

Хмельницький національний університет
Факультет інформаційних технологій
Кафедра автоматизації, комп'ютерно-інтегрованих технологій та робототехніки

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

Бакалавр

Освітній рівень

Оптимізація системи перетворення струму

з подвійним активним мостом

Назва теми

КвРТР.2021003.01.03 ПЗ

Галузь знань 17 «Електроніка та телекомунікації»

Шифр і назва

Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Шифр і назва

Освітня програма «Телекомунікації та інформаційно-комунікаційні технології»

Назва

Виконав:

студент III курсу, група ТР1с-21-1


Підпис

Ілля ІГНАТЕНКО

Ім'я, ПРІЗВИЩЕ


Керівник:


Підпис, дата

Андрій СЕЛЬСЬКИЙ

Ім'я, ПРІЗВИЩЕ

Нормоконтролер:


Підпис, дата

Людмила КОРЕЦЬКА

Ім'я, ПРІЗВИЩЕ

До захисту допускаю:

Зав. кафедри автоматизації та
комп'ютерно-інтегрованих
технологій та робототехніки:


Підпис

Валерій МАРТИНЮК

Ім'я, ПРІЗВИЩЕ


« 18 » червня 2024р.

Хмельницький, 2024

Факультет інформаційних технологій
Кафедра автоматизації комп'ютерно-інтегрованих технологій та
робототехніки
Освітній рівень: бакалавр
Галузь знань: 17 Електроніка та телекомунікації
Спеціальність: 172 Телекомунікації та радіотехніка
Освітня програма: Телекомунікації та інформаційно-комунікаційні технології

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри АКИТтаР

 Валерій МАРТИНЮК

« 10 » січня 2024 р

ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

ІГНАТЕНКУ Іллі Олеговичу

Прізвище, ім'я по батькові здобувача

1 Тема роботи: Оптимізація системи перетворення струму з подвійним
активним мостом

Керівник роботи: Сельський Андрій Анатолійович, к.ф.м.н., доцент

Затверджено наказом по університету від «15» лютого 2024р. №8

2 Строк подання здобувачем роботи на кафедру 01 червня 2024 року


3 Вихідні дані до роботи: схема технологічного процесу, технічне завдання


4 Зміст пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити):

огляд однофазних підвищувальних перетворювачів змінного та постійного
струму; основи корекції коефіцієнта потужності; математичні моделі та
технології для оптимізації перетворювачів у системах електроживлення;
динаміка перетворювача АС-DC з використанням подвійного активного моста.





5 Перелік графічного матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслень):

1. Перетворювач з подвійним активним мостом. 2. Система АС-DC з подвійним
активним мостом. 3. Схема керування запропонованого контролера.

Завдання отримав 

Керівник 

6. Консультанти розділів кваліфікаційної роботи

Розділ	Прізвища, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		Завдання видав	Завдання прийняв
Нормоконтроль	КОРЕЦЬКА Людмила к.т.н., доцент		
Антиплагіат	ФЕДУЛА Микола к.т.н., доцент		

7. Дата видачі завдання 10 січня 2024 року


КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ п/п	Найменування виду роботи	Форма звітності, термін виконання	Відмітка наукового керівника
1.	Розробка завдання на кваліфікаційну роботу	10.01.2024р.	виконано
2.	Складання індивідуального плану на кваліфікаційну роботу	15.01.2024р.	виконано
3.	Написання першого (теоретичного) розділу	10.02.2024р.	виконано
4.	Написання другого розділу	26.03.2024р.	виконано
5.	Написання третього розділу	15.04.2024р.	виконано
6.	Написання четвертого розділу	30.04.2024р.	виконано
7.	Написання вступу і загальних висновків та пропозицій до кваліфікаційної роботи	10.05.2024р.	виконано
8.	Оформлення кваліфікаційної роботи	15.05.2024р.	виконано
9.	Рецензування кваліфікаційної роботи	20.05.2024р.	виконано
10.	Презентаційні матеріали за результатами виконання кваліфікаційної роботи	28.05.2024р.	виконано

Студент

Науковий керівник


(підпис, дата)


(підпис, дата)

Ілля ІГНАТЕНКО

Андрій СЕЛЬСЬКИЙ

АНОТАЦІЯ

Тема кваліфікаційної роботи: «Оптимізація системи перетворення струму з подвійним активним мостом».

Автор роботи: Ігнатенко Ілля Олегович.

Керівник роботи: Сельський Андрій Анатолійович, к.ф.м.н., доцент

Пояснювальна записка: 68 сторінок, 39 рисунків, 1 таблиця, 40 джерел.

Графічна частина: технічне креслення.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: ПЕРЕТВОРЮВАЧ, ЗМІННИЙ СТРУМ, ПОСТІЙНИЙ СТРУМ, КОРЕКЦІЯ, КОЕФІЦІЄНТ ПОТУЖНОСТІ, ЕФЕКТИВНІСТЬ, ВИПРЯМЛЯЧ, ПОДВІЙНИЙ АКТИВНИЙ МІСТ, ОДНОФАЗНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ АС/ДС.

Об'єктом дослідження є перетворювач змінного струму в постійний, що складається з повного мостового діодного випрямляча та перетворювача з подвійним активним мостом.

Мета кваліфікаційної роботи полягає в дослідженні та розробці перетворювача, що забезпечить високий коефіцієнт потужності та низьке загальне гармонічне спотворення вхідного струму.

У цій кваліфікаційній роботі представлено перетворювач змінного струму в постійний, що складається з повного мостового діодного випрямляча та перетворювача з подвійним активним мостом, щоб забезпечити ці характеристики. Використана модуляція змушує перетворювач працювати як резистивне навантаження, підтримуючи етапу вихідну напругу і одночасно досягаючи високого коефіцієнта потужності та низького загального гармонічного спотворення вхідного струму. Робота перетворювача є простою, оскільки потрібні лише два датчики напруги, і не використовується внутрішня петля струму.

01.06.2024 р.



ЗМІСТ

	С.
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ	4
ВСТУП.....	5
1 ОГЛЯД ОДНОФАЗНИХ ПІДВИЩУВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЗМІННОГО ТА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	8
1.1 Топології мостового підвищувального перетворювача.....	11
1.2 Напівмостові топології підвищувального перетворювача.....	21
1.3 Класифікація безмостових підвищувальних перетворювачів	28
1.4 Висновок до першого розділу	32
2 ОСНОВИ КОРЕКЦІЇ КОЕФІЦІЄНТА ПОТУЖНОСТІ	33
2.1 Стандарти ефективності та корекція коефіцієнта потужності	33
2.2 Корекція коефіцієнта потужності	37
2.3 Режим критичної провідності.....	40
2.4 Висновок до другого розділу.....	43
3 МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ ТА ТЕХНОЛОГІЇ ДЛЯ ОПТИМІЗАЦІЇ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ У СИСТЕМАХ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ.....	45
3.1 Огляд перетворювача з подвійним активним мостом	46
3.2 Технологічні властивості перетворювача з подвійним активним мостом для отримання резистивного навантаження	48
3.3 Висновок до третього розділу	54
4 ДИНАМІКА ПЕРЕТВОРЮВАЧА АС-ДС З ВИКОРИСТАННЯМ ПОДВІЙНОГО АКТИВНОГО МОСТА.....	55
4.1 Резистивна поведінка	55
4.2 Проектування пасивних елементів	58
4.3 Динамічне моделювання та контролер.....	62
4.4 Висновок до четвертого розділу	68

КвРТР.2021003.01.03 ПЗ

№	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		Лист.	Арк.	Аркушів
		Ігнатенко І.О.		18.06.24	Оптимізація системи перетворення струму з подвійним активним мостом.		2	72
		Сельський А.А.		18.06.24				
		Коренька Л.О.		18.06.24	Пояснювальна записка	ХНУ, гр. ТР1с-21-1		
		Мартинюк В.В.		18.06.24				

ВИСНОВКИ.....	67
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ.....	68
ДОДАТОК А Перетворювач з подвійним активним мостом	71
ДОДАТОК Б Система АС-DC з подвійним активним мостом.....	72
ДОДАТОК В Схема керування запропонованого контролера.....	73

					КВРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
						3
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АС	– Змінний струм (Alternating Current)
DAВ	– Перетворювач з подвійним активним мостом (Dual Active Bridge Converter)
DC	– Постійний струм (Direct Current)
EMC	– Електромагнітна сумісність (Electromagnetic Compatibility)
PFC	– Корекція коефіцієнта потужності (Power Factor Correction)
THD	– Повне гармонійне спотворення (Total Harmonic Distortion)
БПП	– Безмостовий підвищувальний перетворювач
ЕМП	– Електромагнітні перешкоди
ККД	– Коефіцієнт корисної дії
КПП	– Контрольоване підвищення потужності
НПП	– Напівмостовий підвищувальний перетворювач

					КВРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		4

ВСТУП

В останні десятиліття спостерігається значний розвиток технологій у сфері електроенергетики. Зокрема, однофазні перетворювачі змінного/постійного струму з корекцією коефіцієнта потужності (PFC) стали необхідними компонентами багатьох електронних пристроїв, від джерел живлення для електроніки до промислових систем керування. Ці перетворювачі забезпечують підвищення ефективності, покращення якості енергії та зниження споживання електроенергії.

Однак, не зважаючи на швидкий розвиток технологій, деякі аспекти їхньої роботи залишаються недостатньо вивченими або піддаються подальшому вдосконаленню. Основною проблемою, яку ставить перед собою дана кваліфікаційна робота, є систематичне огляд і дослідження однофазних перетворювачів змінного/постійного струму з PFC. Особлива увага буде приділена технічним характеристикам, принципам роботи та порівняльному аналізу різних типів перетворювачів.

Завдання, які необхідно вирішити в ході дослідження, включають систематизацію та класифікацію перетворювачів за їхніми конструктивними особливостями, аналіз переваг і недоліків різних типів перетворювачів, а також визначення їхньої ефективності та впливу на якість електроенергії. Також важливим є вивчення можливостей оптимізації та покращення перетворювачів з PFC з метою подальшого їхнього вдосконалення та впровадження в практику.

Сучасний стан розвитку однофазних перетворювачів змінного/постійного струму з корекцією коефіцієнта потужності визначається значними досягненнями в області електроенергетики та силової електроніки. Впровадження таких перетворювачів в електроніку, промисловість та інші сфери

					КвРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
						5
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

дозволило підвищити ефективність використання електроенергії, знизити витрати та покращити якість енергопостачання.

Сучасні однофазні перетворювачі з PFC мають високий рівень функціональності та надійності, що дозволяє їм успішно використовуватися в різних пристроях та системах. Технології управління та модуляції стали більш складними та ефективними, що дозволяє досягати оптимальних характеристик у великому спектрі застосувань.

Проте, існують певні аспекти, які потребують подальшого вдосконалення. Наприклад, доцільно пошукати способи зниження вартості виробництва та підвищення ефективності енергозберігаючих систем на основі таких перетворювачів. Також важливо продовжувати дослідження у напрямку покращення параметрів електромагнітної сумісності та забезпечення стабільності роботи перетворювачів у різних умовах експлуатації.

Актуальність теми однофазних перетворювачів змінного/постійного струму з корекцією коефіцієнта потужності визначається сучасними вимогами до енергоефективності, сталого розвитку та якості електропостачання.

Перетворювачі з PFC є важливим компонентом в електронних пристроях та системах, таких як комп'ютери, побутова техніка, промислові установки та електромобілі. Їхнє використання дозволяє підвищувати ефективність енергозберігаючих систем, знижувати витрати на електроенергію та мінімізувати негативний вплив на довкілля.

З урахуванням стрімкого розвитку технологій та постійних змін у сфері енергетики, дослідження та вдосконалення однофазних перетворювачів з PFC залишається актуальним завданням. Нові методи управління, підвищення ефективності та надійності, а також впровадження інноваційних рішень допоможуть відповісти на виклики енергетичного ринку та забезпечити стале й ефективне функціонування сучасних електротехнічних систем.

					КвРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
						6
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Об'єктом дослідження є перетворювач змінного струму в постійний, що складається з повного мостового діодного випрямляча та перетворювача з подвійним активним мостом.

Мета кваліфікаційної роботи полягає в дослідженні, розробці перетворювача змінного струму в постійний з використанням повного мостового діодного випрямляча та перетворювача з подвійним активним мостом.

Досягнення поставленої мети здійснюється шляхом проведення комплексного аналізу та досліджень у сфері однофазних перетворювачів змінного/постійного струму з корекцією коефіцієнта потужності.

Отже, хоча сучасні однофазні перетворювачі з PFC мають великий потенціал та широке застосування, вони все ще можуть бути покращені з точки зору ефективності, надійності та вартості виробництва.

					КВРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
						7
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

1 ОГЛЯД ОДНОФАЗНИХ ПІДВИЩУВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЗМІННОГО ТА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Звичайні діодні випрямлячі, які використовуються для перетворення змінного струму в постійний, можуть призводити до ряду проблем, таких як електромагнітні перешкоди (ЕМІ), низька енергоефективність та обмежена пропускна здатність мережі електроживлення. Для подолання цих проблем в силових системах все більш широко використовуються перетворювачі з контрольованим підвищенням потужності (СВР) замість звичайних діодних випрямлячів.

Перетворювачі з контрольованим підвищенням потужності використовують технологію корекції коефіцієнта потужності (PFC), яка дозволяє керувати струмом змінного струму з мережі так, щоб він відповідав фазі напруги мережі, забезпечуючи синусоїдальну форму струму. Водночас, вони також регулюють постійну напругу на своєму виході. Ці перетворювачі діють як резистивне навантаження для електричної мережі, що допомагає покращити якість електроенергії, загальну ефективність та відповідати гармонійному регулюванню.

Одним з ключових переваг перетворювачів з контрольованим підвищенням потужності є можливість уникнути використання фільтрів активної потужності між мережею електроживлення та навантаженнями, що забезпечує більш економічне та ефективне рішення у багатьох застосуваннях. Впровадження перетворювачів з контрольованим підвищенням потужності сприяє кращому використанню електричних мереж, зменшуючи втрати енергії в лініях передачі та розподілу, а також покращуючи якість електроенергії шляхом зменшення реактивної та гармонійної складових потоку потужності. В результаті, виробники, дистриб'ютори та користувачі активно цікавляться покращенням якості електроенергії за допомогою перетворювачів з контрольованим підвищенням потужності, оскільки це сприяє зменшенню

					КвРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
						8
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

електромагнітних перешкод, THD та поліпшенню загальної продуктивності систем.

Введення перетворювачів з контрольованим підвищенням потужності є предметом активного дослідження, зосередженого на стратегіях керування та розробці нових топологій. Хоча багато робіт у цій галузі вже проведено [1], досі не існує організованого документу, який би систематизував переваги та недоліки топологій перетворювачів з контрольованим підвищенням потужності та їх стратегій керування. Цей огляд пропонує структуровану інформацію, корисну на кожному етапі відбору, проектування та впровадження перетворювачів СВР.

Щодо їхнього застосування, перетворювачі з контрольованим підвищенням потужності широко використовуються в сучасних постачальниках електроенергії для комп'ютерів, центрів обробки даних, серверів, телекомунікаційного обладнання та зарядних пристроїв для електромобілів. Їх висока ефективність, велика щільність потужності, низький рівень гармонійних спотворень і високий коефіцієнт потужності є факторами, що стимулюють інновації та розвиток цієї технології [2]. Зазначені атрибути в значній мірі залежать від реалізованої топології схеми. На основі цього функціоналу конвертери з контрольованим підвищенням потужності можна класифікувати на: мостовий підвищувальний перетворювач (BBC), напівмостовий підвищувальний перетворювач (SBBC) і безмостовий підвищувальний перетворювач (BLBC), які детально описані в науковій літературі.

Останнім часом топології BBC знаходять застосування для живлення навантажень постійного струму через їхню простоту. Ці топології дозволяють досягти низьких рівнів THD і високого коефіцієнта потужності. Проте при застосуванні в додатках середньої та високої потужності вони виявляють такі недоліки:

1. Топологія BBC вимагає щонайменше трьох напівпровідникових пристроїв на шляху струму від джерела до навантаження, що призводить до збільшення провідності.

					КвРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
						9
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

2. Частота перемикання повинна бути більше 30 кГц, щоб зменшити ТНД.

3. Котушка індуктивності розташована на стороні постійного струму, що потребує проектування для уникнення насичення її сердечника.

Топологія ВВС у своїй традиційній формі рекомендована лише для додатків до 1 кВт. Великий втрати у випрямлячі ВВС становлять до 30-60% від загальних втрат. У деяких дослідженнях намагалися вирішити ці недоліки:

- запропоновано структуру керування роботою перетворювачів ВВС при змінній частоті комутації для зменшення втрат при перемиканні та зниження ТНД;

- електромагнітні перешкоди, створені роботою ВВС, пом'якшено за допомогою фільтра, що є ефективним для малопотужних перетворювачів;

- для роботи ВВС потрібен контролер із замкнутим контуром зі ступенем фільтрації потужності для одночасного забезпечення ЕМІ та зниження ТНД.

