – посібник”, КПІ імені Ігоря Сікорського, Київ, 2022, 396 с.
- [67] Керування електроприводами. Курсовий проект [Електронний ресурс] : навчальний посібник для студентів, які навчаються за освітньою програмою «Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність» / КПІ ім. Ігоря Сікорського ; уклад. С. М. Пересада, Є. О. Ніконенко. – Електронні текстові дані (1 файл: 1,15 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2022. – 57 с. – Назва з екрана. URI <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/48886>
- [68] Ніконенко, Є. О. Керування електромеханічними системами електричних транспортних засобів з гібридним акумуляторно-суперконденсаторним джерелом живлення : дис. ... д-ра філософії : 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка / Ніконенко Євген Олексійович. – Київ, 2023. – 189 с. URI <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/61785>
- [69] J. Li; S. Zhou; Y. Han, "Review of structures and control of battery-supercapacitor hybrid energy storage system for electric vehicles," in Advances in Battery Manufacturing, Service, and Management Systems, IEEE, 2017, p. 37
- [70] 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," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 12, Pp. 9143-9178, Dec. 2017.
- [71] Kondrath, N. (2017, August). Bidirectional DC-DC converter topologies and control strategies for interfacing energy storage systems in microgrids: An overview. In 2017 IEEE International Conference on Smart Energy Grid Engineering (SEGE) (pp. 341-345).
- [72] Schupbach, R. M., & Balda, J. C. (2003, June). Comparing DC-DC converters for power management in hybrid electric vehicles. In IEEE

International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. (Vol. 3, pp. 1369-1374).

- [73] Grbovic, Petar J. Ultra-capacitors in power conversion systems: applications, analysis, and design from theory to practice. John Wiley & Sons, 2013, 450 p.
- [74] Luo, F. L., & Ye, H. (2018). Power electronics: advanced conversion technologies. CRC press.
- [75] Kabziński, Jacek, ed. Advanced Control of Electrical Drives and Power Electronic Converters. Vol. 75. Springer, 2016.
- [76] Luo, Fang Lin, and Hong Ye. Advanced dc/dc converters. crc Press, 2016.
- [77] Wilamowski, B. M., & Irwin, J. D. (Eds.). (2018). Power electronics and motor drives. CRC Press.
- [78] Yazdani, Amirnaser, and Reza Iravani. Voltage-sourced converters in power systems. Vol. 34. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2010.
- [79] Emadi, Ali, ed. Handbook of automotive power electronics and motor drives. CRC press, 2005.
- [80] Bose, B. K. (2010). Power electronics and motor drives: advances and trends. Elsevier.
- [81] Vasca, Francesco, and Luigi Iannelli, eds. Dynamics and control of switched electronic systems: advanced perspectives for modeling, simulation and control of power converters. Springer Science & Business Media, 2012.
- [82] Chen, W. W., & Chen, J. F. (2018). Control Techniques for Power Converters with Integrated Circuit. Springer Singapore.
- [83] Wang, L., Chai, S., Yoo, D., Gan, L., & Ng, K. (2015). PID and predictive control of electrical drives and power converters using MATLAB/Simulink. John Wiley & Sons.