Топологія SBBC призначена для зменшення втрат провідності, в основному за рахунок меншої кількості напівпровідникових пристроїв на шляху струму від джерела до навантаження порівняно з топологією ВВС. Однак цей перетворювач виявляє значну кількість синфазного шуму у вхідному струмі, що потребує використання додаткових компонентів, що збільшує складність схеми. Проблема плаваючої землі на виході викликає загальний режим роботи, що пульсує відповідно до частоти перемикання. Крім того, для цієї топології потрібний додатковий індуктор, що збільшує вагу, розмір і вартість перетворювача потужності. Проте проблеми з електромагнітними перешкодами в загальній точці зв'язку можна зменшити за допомогою додавання діодів, конденсаторів, індукторів, а також відповідного розташування симетричних перемикачів для фазових і нейтральних ліній.

Топологія BLBC відрізняється асиметричним розташуванням елементів у гілках перетворювача, що сприяє пом'якшенню струмів зворотного відновлення від діодів. Вона не має проблем із синфазними перешкодами, оскільки вихідна

					КвРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		10

напруга фіксується на вході діодами під час кожного циклу напівліній. Крім того, ця топологія має потенціал для двонаправленого перетворення потужності. Проте асиметрія, притаманна цій топології, збільшує складність контролера та вимагає ізоляції в кожному драйвері гілок

Для перетворювачів СВР важливі характеристики, такі як ефективність, кількість компонентів, коефіцієнт потужності, THDi, максимальна робоча потужність і багато інших, сильно залежать від обраної топології схеми. У останні роки дослідники активно досліджували та розробляли різноманітні топології СВР, що привернули значну увагу наукового співтовариства. Деякі бібліографічні огляди, які акумулювали інформацію про топології ВВС, SBBC і BLBC, були опубліковані недавно. Проте ці огляди не враховували аналізу перетворювачів із чергуванням та не містили аналізу електромагнітної сумісності та коефіцієнта потужності. Додатково, деякі з цих оглядів були опубліковані кілька років тому, і вони не враховують останніх досягнень у галузі. У даному розділі представлено різні топології СВР та їх модифікації, які були описані за останні п'ятнадцять років. Крім того, виявилось, що перетворювачі СВР можуть мати різні назви в літературі, але за їхньою топологічною структурою ми класифікували їх на ВВС, SBBC і BLBC.

1.1 Топології мостового підвищувального перетворювача

Топології ВВС в основному складаються з повного випрямного моста. Однак усі розглянуті в цьому розділі топології ВВС потребують використання лінійного фільтра електромагнітних перешкод між джерелом живлення та мостом. Це необхідно для того, щоб забезпечити відповідність міжнародним стандартам щодо рівня гармонійних спотворень, який має бути менше 6%, незалежно від системи контролю, що використовується. Проте розмір фільтра

					КвРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		11

ЕМІ залежить від кількості перемикачів, стратегії керування, рівня напруги, рівня потужності та шляхів обробки струмів перетворювача.

На рисунку 1.1 представлена традиційна топологія мостового підвищувального перетворювача, де (v_{ac}) є джерелом живлення або електричною мережею. Випрямлення здійснюється за допомогою діодного моста (D_1 , D_2 , D_3 і D_4). Котушка індуктивності (L) і конденсатор (C) взаємодіють між собою, передаючи енергію, тоді як діод (D) запобігає зворотнім струмам. Резистор (R) виступає як навантаження, яке живиться через регульовану напругу від шини постійного струму. Структура керування зазвичай реалізується за допомогою каскадної структури PI для регулювання напруги на шині постійного струму і для виконання корекції коефіцієнта потужності.

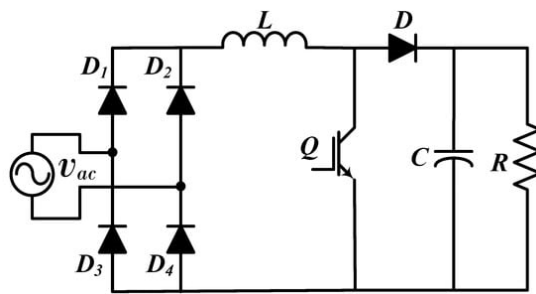


Рисунок 1.1 – Стандартна топологія мостового підвищувального перетворювача з вбудованою корекцією коефіцієнта потужності

Стандартна конфігурація мостового підвищувального перетворювача є найбільш поширеною топологією, яка застосовується в системах низької напруги та потужності завдяки своїй простоті та ефективності. Проте, коли мова йде про перетворювачі середньої та високої напруги, втрати потужності важливо враховувати під час проектування, щоб мати більш точне уявлення про ефективність та переваги системи.

У дослідженнях, проведених авторами [3], наголошується на важливості використання методів м'якої комутації для мостових підвищувальних

перетворювачів у силових застосуваннях з середньою та високою напругою. У [3] було представлено огляд методів м'якої комутації, що використовують демпферні схеми для зниження втрат при комутації потужності в мостовому підвищувальному перетворювачі. Дослідження включає аналіз чотирьох ключових аспектів:

- 1) застосування для різних діапазонів напруги;
- 2) вплив режимів переривчастої провідності (DCM) і безперервної провідності (CCM);
- 3) порівняння методів м'якої комутації, таких як комутація з нульовою напругою, перехід з нульової напруги і комутація з нульовим струмом;
- 4) порівняння технологій комутації MOSFET і IGBT.

Слід відзначити, що існують технології комутації, які мають кращі характеристики продуктивності, ніж звичайні IGBT і MOSFET. До них відносяться перемикачі з нітриду галію (GaN) і MOSFET з карбїду кремнію (SiC). Застосування технологій GaN і SiC рекомендується для частот від 100 кГц до 200 кГц, оскільки вони демонструють кращу ефективність порівняно зі звичайними IGBT і MOSFET. Більш детальна інформація про ці технології доступна в [4]. Резонансна топологія мостового підвищувального перетворювача, що працює за принципом комутації з нульовою напругою та комутації з нульовим струмом, може бути реалізована за допомогою додаткового LC-кола, який додається до звичайної топології мостового підсилувального перетворювача. Додатковий перемикач в цій резонансній LC-топології використовується для введення котушки індуктивності в схему перетворювача, забезпечуючи додатковий шлях з нульовим опором, де значення струму і напруги майже не змінюються.

Перетворювач ВВС безпосередньо підключений до джерела змінного струму, що призводить до виникнення гармонік та шуму через діоди та потужні перемикачі; тому для нього необхідний фільтр електромагнітних перешкод. У

					КвРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		13

роботі [5] автори пропонують структуру електромагнітного фільтра для середньої потужності ВВС, де експериментальні результати показали зменшення загального та диференційного шумів при високій частоті перемикання. Застосування класичного лінійного PID-контролю для фільтра ЕМП може допомогти знизити значення $THDi$ до нормативних рівнів; однак, обмеження використання PID-регулятора (його повільна реакція та складність налаштування) може знизити ефективність контролю, що призведе до збільшення $THDi$ та погіршення динаміки системи, особливо коли перетворювач працює за межами зазначеного діапазону. Для розв'язання цієї проблеми можна застосовувати нелінійні контролери або гібридні методи керування, які поєднують переваги PID-регулятора з іншими методами керування [6]. Наприклад, у роботі [6] пропонується метод модуляції для ВВС, який забезпечує високий рівень ефективності та низький рівень $THDi$ в широкому діапазоні вхідної напруги та навантаження.

Стандартна конфігурація мостового підвищувального перетворювача (ВВС) може бути піддана модифікації, як це було запропоновано в дослідженні [7]. На рисунку 1.2 зображено модифіковану версію ВВС з режимом псевдобезперервної провідності, де діод D_5 і транзистор Q_1 додані паралельно з котушкою індуктивності L . Ця зміна призводить до поліпшення динаміки перехідних процесів та зменшення напруги на котушці індуктивності через обіг струму. Однак, додавання двох додаткових напівпровідникових пристроїв створює дві основні проблеми: по-перше, збільшення втрат через введення додаткових елементів, і по-друге, потребу в складній стратегії керування для ефективного управління транзистором Q_1 . Ця модифікація перетворювача сприяє зниженню пульсацій в режимах DCM і CCM, що є корисним для застосувань з низькою потужністю.

Ще одна модифікація цієї топології була представлена у роботі [8], де між джерелом живлення та випрямним мостом було додано два конденсатори та

					КвРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		14

катушки індуктивності. Цей варіант перетворювача характеризується низьким рівнем $THDi$ і високою ефективністю завдяки застосуванню каскадного PID-регулювання для роботи з низькою напругою та потужністю. Проте додаткові компоненти підвищують вартість реалізації цієї схеми.

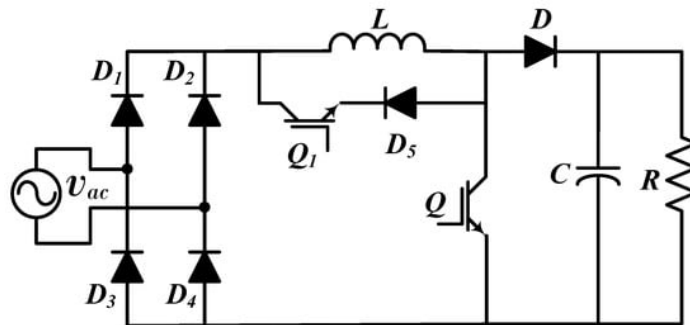


Рисунок 1.2 – Традиційна топологія корекції коефіцієнта потужності з псевдонеперервною провідністю

Узагальнюючи, традиційна топологія мостового підвищувального перетворювача ВВС вимагає додаткового фільтрувального обладнання для зниження електромагнітних перешкод, разом із надійною стратегією керування. Це необхідно для забезпечення стабільної роботи в застосунках з низькою та середньою потужністю. З іншого боку, у порівнянні з ВВС, напівмостовий підвищувальний перетворювач SBBC рекомендується для застосувань з середньою та високою потужністю через їх менший рівень електромагнітних перешкод.

У підсумку, можна зазначити, що для мостового підвищувального перетворювача звичайної топології необхідно використовувати додаткове фільтруюче обладнання для зменшення електромагнітних перешкод, на додачу до надійної стратегії керування. Це необхідно для забезпечення коректної роботи в застосунках з низькою та середньою потужністю. З іншого боку, напівбезмостовий підвищувальний перетворювач звичайної топології

рекомендується використовувати замість мостового підвищувального перетворювача в застосунках з середньою та великою потужністю через менше вироблення електромагнітних перешкод.

Мостовий підвищувальний перетворювач з чергуванням включає кілька підвищувальних перетворювачів, які з'єднані між випрямним мостом та конденсатором ланцюга постійного струму. Це дозволяє рівномірно розподіляти струм та покращує якість електроенергії, зменшуючи пульсації струму на вході. Крім того, така система дозволяє зменшити розміри котушок індуктивності, діодів та перемикачів, оскільки теплове навантаження стає меншим.

Для регулювання напруги постійного струму в системах середньої напруги рекомендується використовувати перетворювач ВВС з чергуванням, оскільки він дозволяє підтримувати рівень напруги в шині постійного струму. Проте, цей метод не рекомендується для застосувань під високою напругою через великі втрати потужності та проблеми з електромагнітними перешкодами через випрямний міст.

У випадку середньої напруги необхідно встановити надійний фільтр ЕМІ (фільтр з кількома ступенями) між джерелом змінного струму та перетворювачем. Крім того, для кожного рівня рекомендується використовувати резонансні контури для забезпечення м'якого перемикання та зменшення втрат.

На рисунку 1.3 представлено мостовий підвищувальний перетворювач з чергуванням, який зазвичай використовується у промислових застосуваннях. У роботах [9] описано методологію проектування котушок індуктивності, конденсаторів, діодів та перемикачів живлення, а також розробку фільтра ЕМІ. Результати моделювання та експериментів підтвердили ефективність на рівні близько 97% та коефіцієнт потужності до 0,995.

Звичайний інтерлейований виправлення коефіцієнта потужності з двома станами може бути модифікований, як це було представлено в [9]. Автори

					КвРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		16

запропонували перемістити перемикачі та індуктивності перед випрямним мостом. Результати симуляції показали, що повне гармонійне спотворення потрапило в нормативний діапазон за допомогою класичного PI-регулювання для застосувань у системах з низькою напругою та потужністю. Крім того, розглядалося функціонування в режимах переривчастої провідності та безперервної провідності, що дозволило отримати ефективність понад 96%

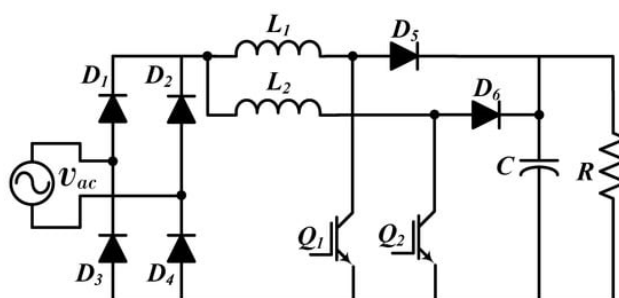


Рисунок 1.3 – Топологія корекції коефіцієнта потужності з чергуванням

Змішана гібридна топологія корекції коефіцієнта потужності з чергуванням на основі мостового підвищувального перетворювача була описана в [10], як показано на рисунку 1,4. Цей тип перетворювача може досягати ефективності приблизно 97% за умови використання PI-регулятора. Автори повідомили, що норма повного гармонійного спотворення досягається за допомогою фільтра електромагнітних перешкод (ЕМП). У цій топології основний потік струмів протікає між гілками перетворювача, що дозволяє не лише зменшити коливання струму, але і знизити втрати в порівнянні з двоступінчастим перетворювачем з чергуванням. Однак додавання третьої гілки збільшує вартість цієї топології. Загалом, цей перетворювач рекомендується для використання у системах з середньою напругою через низьку пульсацію струму та низьке повне гармонійне спотворення порівняно зі звичайним мостовим підвищувальним перетворювачем. Крім того, ця трирівнева топологія також

рекомендується для систем низької напруги, особливо з незалежними схемами м'якого перемикачання та індивідуальним керуванням для кожного перемикача. Змішана гібридна топологія ВВС з чергуванням виконує схожі функції, що й топологія з чергуванням (з трьома станами). Тому рекомендується використовувати чергувану топологію замість гібридної, враховуючи, що гібрид обмежений трьома станами.

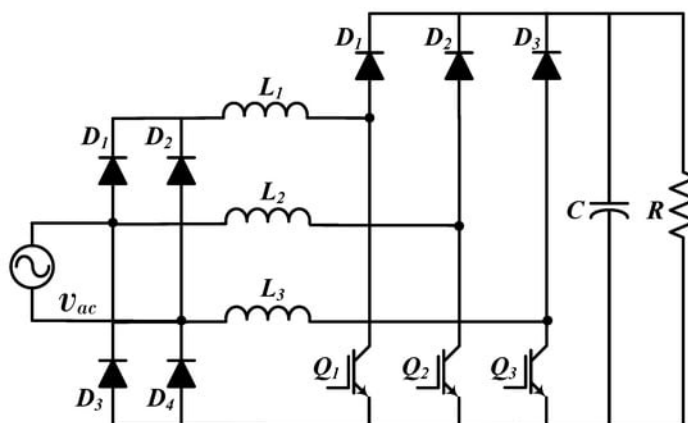


Рисунок 1.4 – Топологія корекції коефіцієнта потужності з гібридним чергуванням

На рисунку 1.5 відображено типову топологію PFC ВВС із двонаправленим комутатором. У цій конфігурації котушки індуктивності L_1 і L_2 (з однаковою індуктивністю) використовуються як сполучні індуктори, тоді як двонаправлений перемикач, складений з Q_1 і Q_2 , розташований на стороні змінного струму перетворювача. Для належної роботи, діоди D_1 , D_2 , D_3 і D_4 повинні бути швидкодіючими. Ця топологія сприяє зменшенню синфазного шуму, але все ж потребує фільтра ЕМІ на вході перетворювача. Однією з переваг є можливість використовувати один і той же керуючий сигнал для управління Q_1 і Q_2 . Важливо зауважити, що Q_1 і Q_2 повинні бути встановлені в протилежному порядку, щоб уникнути зворотних струмів у робочому циклі, коли обидва перемикачі відкриті. Крім того, етапи керування та живлення повинні бути

ізолювані один від одного, як рекомендовано в [26]. У цій топології рекомендується використовувати резонансний контур для забезпечення м'якого перемикання і зниження втрат потужності під час комутації.

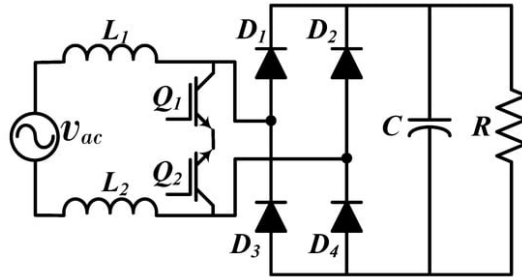


Рисунок 1.5 – Звичайна топологія корекції коефіцієнта потужності з двонаправленим комутатором

Було запропоновано різні конфігурації для підвищення продуктивності двонаправленої топології корекції коефіцієнта потужності. Топологія мостового підвищувального перетворювача з корекцією коефіцієнта потужності з двонаправленими та гнучкими комутаторами показана на рисунку 1.6а. Цей конвертер включає додаткові перемикачі ($Q3$ і $Q4$) та розділену шину ланцюга постійного струму ($C1$ і $C2$). Використання $Q3$ і $Q4$ дозволяє подавати на перетворювач два рівні входньої напруги, що спрощує стратегію керування. Однак цей тип конвертера рекомендується лише для застосувань з низькою напругою та потужністю через збільшення втрат потужності та необхідність ефективної схеми м'якого перемикання для керування високими струмами.

Топологія мостового підвищувального перетворювача з корекцією коефіцієнта потужності і перемежованою конфігурацією з двонапрямним перемикачем зображена на рисунку 1.6б. Цей тип конвертера також рекомендується для застосувань з низькою напругою та потужністю, але він вимагає більшої кількості напівпровідникових пристроїв, які потребують незалежного керування, ізоляції та драйверів. У порівнянні зі звичайною

топологією ВВС з чергуванням, ця конфігурація має більшу складність управління та більшу кількість компонентів

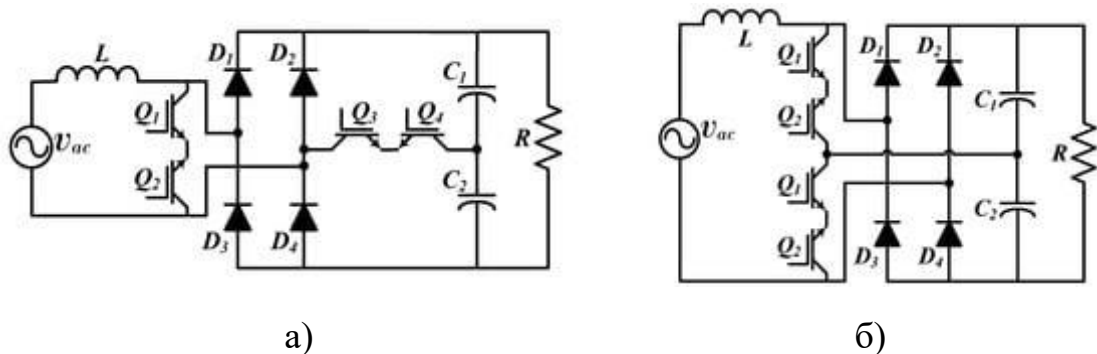


Рисунок 1.6 – Мостовий підвищувальний перетворювач з

двонаправленим перемикачем: а) – двонаправлений і гнучкий перемикачі;

б) – двонаправлені та з чергуванням

Топології з двонапрямними комутаторами рекомендуються виключно для застосувань з низькою напругою та потужністю через додаткові вимикачі, які збільшують вартість і складність експлуатації. Для високовольтних і потужних додатків такі топології мають обмежену ефективність, оскільки струми перетворювача протікають лише одним шляхом і не розділяються в кожному півперіоді, як це відбувається у попередніх конфігураціях. Це призводить до збільшення теплового навантаження та втрат енергії, що в свою чергу призводить до підвищення рівня диференційного шуму. Для забезпечення оптимальної ефективності в таких топологіях важливо зменшити втрати під час перемикування з двох причин: по-перше, двонапрямні перетворювачі мають більше вимикачів, ніж інші конфігурації для виконання тієї ж функції, і, по-друге, вони знаходяться на вході перетворювача (перед випрямним мостом), де напруга низька, а вхідний струм великий, тому вони мають бути більш міцними, ніж ті, які розташовані після випрямного моста.

1.2 Напівмостові топології підвищувального перетворювача

Топології напівмостового підвищувального перетворювача базуються на концепції ВВС, проте вони використовують напівміст, що складається з вимикачів Q_1 і Q_2 , як показано на рисунку 1.1. У цій архітектурі індуктивність L розташована між джерелом змінного струму та напівмостом. Загалом, кожен вимикач працює незалежно для кожного напівциклу, використовуючи ту саму котушку індуктивності для керування потоком змінного струму.

Топологія напівмостового підвищувального перетворювача, зображена на рисунку 1.7, відома як звичайна або симетрична. У цій топології традиційний підхід до розміщення компонентів дозволяє зменшити втрати потужності провідності. Це досягається за рахунок меншої кількості напівпровідникових переходів, через які проходить струм, у порівнянні з іншими топологіями напівмостових підвищувальних перетворювачів.

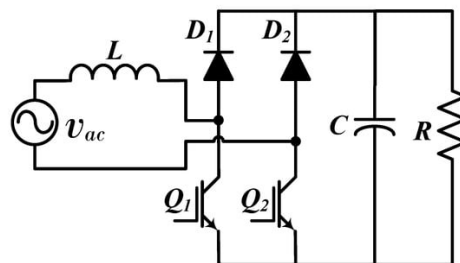


Рисунок 1.7 – Топологія напівмостового підвищувального перетворювача

Традиційна топологія напівмостового підвищувального перетворювача відома своїм низьким рівнем синфазного (CM) і диференціального (DM) шумів у порівнянні зі звичайною топологією мостового підвищувального перетворювача з корекцією коефіцієнта потужності і перемежованою конфігурацією з двонапрямним перемикачем. Для подальшого зниження диференціального шуму та теплової напруги в індукторі L , можна додати

додатковий індуктор на шляху нейтрального провідника [11]. Ці індуктори працюють послідовно в кожному півциклі, що дозволяє додатково зменшити шум СМ, якщо обидві котушки індуктивності з'єднані.

М'яке перемикання забезпечується за допомогою додавання демпферного контуру, що складається з перемикача Q_3 , індуктора L_3 і конденсатора C_1 , як показано на рисунку 1.8. Основна мета демпферної схеми полягає в зменшенні втрат при комутації від напівмостового підвищувального перетворювача. Крім того, для топологій напівмостового підвищувального перетворювача можуть бути використані резонансні контури, які також можуть бути з'єднані.

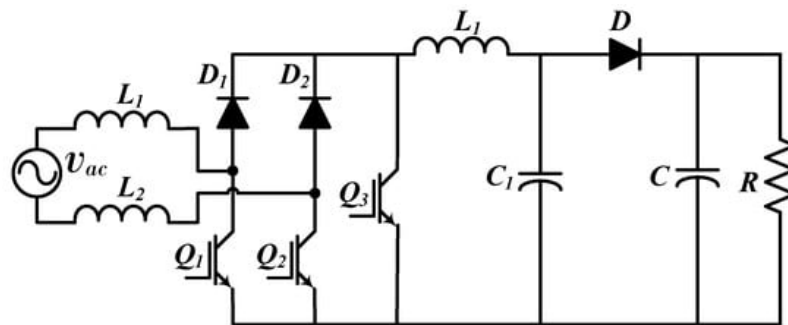
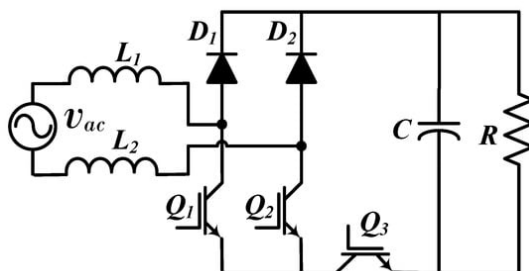


Рисунок 1.8 – Напівмостовий підвищувальний перетворювач з м'яким перемиканням

На рисунку 1.9 представлена модифікована версія стандартної топології напівмостового підвищувального перетворювача. Ця модифікація включає додавання перемикача (Q) між напівмостом і конденсатором для створення ізоляції між джерелом змінного струму та шиною постійного струму. Така топологія допомагає зменшити струм витoku на лінії заземлення від мережі. Однак, втрати потужності можуть збільшитися через введення перемикача Q_3 , який працює при розрядці перетворювача. Крім того, цей перетворювач має певні недоліки, такі як потреба у додатковому керуванні для Q_3 і більший обсяг

фільтрації порівняно зі стандартною топологією напівмостового підвищувального перетворювача



Рисунку 1.9 – Напівмостовий підвищувальний перетворювач з ізоляцією

Топологія напівмостового підвищувального перетворювача з затиснутими діодами, також відома як топологія псевдототемного полюса, наведена на рисунку 1.10. У цій конфігурації використовуються два додаткових діода (D_3 і D_4), що додаються до симетричної топології. Ця модифікація призводить до створення двох підвищувачів, кожен з яких працює на кожному півциклі синусоїдальної хвилі змінного струму. Внаслідок цього ця топологія отримала назву випрямляча PFC з подвійним посиленням.

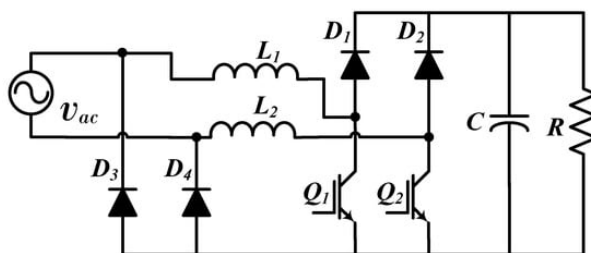


Рисунок 1.10 – Напівмостовий підвищувальний перетворювач із затиснутими діодами

Перевага цього конвертера полягає в тому, що комутатори Q_1 і Q_2 можна керувати одним і тим же керуючим сигналом. Ця топологія дозволяє зменшити синфазний шум D_3 і D_4 , уникнувши зв'язку між землею та джерелом живлення.

Однак шум DM і пульсації струму можуть збільшуватися, оскільки в кожному півциклі працює лише один індуктор. Порівняно зі звичайною топологією з випрямним мостом, цей перетворювач має менші пульсації струму і створює менше шуму DM і CM. Таким чином, для цієї топології можна використовувати менший фільтр, що робить її менш витратною.

У роботі [12] пропонується модифікація зазначеної топології, в якій автори замінюють перемикач $Q2$ на два діоди, створюючи гібридний перетворювач, що поєднує в собі характеристики звичайних ВВС та SBBC із затиснутими діодами. Ця модифікація робить можливим роботу перетворювача в режимі низької напруги та потужності, при цьому застосовується класичне каскадне PI-регулювання.

На рисунку 1.11 показана гібридна закріплена топологія напівмостового підвищувального перетворювача, відома також як напівмостовий підвищувальний перетворювач з активною віртуальною землею. Ця модифікація включає в себе додавання конденсатора $C1$ та двох затиснутих перемикачів ($Q3$ і $Q4$), видаляючи при цьому діоди.

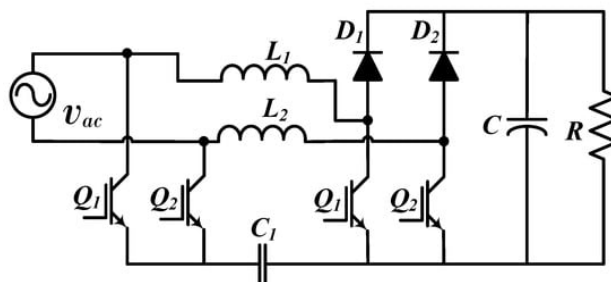


Рисунок 1.11 – Напівбезмостовий підвищувальний перетворювач із затиснутими перемикачами

Однією з переваг цієї топології є можливість реалізації фільтра LCL (з складовими $L1$, $L2$ і $C1$) між напівмостовим підвищувальним перетворювачем та джерелом живлення змінного струму, що може допомогти у зменшенні шуму

DM. Додатково, ця топологія потребує менш надійних фільтрів електромагнітних перешкод у порівнянні з топологією напівмостового підвищувального перетворювача зі затискачами діодів. Шум СМ може бути зменшений за допомогою конденсатора $C1$; однак це може призвести до збільшення втрат провідності. Управління цим перетворювачем здійснюється за допомогою каскадного ПІ-регулювання для перемикачів $Q1$ і $Q2$, які працюють як звичайні напівмостові підвищувальні перетворювачі під час того, як перемикачі $Q3$ і $Q4$ мають незалежний контроль. Ця топологія застосовується в низьковольтних та потужних пристроях, де вимоги до високої ефективності та зменшення електромагнітних перешкод дуже важливі. Активний фільтр дозволяє зменшити або навіть усунути пасивний фільтр ЕМІ між мережею та перетворювачем, проте це супроводжується збільшенням втрат провідності, вимог до керування та вартості реалізації. Навпаки, топологія SBBC із затиснутими діодами та пасивним фільтром електромагнітних перешкод показує подібну ефективність із зменшеними вимогами до конструкції та виготовлення.

На рисунку 1.12 зображено напівмостовий підвищувальний перетворювач, побудований на основі закріпленої топології з діодами та перемикачами. Ця конфігурація відзначається високою ефективністю та забезпечує оптимальну продуктивність. Зазначимо, що ця топологія включає два додаткові комутатори ($Q3$ і $Q4$), що дозволяє кожному підвищувальному перетворювачу працювати з використанням двох перемикачів на півцикл. Головною перевагою такого підходу є зменшення втрат провідності, що досягається за рахунок скорочення зворотного шляху струму. Крім того, використання перемикачів $Q3$ і $Q4$ сприяє зниженню синфазного шуму. Важливо відзначити, що втрати потужності не збільшуються для цієї топології порівняно з топологією, де використовуються лише затиснуті перемикачі. Фактично, затиснуті діоди ($D3$ і $D4$) активуються лише для початкового заряду шини постійного струму і вилучаються з шляху струму в умовах нормальної роботи або в усталеному стані. Ця оптимізована

						КвРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
							25
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата			

конфігурація дозволяє підтримувати високу ефективність та оптимальні параметри роботи перетворювача навіть у вимогливих умовах експлуатації.

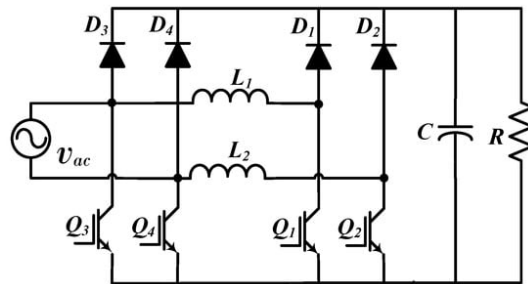


Рисунок 1.12 – Напівбезмостова топологія з затиснутими діодами та перемикачами

На рисунку 1.13а представлений перетворювач, що містить два затиснуті конденсатори (C_1 та C_2). Ці конденсатори виконують роль фільтрів з низьким опором, коли перетворювач працює на високій частоті для пом'якшення шуму синфазного (СМ). У порівнянні з перетворювачем з затиснутими діодами, пульсації струму можуть збільшитися вдвічі. Проте цей перетворювач має меншу ефективність порівняно зі схемою SBBC із закріпленими діодами та перемикачами у подібних застосуваннях.

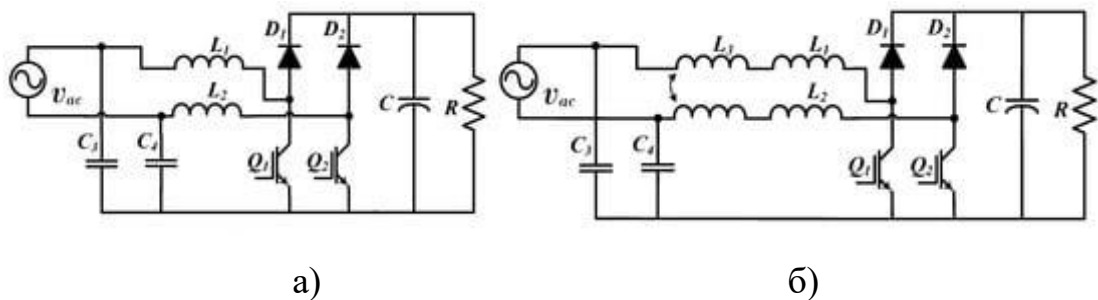


Рисунок 1.13 – Напівбезмостова топологія підвищення із затиснутими конденсаторами: а) – звичайний; б) – сполучні індуктори

В цій топології закріплені конденсатори повинні мати однакові значення, оскільки будь-який дисбаланс може збільшити шум синфазного. Також може

знадобитися інший контролер для кожного комутатора, щоб забезпечити правильну роботу перетворювача.

Модифікація для цього перетворювача представлена на рисунку 1.13б. Вона включає дві зв'язані котушки індуктивності ($L3$ та $L3$) в серії з $L1$ та $L2$ для пом'якшення шуму синфазного. У цій схемі також конденсатори використовуються для зменшення струму намагнічування від котушок індуктивності. Така модифікація дозволяє перетворювачу працювати з широким діапазоном частот для пом'якшення шуму синфазного.

На рисунку 1.14 представлений перетворювач SBBC з внутрішнім демпферним контуром. Ця конфігурація відрізняється від топології з затиснутими діодами тим, що містить додатковий перемикач ($Q3$), який використовується для перемикання перетворювача з переходом через нульову напругу. Основна функція цього перемикача полягає в управлінні демпферним контуром, що складається з діодів ($D5, D6, D7, D8$), індуктора ($L3$), і конденсатора ($C1$). Демпферна схема забезпечує м'яке перемикання для основних перемикачів ($Q1, Q2, Q3$), щоб зменшити втрати при перемиканні і уникнути великих втрат від відновлення діодів ($D1, D2$).

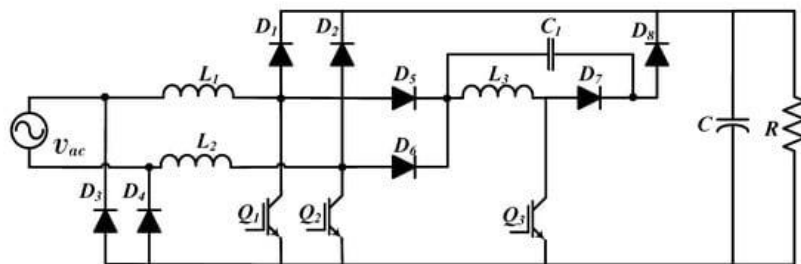


Рисунок 1.14 – Напівмостова топологія з внутрішнім демпферним контуром

Підсумовуючи, топології напівмостового підвищувального перетворювача виявляються більш ефективними порівняно з мостовими топологіями з точки зору коефіцієнта потужності (ТХД) та загальних втрат. Це робить їх більш

привабливими для застосувань з низькою напругою та середньою потужністю, і вони широко розглядаються в літературі як альтернатива мостовим топологіям. Такі висновки підтверджуються дослідженнями та публікаціями [26].

1.3 Класифікація безмостових підвищувальних перетворювачів

У цьому розділі класифікується VLBC на основі топології підвищення, яка в основному замінює випрямний міст перемикачами або асиметрично розташовує не лише перемикачі, але й діоди гілок перетворювача.

На рисунку 1.15 представлена стандартна або асиметрична топологія, яка базується на підвищувальному перетворювачі. Ця топологія часто використовується в системах з низькою напругою та потужністю і має кілька важливих особливостей. Рисунок 1.15а показує звичайний тотемний стовп ВВС з лінійним випрямленням, яке виконане діодами. В цій конфігурації перетворювач працює як у режимі постійного струму (CCM), так і в режимі розрідженого струму (DCM), використовуючи методи вибіркового вимірювання. Це дозволяє знизити зворотне відновлення діодів і коефіцієнт перетворення енергії (ТХД). Однак цей режим роботи може створювати випадкову пульсацію, яку слід враховувати при розробці системи керування.

Додатково, втрати потужності можна зменшити за допомогою демпферних схем. Ця топологія часто використовується в системах з низькою напругою та потужністю, але для застосувань з середньою потужністю рекомендується будувати перетворювачі з використанням технології GaN для перемикачів ($Q1$, $Q2$). Перемикачі GaN дозволяють працювати на високих частотах перемикання (більше 100 кГц) з меншими втратами потужності порівняно з іншими технологіями, такими як IGBT. Зазначимо, що максимальна частота перемикання силових перемикачів залежить від різних факторів, таких як розміри конструкції, робочий цикл та інші.

					КвРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
						28
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Таким чином, обрана топологія дозволяє досягти кращої ефективності та зменшення втрат порівняно з іншими конфігураціями, що робить її привабливою для широкого спектру застосувань з різними вимогами до потужності та ефективності.

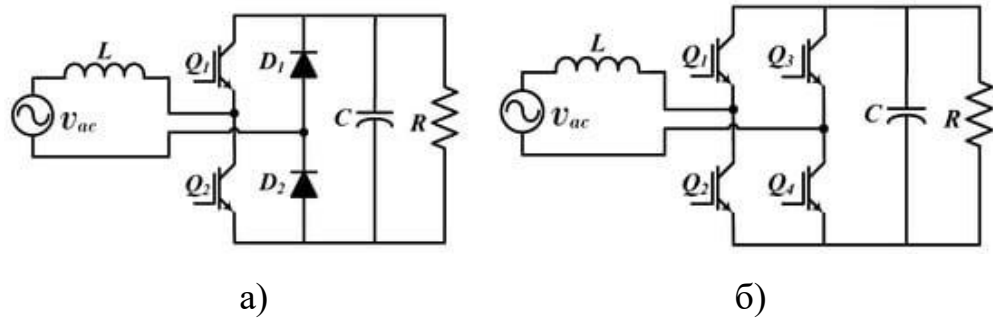


Рисунок 1.15 – Звичайний мостовий підвищувальний перетворювач або тотемно-полісний перетворювач: а) – лінійне випрямлення за допомогою діодів; б) – лінійне випрямлення з перемикачами

У модифікації топології тотемного стовпа, яка представлена на рисунку 1.15б, діоди замінені на перемикачі (Q_3 та Q_4), що забезпечує випрямлення лінії. Також пропонується використання GaN для перемикачів (Q_1 та Q_2), щоб досягти високого коефіцієнта потужності та ефективності з PI-регулюванням поза проектною робочою точкою. У дослідженні [12] було реалізовано ВВС з GaN перемикачами для низьковольтних та середньовольтних застосувань. Експериментальні дані продемонстрували ефективність на рівні 99% з урахуванням втрат міді від індуктора перетворювача та фільтра електромагнітних перешкод. Аналогічно, у дослідженні [13] тотемний стовп ВВС з комутацією GaN був реалізований для низьковольтних та середньовольтних застосувань. Автори показали, що ТХД відповідає нормативному діапазону з класичним каскадним PI-регулюванням, покращуючи техніку ШІМ-модуляції. Ця топологія може забезпечити значне зниження втрат комутаційної потужності за умови використання резонансного контуру.

Топології тотемного стовпа та використання GaN можуть бути покращені, як показано на рисунку 1.16. На рисунку 1.16а показана модифікація тотемного стовпа ВВС з додатковими діодами ($D3$ та $D4$) та індукторами ($L1$, $L2$ та $L3$). У цій конфігурації, індуктори $L1$ та $L2$ є сполучними, зменшуючи зворотні струми відновлення від діодів $D1$ та $D2$. Діоди $D3$ та $D4$ сприяють роботі в режимі нульового струму (ZCS) для $Q1$ та $Q2$. Цей тип перетворювача застосовується у системах з низькою напругою та потужністю, проте його ефективність нижча (від 94% до 97%), порівняно з топологією тотемного полюса та GaN, через наявність додаткових компонентів у перетворювачі.

Аналогічно, тотемний стовп з використанням GaN можна модифікувати шляхом включення діодів $D1$ та $D2$ та індукторів $L2$ та $L3$, згідно з рисунком 1.16б. Діоди та котушки індуктивності виконують ту саму функцію, що й у перетворювачі на рисунку 1.16а, зменшуючи проблеми з зворотним відновленням і внесок у ZCS. Однак, ефективність також знижується, що потребує надійної стратегії контролю та фільтрації для відповідності межах, заданим нормативами щодо ТХД.

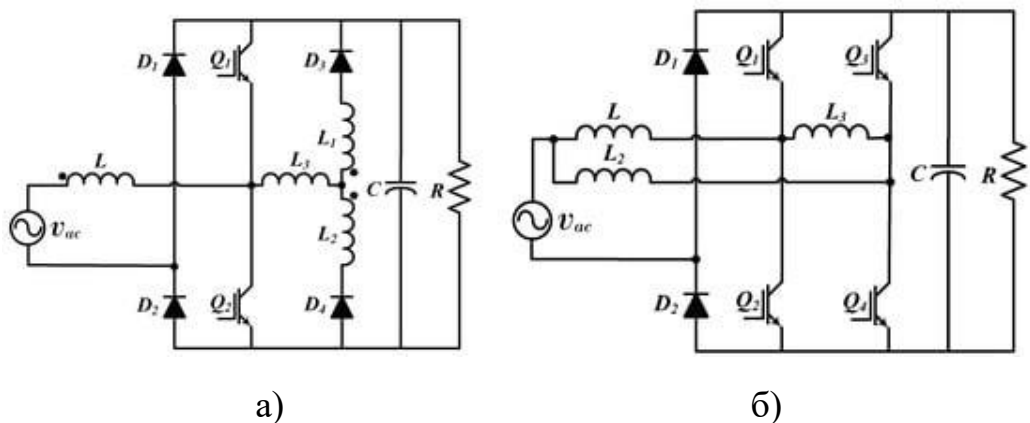


Рисунок 1.16 – Підвищувальний перетворювач із чергуванням: а) – топологія тотемного стовпа; б) – GaN тотемний стовп

На рисунку 1.17 показана конфігурація псевдототемного перетворювача. Ця схема включає два підвищувальних випрямлячі змінного/постійного струму - по одному для кожного напівциклу мережі. У позитивному напівциклі перший

підвищувальний випрямляч (складений з компонентів $L1$, $Q1$ та $D1$) працює за рахунок поляризації діоду $D4$. У негативному напівциклі другий підвищувальний випрямляч (з участю $L2$, $Q2$ та $D2$) активується поляризацією діоду $D3$. Для ефективної роботи цієї топології потрібні незалежні сигнали для керування обома комутаторами. Крім того, необхідні сполучні індуктори для зменшення електромагнітних перешкод та демпферні кола для зменшення втрат при комутації. Отже, хоча ця схема може бути ефективною, вона зазвичай не використовується через наявність інших топологій BLBC, які можуть забезпечити подібну продуктивність з меншою кількістю компонентів або простотою керування.

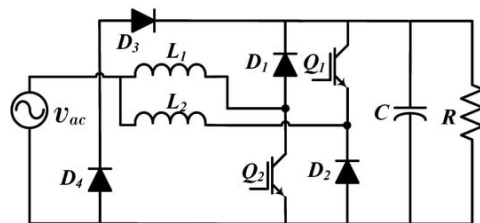


Рисунок 1.17 – Топологія псевдототемного стовпа безмостового підвищувального перетворювача

1.4 Висновок до першого розділу

У даному розділі представлено огляд і класифікацію топологій BBC, SBBC і BLBC для PFC на основі підвищувального перетворювача вказує на значний обсяг досліджень і аналізу у цій області. Розглянуті топології відповідають вимогам ефективності та якості електроенергії, проте їхні переваги та недоліки варто розглядати залежно від конкретних потреб застосування. Топології BBC використовуються в основному в системах низької напруги через простоту та надійність, а SBBC зазвичай мають кращу ефективність та менші вимоги до управління. Зазначається важливість вибору оптимальної топології з урахуванням конкретних умов застосування та стратегій керування для досягнення високої ефективності та якості електроенергії.

2 ОСНОВИ КОРЕКЦІЇ КОЕФІЦІЄНТА ПОТУЖНОСТІ

З появою персональних обчислювальних пристроїв, таких як ноутбуки та смартфони, електроніка стала невід'ємною складовою повсякденного життя. Оскільки попит на менші, потужніші електронні пристрої з більш тривалим часом роботи від батареї продовжує зростати, потреба у заряджанні або постійному живленні цих пристроїв продовжує зростати. Це постійно зростаючий попит на електричну потужність створює унікальні виклики для генерації та розподілу електроенергії змінного струму. Щоб вирішити це питання, багато регіонів світу впровадили добровільні програми, такі як Energy Star, які вимагають мінімального коефіцієнта потужності (PF) для певних застосувань, які працюють при великих навантаженнях. Інші регіони світу встановили ще строжчі обов'язкові вимоги до загального спотворення гармонік вхідного струму (THD), щоб продавати продукцію в конкретних регіонах, таких як Європейський Союз. Щоб відповісти цим вимогам, деякі продукти використовують пасивну або активну корекцію коефіцієнта потужності (PFC), щоб мінімізувати загальну видиму потужність, споживану електронним застосуванням.

2.1 Стандарти ефективності та корекція коефіцієнта потужності

Класичне визначення коефіцієнта потужності визначається як співвідношення реальної потужності, вимірної в ватах (W), що споживається навантаженням, до загальної видимої потужності, вимірної в вольт-амперах (VA), що циркулюють між джерелом живлення та навантаженням. Для постійного струму вхідний струм і вхідна напруга завжди знаходяться у фазі і, отже, зберігають коефіцієнт потужності рівним 1. Для електронного пристрою,

					КвРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		32

який живиться від мережі змінного струму, вхідний струм не природно слідує миттєвому зміщенню змінної напруги мережі. Щоб проілюструвати важливість високого коефіцієнта потужності та спотворення гармонік вхідного струму для відповідності сучасним енергетичним стандартам, розглянемо використання адаптера для ноутбука AC/DC, який потребує 60 Вт вхідної потужності. Якщо адаптер для ноутбука в цьому прикладі може забезпечувати ідеальний коефіцієнт потужності рівний 1, форма вхідного струму ідеально відповідає миттєвій лінії напруги без фазової затримки, як показано на рисунку 2.1

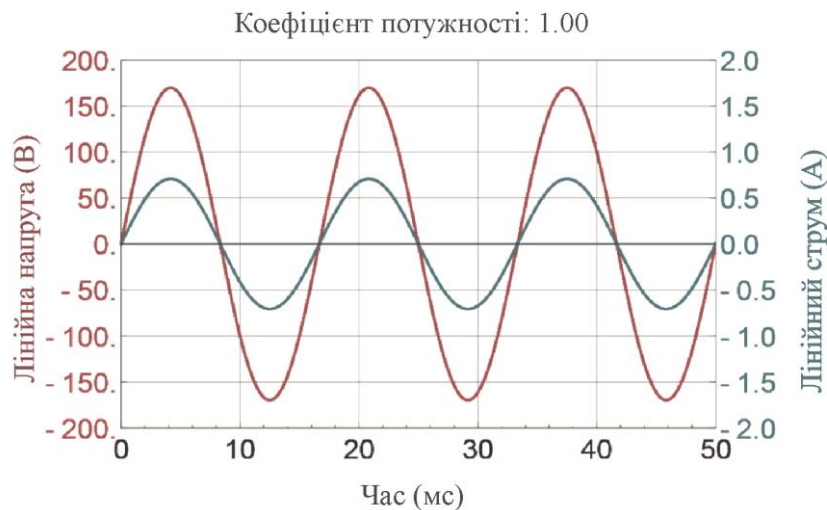


Рисунок 2.1 – Вхідна напруга та струм для коефіцієнта потужності КП=1

При 60 Вт вхідної потужності при вході зі значенням напруги 115 В перемінного струму і коефіцієнтом потужності PF=1, середньоквадратичний вхідний струм дорівнює 521 мА. Однак, якщо введено фазове затримку між вхідним струмом та вхідною напругою, щоб знизити коефіцієнт потужності до 0,4, для доставки тих самих 60 Вт реальної потужності потрібно більше видимої потужності та більше циркулюючого струму, як показано на рисунку 2.2.

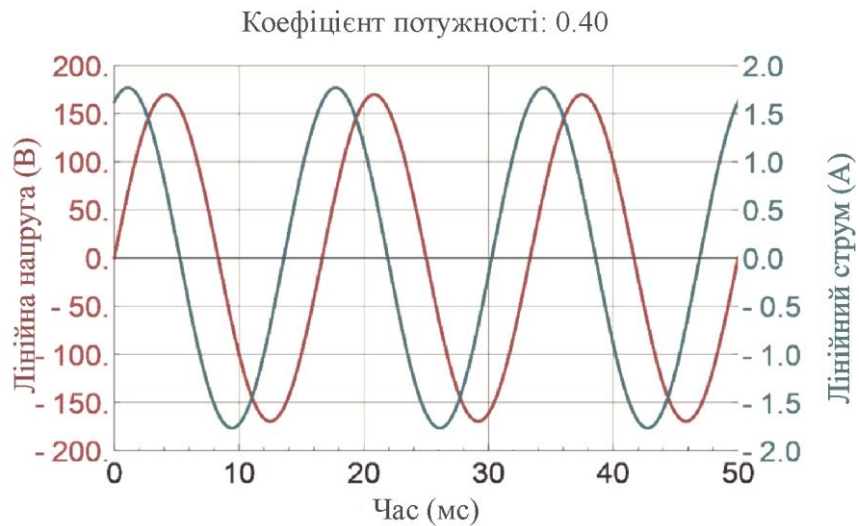


Рисунок 2.2 – Вхідна напруга та струм з коефіцієнтом потужності $KП=0.4$ через фазову затримку

Для зниженого коефіцієнта потужності 0,4 середньоквадратичний вхідний струм збільшується до 1,3 А. Щодо впливу на електронний виріб, адаптер для ноутбука з коефіцієнтом потужності $PF = 0,4$ може потребувати дорожчих кабелів для обробки збільшеного циркулюючого струму, як показано на рисунку 2.3.

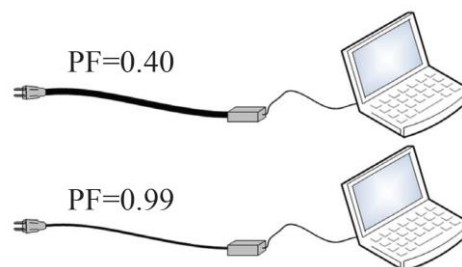


Рисунок 2.3 – Порівняння кабелів для ноутбука

Хоча збільшення на 700 мА може здаватися незначним для одного лише адаптера для ноутбука. Для коефіцієнта потужності 1 вся вироблена службою енергія повністю використовується навантаженням, підключеним до мережі. Для коефіцієнта потужності 0,4 згенерована енергія не використовується ефективно навантаженням, і значна частина згенерованої енергії циркулює в системі замість

того, щоб бути спожитою навантаженням. Обсяг потрібної видимої потужності більш ніж удвічі зростає через погане використання потужності навантаженням.

Вигідно зберігати високий коефіцієнт потужності, щоб мінімізувати навантаження на електричну мережу. Щоб проілюструвати, як навантаження можуть вводити гармонічні струми в мережу змінного струму, наведено перетворювач змінного струму на постійний, який використовує міст діодів для перетворення лінійної напруги мережі змінного струму на випрямлену напругу постійного струму, як показано на рисунку 2.4. Конденсатор підключений до сторони постійного струму моста діодів для обмеження коливань напруги, яка подається на постійний/постійний перетворювач. Міст діодів проводить тільки тоді, коли миттєва лінійна напруга перевищує постійну напругу на конденсаторі плюс два напругові падіння на діодах моста. В результаті міст діодів проводить лише протягом короткого часу протягом циклу напруги. Цей профіль вхідного струму вводить значну кількість гармонічного вмісту назад у мережу змінного струму.

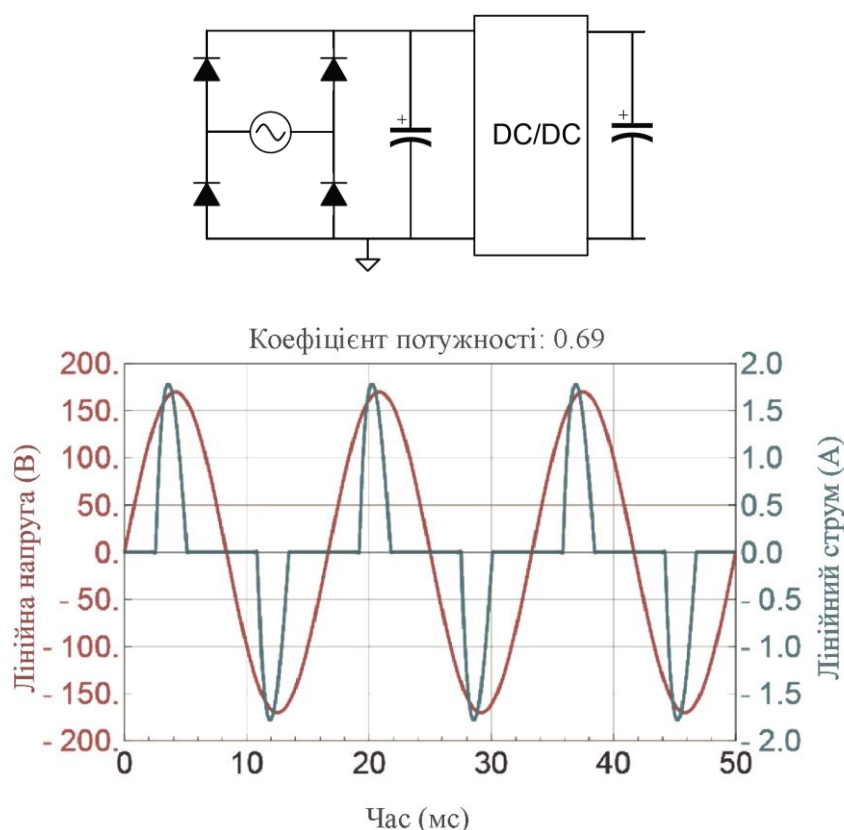


Рисунок 2.4 – Вхідна напруга та струм живлення AC/DC

Загальне гармонічне спотворення, часто скорочуване до THD, використовується для чисельного опису рівня спотворень входного струму мережі змінного струму. Як показано в рівнянні (2.1), воно дорівнює середньоквадратичному значенню входного струму при кожній гармонічній частоті, поділеному на середньоквадратичне значення входного струму при основній частоті лінії.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} . \quad (2.1)$$

2.2 Корекція коефіцієнта потужності

Для вирішення проблем як з фазовим затримкою, так і іскаженням струму можна впровадити етап корекції коефіцієнта потужності між діодним мостом та DC/DC перетворювачем, зображеним на рисунку 2.5. Можна зменшити цей гармонійний вміст струму через взаємозв'язок між коефіцієнтом потужності та гармонійними спотвореннями, що відображено в рівнянні (2.2):

$$PF = \frac{\cos(\varphi)}{\sqrt{1+THD}} . \quad (2.2)$$

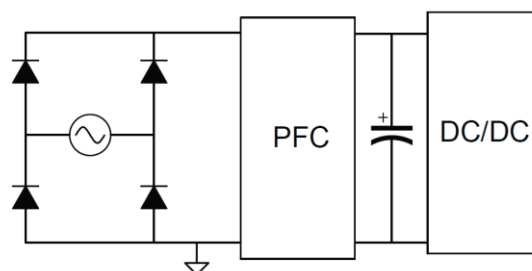


Рисунок 2.5 – Введення етапу корекції коефіцієнта потужності

					КВРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		36

Цю функцію PFC можна реалізувати за допомогою пасивних або активних засобів. Пасивний PFC можна втілити, помістивши індуктивність між мостовим випрямлячем та вхідним конденсатором до ізольованого етапу DC/DC. Хоча цей підхід має мінімальну складність і низьку вартість, його ефективність обмежена і може бути складно забезпечити хорошу продуктивність корекції коефіцієнта потужності на розширених діапазонах роботи, таких як універсальний змінний струм від 85 ВРМС до 265 ВРМС. Активний підхід до корекції коефіцієнта потужності передбачає використання повного конвертерного етапу між мостовим випрямлячем та ізольованим конвертером DC/DC. Хоча цей підхід є складнішим, активний PFC пропонує вищу продуктивність корекції коефіцієнта потужності з мінімальним знехтуванням на широкому діапазоні роботи. Хоча протягом років використовувалося безліч топологій конвертерів, кожна зі своїми перевагами та недоліками, найпоширенішим вибором топології для активної корекції коефіцієнта потужності в сучасних застосунках є підсилюючий конвертер.

Однією з основних причин, чому підсилюючий конвертер став домінуючою топологією для активної корекції коефіцієнта потужності в сучасних застосунках, є те, що індуктивність підсилювача розташована на вході конвертера. Це має перевагу, оскільки означає, що вхідний струм не піддається високій dI/dt , що робить топологію краще пристосованою до досягнення низьких спотворень вхідного струму.

Шляхи потоку струму підсилювача показані на рисунку 2.6, тоді як на рисунку 2.7 показані значущі форми хвиль у потужнісному етапі підсилювача. Напруга подається на індуктивність, і струм у ній зростає лінійно зі швидкістю, рівною $U_{вх}/L$. Під час часу увімкнення MOSFET заряд, який зберігається в вихідному конденсаторі, живить струм до навантаження. Коли MOSFET

					КвРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
						37
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

вимкнений, енергія, що зберігається в індуктивності, постачається на вихід, і струм індуктивності зменшується зі швидкістю, рівною $(U_{\text{вих}} + U_f - U_{\text{вх}})/L$

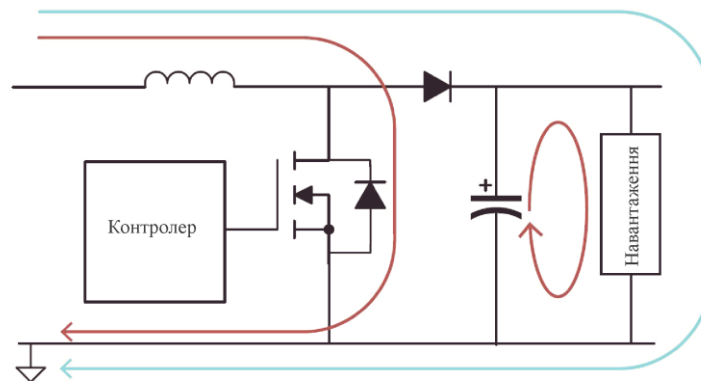


Рисунок 2.6 – Живлення підвищувального перетворювача

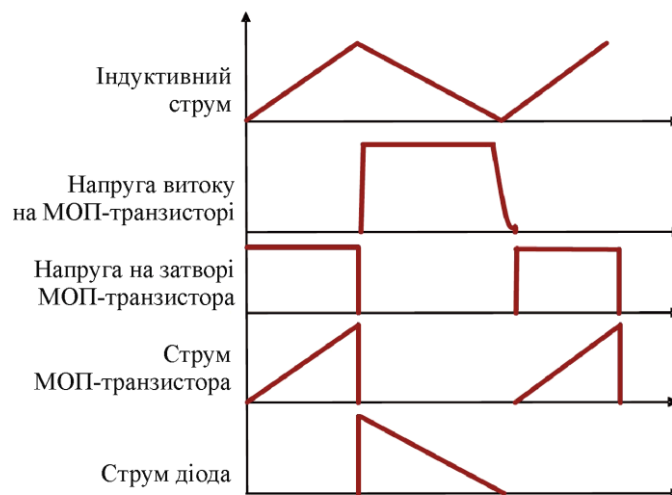


Рисунок 2.7 – Форми сигналів підвищувального перетворювача

Оскільки підвищувальний перетворювач здатний лише підвищувати свою вхідну напругу, регульована вихідна напруга перетворювача PFC має бути більшою за пік максимальної вхідної напруги змінного струму. Таким чином, більшість конструкцій PFC, що живляться від однофазної вилки змінного струму, повинні мати вихідну напругу понад 380 В.

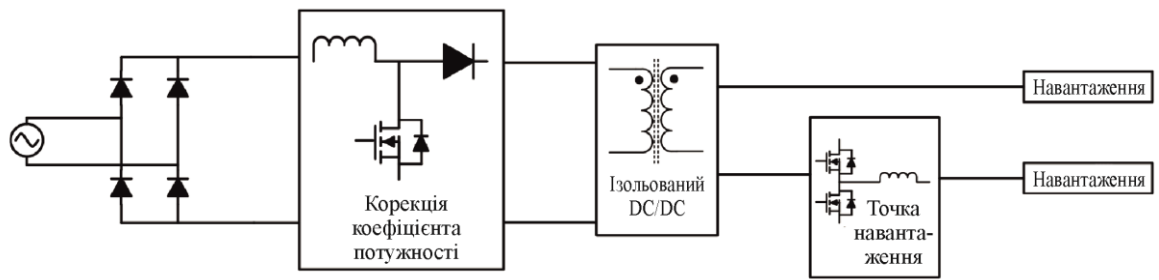


Рисунок 2.8 – Блок-схема джерела живлення змінного/постійного струму

Блок-схема високого рівня наведена на рисунку 2.8. Хоча основною перевагою перетворювача PFC є високий коефіцієнт потужності та низький THD, існують додаткові переваги, якими користується джерело живлення змінного/постійного струму завдяки включенню активного PFC. Завдяки високій вихідній напрузі каскаду PFC вихідна ємність PFC може зберігати помірну кількість енергії. Ця енергія може використовуватися виробом для роботи в умовах вимкнення, коли напруга в мережі змінного струму миттєво падає до нижчої, ніж очікувалося, напруги. Ця характеристика особливо корисна, якщо електронній програмі потрібен час, щоб зберегти свій останній стан у пам'яті перед повним вимкненням. Оскільки вихідна напруга PFC регулюється, це значно спрощує конструкцію вихідного ізолюваного перетворювача DC/DC, який тепер можна оптимізувати для вузького входу постійного струму.

2.3 Режим критичної провідності

Критичний режим провідності (CrCM) PFC, який іноді називають перехідним режимом (TM) PFC, є надзвичайно популярним методом корекції коефіцієнта потужності завдяки дуже простому методу керування, який досягає розумного коефіцієнта потужності з мінімальною кількістю компонентів. У своїй найпростішій формі механізм керування працює, генеруючи час увімкнення ($t_{увім}$), який є постійним протягом усього циклу лінії. Коли перемикач

вимикається, наступна подія увімкнення ініціюється, коли струм індуктора досягає 0 А. Це призводить до високого PF без необхідності втрат і дорогих схем вимірювання струму або лінійної напруги. Щоб зрозуміти, як це робиться, розгляньте основне рівняння для середнього струму через котушку індуктивності за один цикл перемикавання.

$$I_{L(AVG)}(t) = \frac{U_{вх}(t)}{2L} t_{вх} \quad (2.3)$$

У правій частині рівняння все залишається постійним протягом переключаючого циклу, за винятком $U_{вх}(t)$. Оскільки $U_{вх}(t)$ змінюється повільно в порівнянні з частотою перемикавання, $I_{L(AVG)}(t)$ має таку ж форму, як і $U_{вх}(t)$. Іншими словами, оскільки $U_{вх}(t)$ є синусоїдою, такою є і $I_{L(AVG)}(t)$. Це основний аргумент на користь отримання хорошого коефіцієнта потужності. На рисунку 2.9 показано, як частота перемикавання змінюється протягом половини лінійного циклу для різних середньоквадратичних вхідних напруг. Зокрема, слід звернути увагу на те, що при вхідній напрузі 230 В частота перемикавання стає дуже високою при перетині нуля. Це призводить до значних втрат, а також до викликів в реалізації керування. Більше про це буде обговорено пізніше.

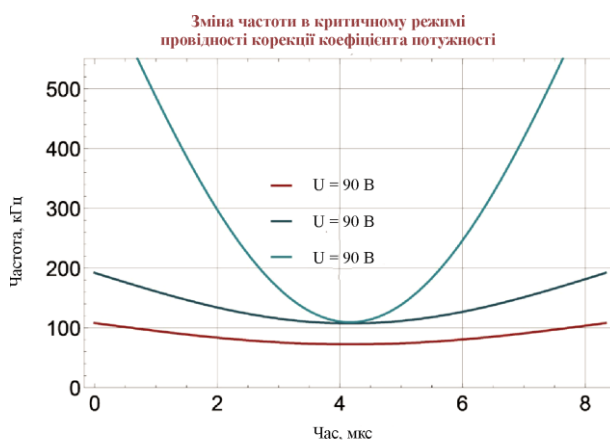


Рисунок 2.9 – Зміна частоти перемикавання протягом 1/2 лінійного циклу

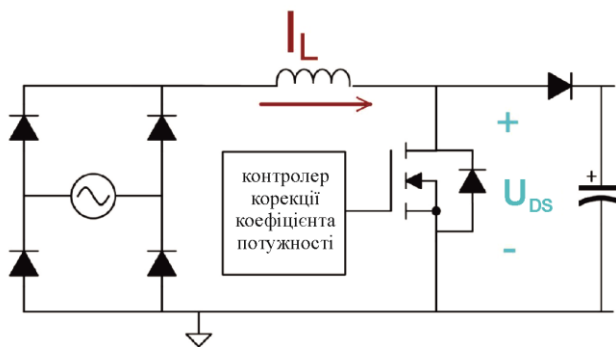


Рисунок 2.10 – Спрощена схема підсилювача з підвищеним коефіцієнтом потужності PFC

По-перше, напруга стоку MOSFET не досягає нуля до того, як перемикач увімкнеться. По-друге, перемикач не увімкнувся в перший раз, коли струм індуктивності досяг 0 А. Натомість MOSFET увімкнувся вдруге після того, як струм індуктивності миттєво став негативним. Поки струм індуктивності негативний, зауважте, що напруга стоку MOSFET починає «дзвонити» вниз. Вмикаючи MOSFET при другому переході через нуль, це має перевагу вмикання MOSFET, коли напруга стоку знаходиться в найнижчій точці, мінімізуючи втрати при включенні. Можна показати, що умови, за яких сток фактично дзвонитиме до 0 В, такі, як показано в рівнянні (2.4).

$$U_{вх} < \frac{1}{2} U_{вих} \quad (2.4)$$

Кожного разу, коли ця нерівність виконується, може виникнути перемикавання нульової напруги, якщо ввімкнення правильно розраховано. Якщо нерівність не виконується, МОП-транзистор перемикається на долину.

Оскільки струм індуктора падає до 0 А перед тим, як MOSFET знову увімкнеться, підсилювальний діод перемикається на нульовий струм і не зазнає зворотного відновлення, що дозволяє використовувати дешевші надшвидкісні

діоди. Для CrCM пульсації струму індуктора завжди становлять 200% від середнього струму індуктора. Для конструкцій з більшою вихідною потужністю цей великий пульсаційний струм було б складно розробити через високі пікові струми в силовому каскаді.

Поблизу перетину нуля лінії змінного струму індуктор не має достатньо енергії, щоб увімкнути вихідний діод, що призводить до відсутності корисної передачі енергії. Крім того, цикл за циклом середній струм в індукторі дорівнює нулю, що призводить до відсутності струму на перетинах нуля лінії змінного струму. Це призведе до значного спотворення ідеалізованих рівнянь.

CrCM PFC дійсно повинен увімкнутися, коли струм індуктивності досягає нуля, є кілька практичних причин, чому це може бути не ідеальним. Як уже зазначалось, є перевага очікування спаду резонансного кільця напруги стоку, щоб досягти трохи м'якшого перемикання та мінімізувати втрати при перемиканні.

2.4 Висновок до другого розділу

У даному розділі детально розглядає стандарти ефективності та важливість корекції коефіцієнта потужності в сучасних електронних пристроях. Він також розглядає різні методи корекції коефіцієнта потужності, включаючи режим критичної провідності. Розділ надає чітке уявлення про те, як електронні пристрої можуть оптимізувати використання електричної потужності та відповідати вимогам стандартів ефективності, забезпечуючи при цьому надійну та економічну роботу.

					КвРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		42

3 МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ ТА ТЕХНОЛОГІЇ ДЛЯ ОПТИМІЗАЦІЇ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ У СИСТЕМАХ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ

Ефективність електроенергетики залишається актуальною темою протягом багатьох років, оскільки збільшення потреб споживачів і стрімке розвиток технологій ставлять під загрозу стабільність та екологічність енергетичних систем. Одними з ключових параметрів є ефективне перетворення змінного струму в постійний з високим коефіцієнтом потужності та мінімальними втратами. Перетворювачі змінного струму в постійний (AC-DC) знайшли своє застосування в різних галузях, від промисловості до побуту. Наприклад, в області катодного захисту ці вимоги стають надзвичайно важливими, оскільки вони забезпечують надійне та ефективне функціонування обладнання і захищають структури від корозії.

На додачу до високого коефіцієнта потужності, який дозволяє ефективно використовувати електричну енергію, ізолюваність є ще одним важливим аспектом у деяких застосуваннях. Наприклад, у вимірювальних приладах, медичному обладнанні або сонячних електростанціях, де безпека та надійність важливі, ізоляція дозволяє уникнути небезпеки ураження електричним струмом та забезпечити безперебійну роботу обладнання в різних умовах експлуатації.

Також, важливим аспектом є низьке загальне гармонійне спотворення вхідного струму, що сприяє зменшенню втрат енергії, підвищенню ефективності систем та зниженню електромагнітного сміття. Отже, розвиток та удосконалення перетворювачів AC-DC враховує ці ключові аспекти, сприяючи створенню більш стабільних, ефективних та екологічно безпечних енергетичних систем.

Вдосконалення систем охолодження також є важливим аспектом, що дозволяє забезпечити надійну роботу при високих потужностях та зменшити термічні втрати. Впровадження інтелектуальних систем керування, що використовують алгоритми на основі штучного інтелекту, сприяє оптимізації роботи перетворювачів у реальному часі та підвищує їх ефективність.

					КвРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		43

Загалом, усі ці заходи сприяють створенню більш надійних, довговічних та екологічно чистих енергетичних рішень, що відповідають сучасним вимогам до ефективності та стабільності електропостачання.

3.1 Огляд перетворювача з подвійним активним мостом

Перетворювач з подвійним активним мостом (DAB – double active bridge) був вперше запропонований у 1988 році [15]. Він складається з двох повномостових інверторів та трансформатора, які показані на рисунку 3.1. Нині перетворювач з подвійним активним мостом є одним з найпоширеніших перетворювачів завдяки його гнучкості щодо вхідних і вихідних напруг та потужності, а також можливості м'якого перемикання та вбудованої ізоляції. Ці унікальні характеристики зробили перетворювач з подвійним активним мостом привабливим для застосування в різних галузях, включаючи твердотільні трансформатори (SST – solid-state transformers), транспорт, відновлювані джерела енергії, батареї та зарядні пристрої для конденсаторів, а також в багатьох інших сферах.

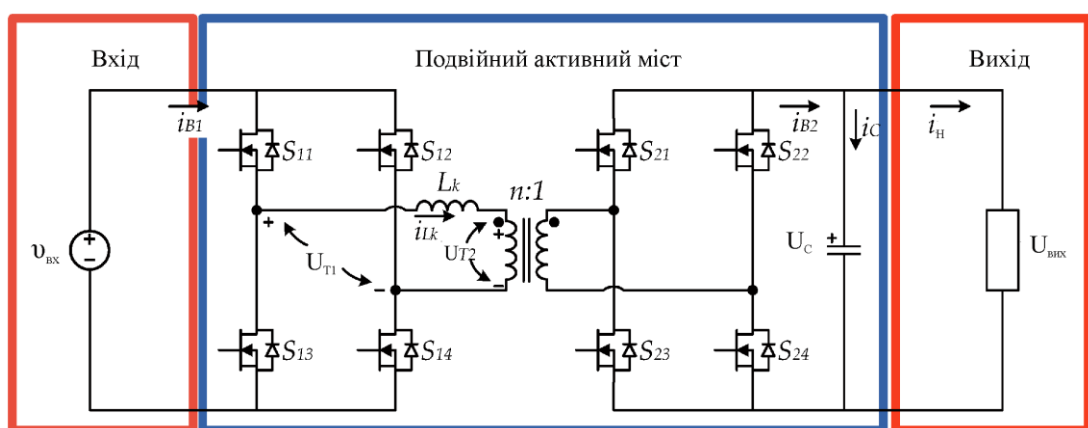


Рисунок 3.1 – Схема перетворювача з подвійним активним мостом

Універсальність перетворювача з подвійним активним мостом пояснюється через його різноманітні методи модуляції. Послідовний струм індуктивності залежить від станів напруги, що генеруються інверторами з повним мостом та їхніх напруг. Зазвичай для генерації каскадів напруги використовують кути зсуву, які можуть бути налаштовані залежно від потреби додаткових функцій. Модуляція може бути потрійним фазовим зсувом (TPS – triple-phase-shift), подвійним фазовим зсувом, розширеним фазовим зсувом або однофазовим зсувом, що є найбільш поширеними методами. Ці різноманітні модуляційні методи роблять перетворювач з подвійним активним мостом вкрай гнучким та придатним для різноманітних застосувань.

В дослідженнях, зазначених у [16], використовувався варіант перетворювача з подвійним активним мостом, відомий як перетворювач АС-DC з подвійним активним мостом. Цей тип перетворювача використовує випрямний каскад, де нефільтрована випрямлена напруга змінного струму безпосередньо подається на вхід перетворювача з подвійним активним мостом. Основна функція останнього полягає в формуванні вхідного струму, який відповідає вимогам системи. Цей підхід є одним зі способів забезпечення необхідного струму для подальшого використання в системі.

У роботах [17, 18] була запропонована використання зворотно-подібної модуляції для перетворювача з подвійним активним мостом і напів-DAВ конвертера. Цей метод включає в себе використання двох кутів зміщення та трикутної форми сигналу для досягнення потрібних характеристик перетворювача. Однак, хоча цей підхід дозволяє виконати поставлені завдання, ефективність конвертера страждає через його режим роботи. Через те, що енергія передається за дуже короткий час, це може призводити до збільшення струмового навантаження на перетворювач та зниження коефіцієнта корисної дії.

					КвРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
						45
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

У дослідженнях [19, 20] автори висунули ідею використання трапецієподібної форми хвилі з використанням трьох кутів зміщення. Цей метод створює складнощі у реалізації через потребу в кількох режимах роботи, які залежать від умов мережі напруги. У той же час, в [21] описано комплексний метод, який має добру ефективність та досягає задовільних результатів щодо повного гармонічного спотворення. Однак, для реалізації цього методу потрібні додаткові зусилля через використання чотириквADRантних комутаторів та потребу в спеціальній послідовності комутації. Така складність у реалізації може ускладнити процес розробки та практичне використання даного методу.

У даній кваліфікаційній роботі розглядається простий метод модуляції з метою отримання резистивного навантаження у перетворювачі з подвійним активним мостом АС-DC. Ця система забезпечує ізоляцію і одночасно досягає високого коефіцієнта потужності та низького загального гармонічного спотворення вхідного струму. Для роботи перетворювача потрібні лише два датчики напруги, а внутрішня петля струму не використовується, що робить його реалізацію відносно простою. Детальний аналіз, дизайн та практична реалізація представлені для підтвердження ефективності запропонованого методу.

3.2 Технологічні властивості перетворювача з подвійним активним мостом для отримання резистивного навантаження

Перетворювач з подвійним активним мостом відомий своєю великою універсальністю у залежності від застосованих методів модуляції. Він може працювати з різними видами зсуву фази та різними типами інверторів, що використовуються, щоб генерувати потрібний вихідний сигнал. Зокрема, можна використовувати потрійний, подвійний або однофазний фазовий зсув.

Метод аналізу перетворювача з подвійним активним мостом базується на використанні простої схеми, показаної на рисунку 3.2. Ця схема складається з

					КвРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		46

двох квадратних або напівквадратних джерел напруги U_{T1} і U_{T2} та індуктивного елемента між ними L_k , відомого як послідовна індуктивність. Послідовна індуктивність є сумою індуктивності витоку трансформатора та, при необхідності, додаткового індуктора. Важливо зауважити, що напруга U_{T1} залежить від вхідної напруги $U_{вх}$, тоді як напруга U_{T2} буде відповідати вихідній напрузі $U_{вих}$, помноженій на коефіцієнт обмотки трансформатора, n

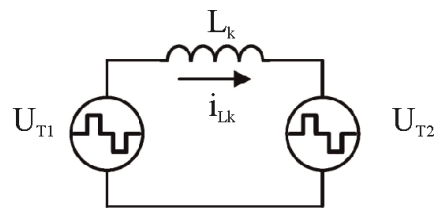


Рисунок 3.2 – Спрощена схема перетворювача, призначена для аналізу

У цьому випадку перетворювач працюватиме за допомогою кутової модуляції з двома кутами зсуву, що призведе до роботи, аналогічної перетворювачам DC-DC, що функціонують у режимі переривчастої провідності (DCM – discontinuous conduction mode). Такий підхід дозволяє регулювати вихідну напругу та струм шляхом зміни кутів зсуву, що є характерною рисою режиму переривчастої провідності.

Перетворювач з подвійним активним мостом працює в три етапи на кожному півциклі, як показано на рисунку 3.3. Цей процес отримав назву квазіперервного режиму провідності (QDCM – quasi-discontinuous conduction mode), оскільки він віддалено нагадує роботу перетворювача постійного струму в постійний струм, але адаптується для формування змінних струмів. Такий тип модуляції був використаний в [22] з метою підвищення ефективності роботи, особливо при низьких навантаженнях. У зв'язку зі симетрією, буде описано лише один півперіод, що дозволяє визначити середній струм у випрямленій послідовній індуктивності.

						КвРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
							47
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата			

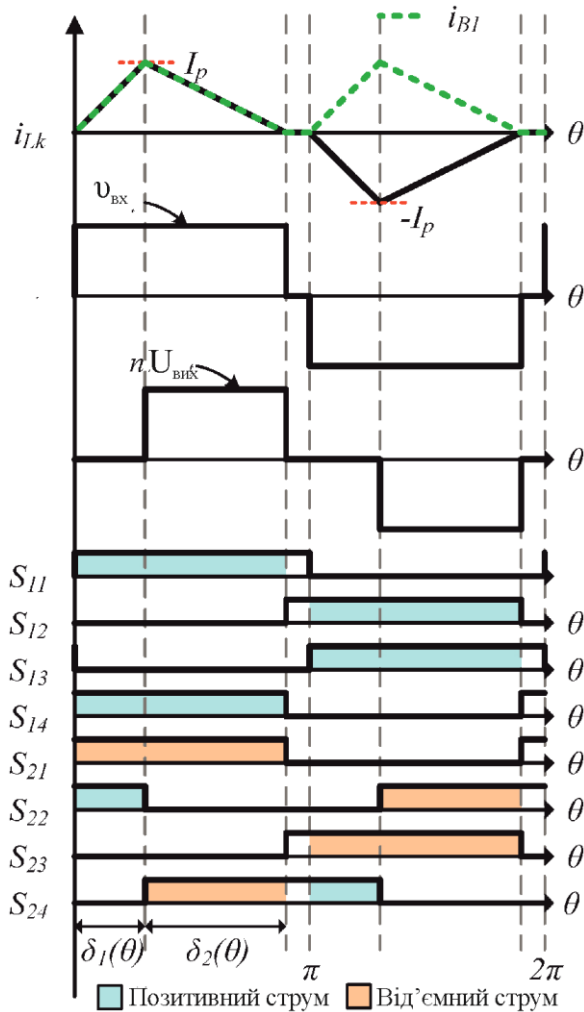


Рисунок 3.3 – Форми хвиль квазіпереривчастого режиму провідності

На рисунку 3.3 представлені форми хвиль квазіпереривчастого режиму провідності. Зверху вниз можна спостерігати наступне:

1. Послідовний струм індуктивності: графік показує залежність струму від часу через індуктивний елемент у перетворювачі.
2. Вихідна напруга первинної сторони інвертора: це напруга, яка подається на вхід інвертора перетворювача.
3. Відбита вихідна напруга вторинної сторони інвертора: ця напруга представляє відбитий сигнал від вторинної сторони інвертора, що виникає внаслідок взаємодії з трансформатором.

4. Сигнали активації перемикача з відповідними зведеними додатковими імпульсами: це показання активації переключальних пристроїв в перетворювачі разом з додатковими імпульсами, які виникають у процесі роботи пристроїв.

Поведінка описана наступним чином.

- від $0 < \theta < \delta_1$: Напряга на індукторі визначається лише вхідною напругою, $|U_{вх}|$. Струм збільшиться від нуля до пікового струму I_p ;

- від $\delta_1 < \theta < \delta_2$: струм послідовної індуктивності зменшується від I_p до нуля через різницю між вхідною напругою, $|U_{вх}|$, і відбитою вихідною напругою, $n U_{вих}$;

- від $\delta_2 < \theta < \pi$: струм залишиться в нульовому стані. Вихідні напруги інверторів первинної та вторинної сторони дорівнюють нулю.

Попередня поведінка визначається:

$$i_{L_k}(\theta) = \begin{cases} \frac{|U_{вх}|}{\omega L_k} \theta & 0 < \theta \leq \delta_1 \\ \frac{|U_{вх}| - nU_{вих}}{\omega L_k} \theta + \frac{|U_{вх}|}{\omega L_k} \delta_1 & \delta_1 < \theta \leq \delta_2 \\ 0 & \delta_2 < \theta \leq \pi - \delta_1 - \delta_2 \end{cases}, \quad (3.1)$$

де $|U_{вх}|$ – випрямлена вхідна напруга; $nU_{вих}$ – це вихідна напруга, помножена на коефіцієнт обмотки трансформатора; L_k – послідовна індуктивність; ω – кутова частота перемикачів; δ_1 – кут зсуву заряду, а δ_2 – кут зміщення розряду.

Для досягнення потрібної характеристики роботи перетворювача важливо, щоб відбита напруга, позначена як $nU_{вих}$, перевищувала випрямлену вхідну напругу, позначену як $|U_{вх}|$. Це обмежує роботу перетворювача у режимі підвищення. У випадку, якщо ця умова не виконується, струм протягом періоду

δ_2 буде продовжувати зростати. Важливо зазначити, що навіть якщо перетворювач функціонує у режимі підвищення, вихідна напруга може бути меншою за вхідну завдяки коефіцієнту обмотки трансформатора.

Для розрахунку середнього струму в послідовній індуктивності спочатку другий кут зсуву відноситься до першого, застосовуючи метод вольт-секунд до котушки індуктивності:

$$\frac{|U_{ex}| - nU_{вих}}{\omega L_k} \delta_2 + \frac{|U_{ex}|}{\omega L_k} \delta_1 = 0 \quad (3.2)$$

Переупорядкувавши доданки, отримуємо, що другий кут зміщення дорівнює:

$$\delta_2 = \frac{|U_{ex}|}{nU_{вих} - |U_{ex}|} \delta_1 \quad (3.3)$$

Середній струм випрямленої послідовної індуктивності при високій частоті можна обчислити за допомогою:

$$\overline{i_{B1}}(\theta) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{L_k} d\theta \quad (3.4)$$

Після використання виразу (3.3) і його подальшого розв'язання ви зможете отримати середній струм випрямленої послідовної індуктивності.

$$\overline{i_{B1}}(\theta) = \frac{\delta_1^2 |U_{ex}|}{2\pi\omega L_k} \left[\frac{nU_{вих}}{nU_{вих} - |U_{ex}|} \right] \quad (3.5)$$

					КВРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
						50
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

З урахуванням виразу (3.5) миттєва потужність буде визначатися шляхом перемноження середнього струму при високій частоті на вхідну напругу $|U_{вх}|$, що призведе до такого результату:

$$P = \frac{\delta_1^2 |U_{вх}|^2}{2\pi\omega L_k} \left[\frac{nU_{вих}}{nU_{вих} - |U_{вх}|} \right]. \quad (3.6)$$

При ретельному аналізі на рисунку 3.3 видно, що максимальне значення суми кутів зміщення заряду та розряду дорівнює π , як показано:

$$\delta_1 + \delta_2 \leq \pi. \quad (3.7)$$

Підставивши вираз (3.3) у (3.7) і перегрупувавши наступне рівняння, можна отримати, що

$$\delta_{1\max} \leq \pi \frac{nU_{вих}}{nU_{вих} - |U_{вх}|}, \quad (3.8)$$

де $\delta_{1\max}$ – це максимальне значення, яке може мати δ_1 , щоб забезпечити роботу в режимі квазіперервної провідності.

Нарешті, використовуючи вираз (3.1) при $\theta = \delta_1$, максимальний струм обчислюється як:

$$I_P = \frac{|U_{вх}|}{\omega L_k} \delta_1. \quad (3.9)$$

					КВРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
						51
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Для досягнення необхідної характеристики роботи перетворювача важливо, щоб відбита напруга перевищувала випрямлену вхідну напругу, що обмежує роботу пристрою у режимі підвищення. Навіть у випадку, коли перетворювач працює у цьому режимі, вихідна напруга може бути меншою за вхідну через коефіцієнт обмотки трансформатора. Розрахунки середнього струму в послідовній індуктивності виконуються за допомогою методу вольт-секунд до котушки індуктивності. З урахуванням виразу для середнього струму, миттєва потужність може бути визначена як добуток середнього струму при високій частоті на вхідну напругу, що дає можливість кращого розуміння динаміки роботи перетворювача. Обговорені розрахунки та аналіз дозволяють зрозуміти оптимальні умови для ефективної роботи системи.

3.3 Висновок до третього розділу

У даному розділі було проведено огляд ключових аспектів цього типу перетворювачів та їхніх технологічних властивостей для отримання резистивного навантаження. Розкрито значення перетворювачів з подвійним активним мостом у сфері електроенергетики та надає важливі відомості про їхню будову та функціональні можливості. Обговорюються потенційні переваги використання цих перетворювачів у різних галузях, від твердотільних трансформаторів до відновлюваних джерел енергії. Отримана інформація стане корисною для подальших досліджень та розробок у сфері підвищення ефективності та якості електроенергетичних систем.

					КвРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
						52
<i>Змн.</i>	<i>Арк.</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>		

4 ДИНАМІКА ПЕРЕТВОРЮВАЧА АС-ДС З ВИКОРИСТАННЯМ ПОДВІЙНОГО АКТИВНОГО МОСТА

Поведінка перетворювача змінного струму на постійний струм (АС-ДС) з використанням топології подвійного активного моста (DAB) характеризується його здатністю ефективно перетворювати вхідний змінний струм на вихідний постійний струм з одночасним збереженням показників продуктивності, таких як корекція коефіцієнта потужності та низький рівень гармонічних спотворень.

Перетворювач з подвійним активним мостом зазвичай складається з двох повних мостів, з'єднаних через трансформатор. Ця конфігурація дозволяє гнучко налаштувати рівні вхідної та вихідної напруги, а також потужність.

Одним з ключових аспектів поведінки подвійного активного моста є його метод модуляції. Різні стратегії модуляції, такі як фазова модуляція або трапецієподібна модуляція, можуть використовуватися для контролю перемикачів перетворювача та досягнення бажаних характеристик вихідного сигналу.

Крім того, перетворювач з подвійним активним мостом працює у квазірезистивному режимі, емулюючи поведінку резистивного навантаження, що допомагає регулювати вихідну напругу та досягати високої ефективності енергоперетворення.

Загалом, топологія подвійного активного моста пропонує гнучкість, високу ефективність та точне керування, що робить її придатною для різноманітних застосувань від систем відновлюваної енергії до станцій зарядки електромобілів.

4.1 Резистивна поведінка

Перетворювач з подвійним активним мостом АС-ДС, зображений на рисунку 4.1, складається зі стадії випрямлення та DC-DC перетворювача. Вихід

					КвРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		53

стадії випрямлення не піддається фільтрації, що означає, що отримана напруга відповідає абсолютному значенню вхідної змінної напруги.

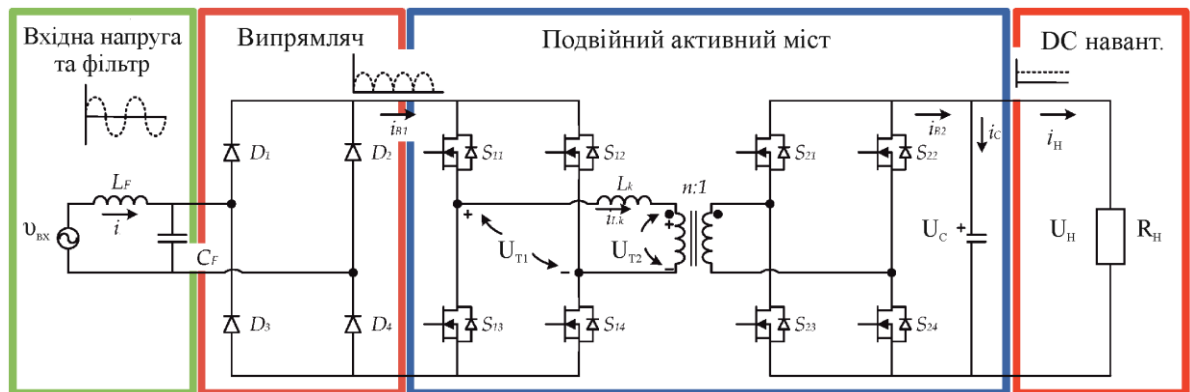


Рисунок 4.1 – Запропонована система АС-DC з подвійним активним мостом

Ця конфігурація використовувалася у повномостовій діодній версії [23] або для синхронної роботи [24]. Перевагою цього перетворювача є наявність лише одного керованого ступеня, що робить перетворювач більш надійним і простим у виконанні. Ідея системи полягає в тому, що система з подвійним активним мостом буде використовувати та формувати вхідний струм через середнє значення послідовного струму індуктивності.

На рисунку 4.2 показано, що струм i_{B1} представляє собою енергію, що споживається системним перетворювачем із подвійним активним мостом, тоді як струм i_{B2} є вихідним струмом подвійного активного моста. Для досягнення потрібної функціональності системний перетворювач з подвійним активним мостом має працювати як резистивне навантаження. Це означає, що струм i_{B1} повинен бути пропорційним випрямленій мережі змінного струму.

На рисунку 4.2 наведена зміна вхідних та вихідних струмів у подвійному активному мості з урахуванням випрямленої вхідної напруги. Чорний колір позначає випрямлену змінну напругу мережі, що вводиться у систему. Синій

колір показує струм, що випрямляється змінної напруги, тобто той, який подається на вхід у подвійний активний міст. Помаранчевий колір представляє вихідний струм, який випрямляється подвійним активним мостом. Цей графік дозволяє спостерігати динаміку струмів у системі та їх залежність від вхідної напруги.

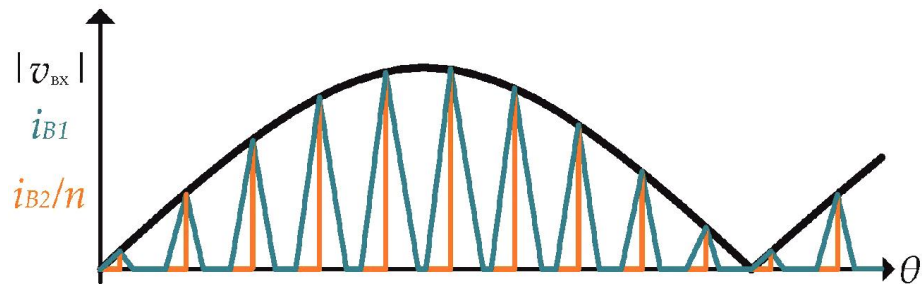


Рисунок 4.2 – Зміна вхідного та вихідного струмів подвійного активного моста з випрямленою вхідною напругою

Поведінка резистивного навантаження досягається шляхом правильного налаштування параметрів δ_1 і δ_2 , які контролюють роботу перетворювача. Це досягається завдяки використанню рівняння (3.5). Аналізуючи це рівняння докладно, можна помітити, що воно включає декілька постійних значень, таких як $nU_{\text{вих}}$, ω і L_k . Щоб забезпечити, щоб середній струм індуктивності (i_{Lk}) мав таку саму форму сигналу, як вхідна напруга, параметр δ_1 повинен змінюватися відповідно до змінних значень цих параметрів.

Таким чином, вхідний струм для резистивної поведінки визначається:

$$\bar{i}_{\text{вх}} = \frac{|u_{\text{вх}}|}{R_{\text{екв}}}, \quad (4.1)$$

де

$$R_{\text{екв}} = \frac{2\pi\omega L_k (nU_{\text{вих}} - |u_{\text{вх}}|)}{\delta_1^2 nU_{\text{вих}}}.$$

Враховуючи еквівалентність опору, кут зміщення заряду δ_1 повинен коригуватися таким чином, щоб збалансувати різницю між значенням $nU_{вих}$ і $U_{вх}$, щоб забезпечити відповідність між вхідним струмом і напругою. Таким чином, зміна параметра δ_1 визначається як

$$\delta_1^2 = k - (nU_{вих} - |U_{вх}|) \quad (4.2)$$

Розв'язавши вираз для параметра δ_1 з використанням вираза (4.2), отримано наступне:

$$\delta_1 = \sqrt{k - (nU_{вих} - |U_{вх}|)} \quad (4.3)$$

Підставивши вираз (4.3) у вираз (4.1), можна спостерігати, що вхідний струм буде слідувати за вхідною напругою, змушуючи перетворювач вести себе як резистивне навантаження. Це спричинить зниження загального гармонічного спотворення вхідного струму та забезпечить високий коефіцієнт потужності.

4.2 Проектування пасивних елементів

Для забезпечення оптимальної функціональності перетворювача ключовими є послідовна індуктивність та вихідний конденсатор. Найгірший сценарій використовується для розробки елементів і забезпечення бажаної поведінки сигналу.

У випадку послідовної індуктивності використано вираз (3.6). З урахуванням максимального значення $|U_{вх}| = U_P$, де U_P – це пікове значення вхідної напруги, максимальна передавана потужність становить $P_{max} = 2P$, що є

					КВРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
						56
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

миттєвою потужністю, що передається при піковому значенні напруги та струму. Підставляючи вказані параметри у вираз (3.6) і перегруповуючи частини рівняння, можна отримати:

$$L_k = \frac{\delta_1^2 U_P^2}{4\pi\omega P} \left[\frac{nU_{вих}}{nU_{вих} - U_P} \right]. \quad (4.4)$$

Розгляд максимального кута зміщення, показаного у рівнянні (3.8), і підставляючи його у рівнянні (4.4), призводить до значення критичного режиму для струму послідовної індуктивності.

$$L_k = \frac{\pi(nU_{вих} - U_P)U_P^2}{4\omega n P U_{вих}}. \quad (4.5)$$

Ця операція не рекомендована через можливі невизначеності, що можуть виникнути через паразитні компоненти під час прототипування. З цієї причини для забезпечення роботи в квазіперервному режимі провідності рекомендується використовувати коефіцієнт надійності, який знаходиться в межах $0,9 < k_f < 0,95$.

$$L_k = \frac{k_f \pi(nU_{вих} - U_P)U_P^2}{4\omega n P U_{вих}}. \quad (4.6)$$

У випадку вихідного конденсатора C , високочастотний компонент, що надходить від перемикачів подвійного активного мосту, потрібно відфільтрувати. Проте, він також має низькочастотний компонент, який виникає через вихідний струм. Розглядаючи поточний i_{B2} від подвійного активного моста як:

					КВРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
						57
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$i_{L_k}(\theta) = \begin{cases} 0 & 0 < \theta \leq \delta_1 \\ \frac{|U_{ex}| - nU_{вих}}{\omega L_k} \theta + \frac{|U_{ex}|}{\omega L_k} \delta_1 & 0 < \theta \leq \delta_2 \\ 0 & 0 < \theta \leq \pi - \delta_1 - \delta_2 \end{cases} \quad (4.7)$$

Усереднення виразу (4.7) і заміна виразу (3.3) призводить до:

$$\overline{i_{B2}} = \frac{n}{2\pi\omega L_k} = \left[(|U_{ex}| - nU_{вих})\delta_2^2 + 2|U_{ex}|\delta_1\delta_2 \right] = \frac{n\delta_1^2 |U_{ex}|^2}{2\pi\omega L_k (nU_{вих} - |U_{ex}|)} \quad (4.8)$$

При врахуванні значення еквівалентного опору подвійного активного моста, зазначеного у виразі (4.1), можна отримати вихідний струм подвійного активного моста.

$$\overline{i_{B2}} = \frac{|U_{ex}|^2}{R_{екв} U_{вих}} \quad (4.9)$$

Підставляючи $U_{вх}$ у $U_P \sin(\omega_g t)$, вихідний струм подвійного активного моста призводить до:

$$\overline{i_{B2}} = \frac{U_P^2 \sin^2(\omega_g t)}{U_{вих} R_{екв}} = \frac{U_P^2}{U_{вих} R_{екв}} [1 - \cos(2\omega_g t)] \quad (4.10)$$

У виразі (4.9) присутня компонента постійного струму, яка представлена одиницею, та компонента змінного струму, яка виражена у вигляді косинуса.

					КВРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
						58
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Оскільки конденсатор поглинає компоненту змінного струму, коли компонента постійного струму знаходиться під навантаженням, струм через конденсатор визначається як:

$$i_{B2ac} = i_C = C \frac{dU_{вих}}{dt} = -\frac{U_P^2}{U_{вих} R_{екв}} \cos(2\omega_g t) \quad (4.11)$$

У кінцевому рахунку проводиться аналіз у вольтгах на секунду, де різниця в часі дорівнює дельта-часу, що відповідає частоті мережі, помноженій на два, а різниця напруг дорівнює дельта вихідної напруги, що відповідає бажаній пульсації вихідної напруги. Враховуючи, що мінімальне значення $\cos(2\omega_g t) = -1$, розмір конденсатора залежить від бажаної пульсації:

$$C = \frac{U_P^2}{2\omega_g R_{екв} U_{вих} \Delta U_{вих}} \quad (4.12)$$

Як видно з (4.12), існує низькочастотна складова, представлена членом ω_g . Також зазначається, що завдяки роботі повного мостового діодного випрямляча частота вдвічі перевищує частоту мережі змінного струму, а отже, номінал конденсатора зменшується вдвічі.

Як можна побачити з виразу (4.12), існує низькочастотна компонента, яка представлена ω_g . Також слід відзначити, що завдяки роботі повного мостового діодного випрямляча, частота вдвічі перевищує частоту мережі змінного струму, що призводить до зменшення номіналу конденсатора вдвічі.

Це зменшення номіналу конденсатора є важливим, оскільки воно дозволяє знизити габарити та вартість фільтруючих елементів, що, у свою чергу, сприяє зменшенню розмірів і вартості всього перетворювача. Крім того, збільшення

					КВРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
						59
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

частоти випрямленої напруги знижує рівень пульсацій вихідної напруги, що покращує стабільність і якість живлення навантаження.

4.3 Динамічне моделювання та контролер

Для регулювання вихідної напруги потрібен контролер, а потім модель. Враховуючи еквівалентність потужності у виразі (4.13), можна отримати модель:

$$P_C = P_{вх} - P_{вих} \quad (4.13)$$

Підставляючи еквівалентності напруги та опору, впливає, що:

$$v_{вих} C \frac{dv_{вих} U_{вих}}{dt} = \frac{U_P^2}{2R_{екв}} - \frac{v_{вих}^2}{R} \quad (4.14)$$

де P_C – потужність конденсатора; $P_{вх}$ – вхідна потужність, $P_{вих}$ – вихідна потужність, а R – навантаження.

Слід зазначити, що поведінка еквівалентного опору подвійного активного моста використовується для розрахунку вхідної потужності.

Лінеаризуючи вираз (4.14) навколо робочої точки, розв'язуючи вираз похідної, використовуючи еквівалентність значення $R_{екв}$ і застосовуючи часткову похідну відносно δ_1 і $U_{вих}$, отримано, що:

$$\frac{dv_{вих}}{dt} = - \left[\frac{n^2 D_1^2 U_P^2}{4\pi\omega L_k C (nU_{вих} - U_P)^2} + \frac{1}{RC} \right] v_{вих} + \frac{n D_1 U_P^2}{2\pi\omega L_k C (nU_{вих} - U_P)} \delta_1 \quad (4.15)$$

де D_1 – кут зміщення заряду в робочій точці.

						КВРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
							60
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата			

Перегрупуваючи вираз (4.14) із урахуванням всіх складових, отримано функцію передачі вихідної напруги таким чином:

$$\frac{U_{вих}}{\delta_1} = \frac{A}{\left[s + \frac{AnD_1}{(nU_{вих} - U_P)} + \frac{1}{RC} \right]}, \quad (4.16)$$

де

$$A = \frac{nD_1U_P^2}{2\pi\omega L_k(nU_{вих} - U_P)}$$

Як видно з рівняння (4.16), система має поведінку першого порядку, що свідчить про те, що для регулювання вихідної напруги можна використовувати простий контролер.

На схемі керування, яка наведена на рисунку 4.3, використання інтегратора дозволяє змінювати коефіцієнт k для налаштування значення δ_1 шляхом використання рівнянь (4.3) і (3.3) для обчислення δ_2 .

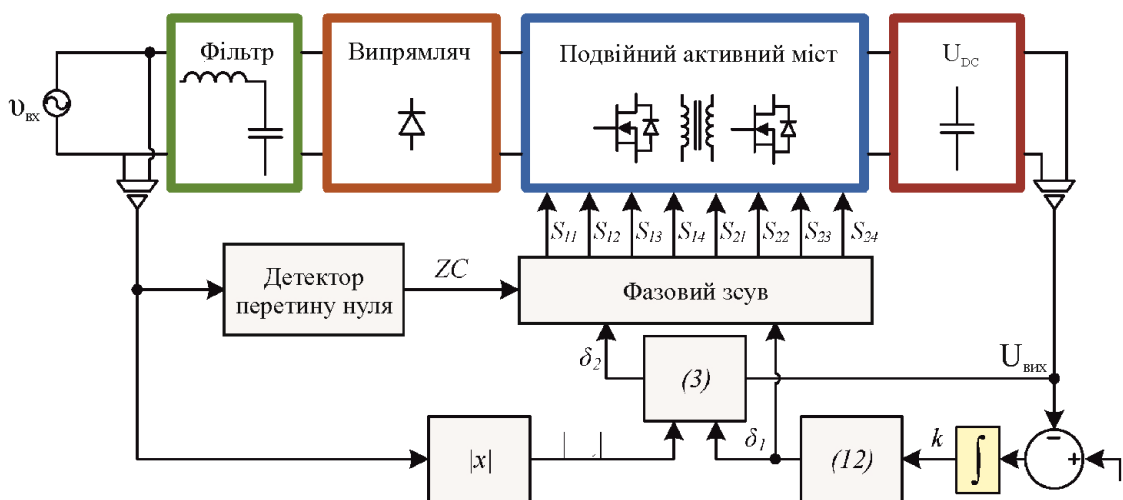


Рисунок 4.3 – Схема керування запропонованого контролера

З використанням параметрів, які наведені в таблиці 4.1, можна скласти частотну характеристику. На рисунку 4.4 показано частотні характеристики для системи з відкритим та замкнутим контуром, враховуючи наявність інтегратора. Розімкнутий контур відображає поведінку низькочастотного фільтраційного ефекту, в той час як замкнутий контур відображає високий посилення постійного струму. Це допомагає зменшити статичну похибку і забезпечити стабільність значення критичного коефіцієнта k протягом напівциклу сітки.

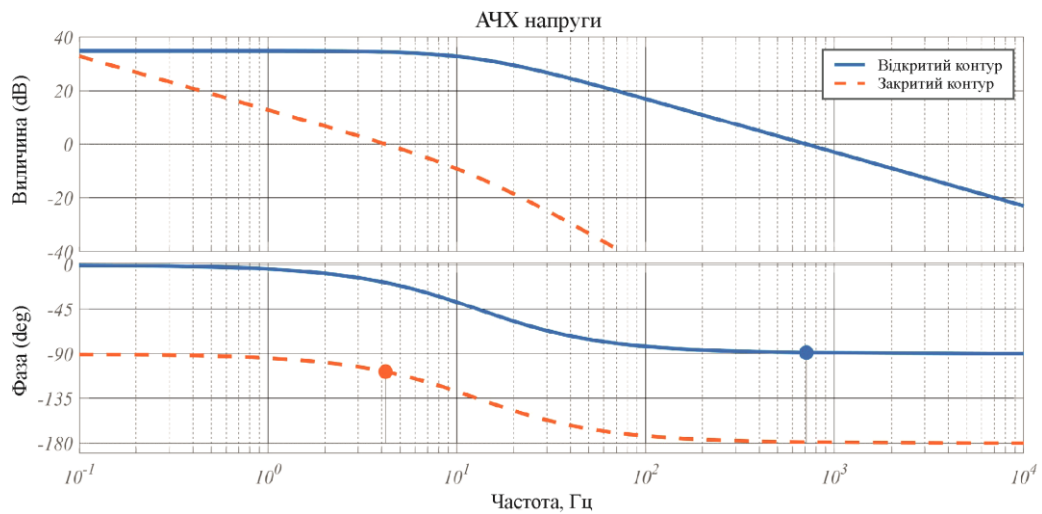


Рисунок 4.4 – Частотні характеристики системи у режимі відкритого та замкнутого контурів

Таблиця 4.1 – Параметри випробування подвійного активного мосту змінного та постійного струму

Параметр		Значення
Вихідна потужність	P	175 Вт
Вхідна напруга	$U_{\text{вх}}$	90 VRMS, 60 Гц
Вихідна напруга	$U_{\text{вих}}$	200 В
Частота перемикавання	ω	30 кГц
Послідовна індуктивність	L_k	83 мкГн
Коефіцієнт обмотки трансформатора	n	1
Вихідний конденсатор	C	1000 мкФ
Індуктор фільтра	L_F	500 мкГн
Конденсатор фільтра	C_F	2 мкФ

На рисунку 4.5 показано вхідну напругу, вхідний струм і послідовний струм індуктивності перетворювача подвійного активного моста під час роботи за номінальної напруги та спостереження за поведінкою низьких частот. Відзначається, що коефіцієнт потужності високий, оскільки вхідний струм, а також вхідна напруга є синфазними.

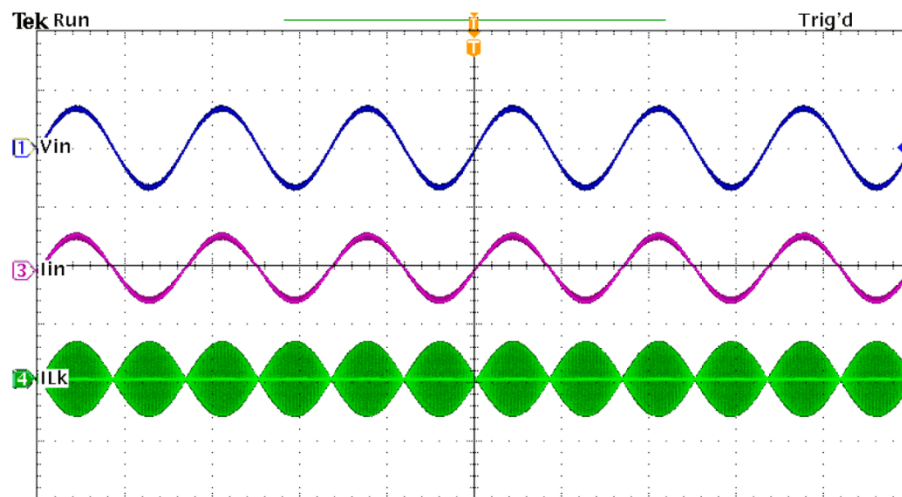


Рисунок 4.5 – Низькочастотні сигнали перетворювача АС-DC з подвійним активним мостом

На рисунку 4.5 представлені графіки трьох параметрів, які характеризують роботу перетворювача з подвійним активним під час роботи за номінальною напругою. Зверху вниз:

- вхідна напруга (250 В/под.): цей графік показує залежність вхідної напруги перетворювача від часу. Вхідна напруга подана у вольтгах на поділку;
- вхідний струм (5 А/под.): на цьому графіку відображено залежність вхідного струму від часу. Вхідний струм вимірюється в амперах на поділку;
- струм індуктивності серії подвійного активного моста (25 А/под.): цей графік показує залежність струму, що проходить через індуктивність серії подвійного активного моста, від часу. Значення струму вказано у амперах на поділку.

На рисунку 4.6 представлені високочастотні сигнали, що відображаються на осцилограмі. На графіку показані напруга U_{T1} , напруга U_{T2}/n і струм послідовної індуктивності. Ці сигнали відображають очікувану поведінку заряду та розряду в системі.

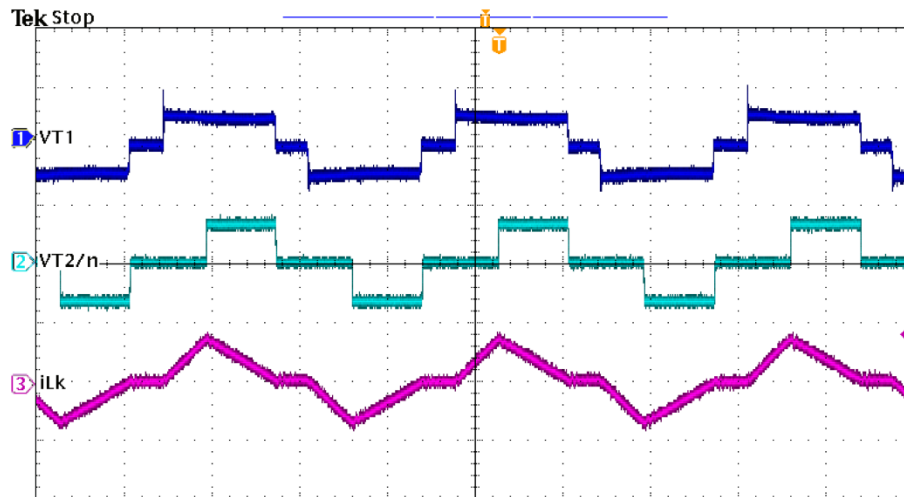


Рисунок 4.6 – Високочастотні сигнали.

Зверху вниз напруга U_{T1} (250 В/под.), напруга U_{T2}/n (250 В/под.) і послідовний струм індуктивності (10 А/под.)

З рисунка 4.5 видно, що вхідний струм має низький рівень повного гармонічного спотворення. Згідно зі стандартом IEEE 519-2014 [38], який встановлює вимоги до якості електропостачання, пристрій, що підключений до мережі змінного струму з напругою менше 1 кВ, повинен мати рівень повного гармонічного спотворення нижче 8%. Це підтверджено на рисунку 4.7, де показано зміну рівня повного гармонічного спотворення в залежності від потужності в порівнянні з розгорткою потужності.

На рисунку 4.8 представлено коефіцієнт корисної дії (ККД) у залежності від потужності. Найвищий піковий ККД становить 92,5%; проте навіть при низькому навантаженні ефективність все ще перевищує 90%.

Нарешті, коефіцієнт потужності через розгортку потужності зображено на рисунку 4.9. Як видно, коефіцієнт потужності протягом усієї роботи майже дорівнює одиниці.

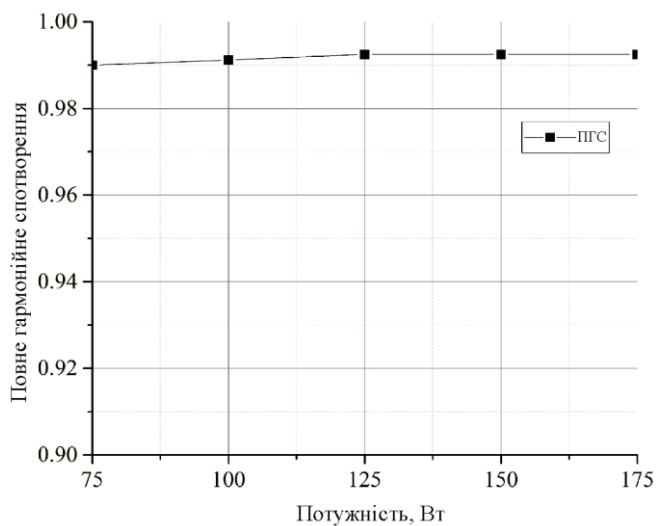


Рисунок 4.7 – Зміна повного гармонічного спотворення через розгортку потужності

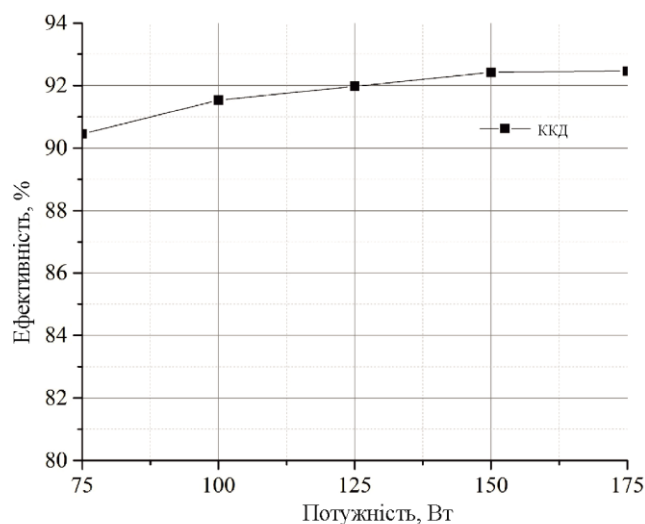


Рисунок 4.8 – Залежність ефективності подвійного активного моста змінного струму від вихідної потужності

У кінцевому підсумку, зміна коефіцієнта потужності залежно від розгортки потужності зображена на рисунку 4.9. Як видно, коефіцієнт потужності майже постійний протягом усіх режимів роботи.

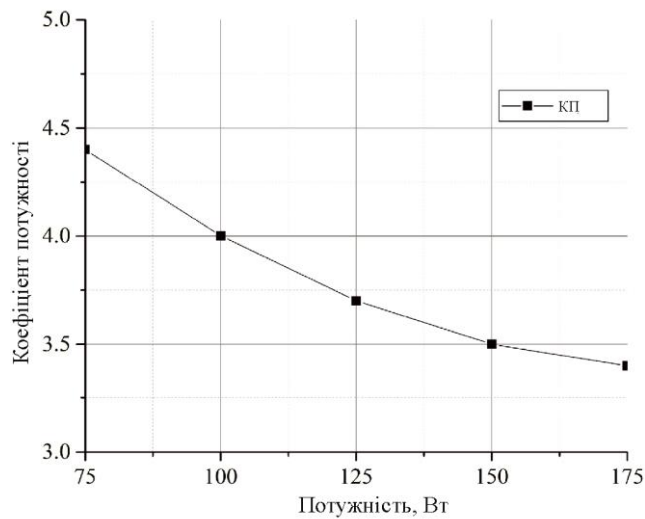


Рисунок 4.9 – Залежність коефіцієнта потужності системи від вихідної потужності

4.4 Висновок до четвертого розділу

У даному розділі було проведено дослідження різних аспектів динаміки цього типу перетворювача. Розділ включав в себе аналіз резистивної поведінки, проектування пасивних елементів та динамічне моделювання і контролювання системи. Під час досліджень резистивної поведінки було виявлено особливості впливу різних параметрів на ефективність та стабільність роботи перетворювача. Проектування пасивних елементів дозволило оптимізувати робочі характеристики системи та підвищити її ефективність. Динамічне моделювання та контролер дозволили провести аналіз реакції системи на різні зовнішні впливи та розробити методи контролю, що забезпечують стабільну та ефективну роботу перетворювача в різних умовах.

ВИСНОВКИ

Під час виконання кваліфікаційної роботи розроблено та досліджено перетворювач АС-DC з подвійним активним мостом. Реалізація системи, що складається з двох ступенів, виявилася досить простою та ефективною завдяки використанню повного мостового діодного випрямляча і DC-DC подвійного активного мостового перетворювача.

Однією з ключових переваг запропонованої системи є можливість використання лише одного контрольованого ступеня, що робить її більш доступною та надійною у реалізації. Модуляція системи дозволяє досягти низького гармонійного спотворення вхідного струму та високого коефіцієнта потужності, що підтверджує його ефективність.

В процесі дослідження використовувалися як теоретичні методи, так і експериментальні підходи. Було проведено моделювання системи та експериментальні випробування для перевірки її технічних характеристик та ефективності.

Впровадження такої системи надасть користувачам можливість використовувати лише один контрольований ступінь, що зробить її більш доступною та надійною у реалізації. Крім того, вона забезпечить низьке гармонійне спотворення та високий коефіцієнт потужності, що позитивно позначиться на якості енергопостачання.

Одними з практичних галузей використання такого перетворювача можуть бути електроніка, промисловість, побутова техніка, а також сектор електромобілів. Вони можуть бути застосовані там, де потрібна висока ефективність, надійність та якість енергопостачання.

					КвРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
						67
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Глазовський В.Ф., Клименко С.І., Коваль В.В. "Силовая електроніка: підручник". - Київ: Видавничо-поліг.й центр "Київський університет", 2018.
2. Карпенко В.І., Сарай В.В., Лапін А.В. "Силовая електроніка: навч. посібник". - Київ: Видавничий центр КНТЕУ, 2017.
3. Чернишов В.В., Хоменко В.М., Гончаров С.А. "Силовая електроніка: теорія, методи і приклади розрахунків". - Київ: Либідь, 2017.
4. Бондаренко Ю.С. "Силовая електроніка: навч. посібник". - Київ: Видавничий центр КНТЕУ, 2016.
5. Степаненко В.В. "Силовая електроніка: навч. посібник". - Київ: Видавництво Політехніки, 2015.
6. Mohan, Ned, Tore M. Undeland, and William P. Robbins. "Power electronics: converters, applications, and design." John Wiley & Sons, 2015.
7. Rashid, Muhammad H. "Power electronics handbook: devices, circuits, and applications." Elsevier, 2018.
8. Bose, Bimal K. "Power electronics and motor drives: advances and trends." Academic Press, 2018.
9. Erickson, Robert W., and Dragan Maksimović. "Fundamentals of power electronics." Springer Science & Business Media, 2013.
10. Wu, Bin, and George C. Hua. "Control and filtering of power systems: a systems theory approach." John Wiley & Sons, 2013.
11. Ortatepe, Z.; Karaarslan, A. DSP-based comparison of PFC control techniques applied on bridgeless converter. IET Power Electron. 2020, 13, 317–323. [Google Scholar] [CrossRef]
12. Qiao, C.; Smedley, K.M. A topology survey of single-stage power factor corrector with a boost type input-current-shaper. IEEE Trans. Power Electron. 2001, 16, 360–368.
13. Kim, J.; Choi, H.; Won, C. New Modulated Carrier Controlled PFC Boost Converter. IEEE Trans. Power Electron. 2018, 33, 4772–4782.
14. Park, M.; Baek, J.; Jeong, Y.; Moon, G. An Interleaved Totem-Pole Bridgeless Boost PFC Converter with Soft-Switching Capability Adopting Phase-Shifting Control. IEEE Trans. Power Electron. 2019, 34, 10610–10618.

					КВРТР.2021003.01.03 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		68

15. Lee, J.; Chae, H. 6.6-kW Onboard Charger Design Using DCM PFC Converter With Harmonic Modulation Technique and Two-Stage DC/DC Converter. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2014, 61, 1243–1252.
16. Cho, Y. A Low Cost Single-Switch Bridgeless Boost PFC Converter. *Int. J. Power Electron. Drive Syst. (IJPEDS)* 2014, 4, 256–264.
17. Rajappan, S.C.; John, N. An efficient bridgeless power factor correction boost converter (ISCO), Coimbatore, India, 4–5 January 2013; pp. 55–59.
18. Ochoa, L.F.; Dent, C.J.; Harrison, G.P. Distribution Network Capacity Assessment: Variable DG and Active Networks. *IEEE Trans.* 2010, 25, 87–95.
19. Chen, X.; Dall’Anese, E.; Zhao, C.; Li, N. Aggregate Power Flexibility in Unbalanced Distribution Systems. *IEEE Trans. Smart Grid* 2020, 11, 258–269.
20. Nguyen, H.V.; Lee, D. Reducing the dc-Link Capacitance: A Bridgeless PFC Boost Rectifier That Reduces the Second-Order Power Ripple at the dc Output. *IEEE Ind. Appl. Mag.* 2018, 24, 23–34.
21. Ren, X.; Zhou, Y.; Guo, Z.; Wu, Y.; Zhang, Z.; Chen, Q. Analysis and Improvement of Capacitance Effects in 360–800 Hz Variable On-Time Controlled CRM Boost PFC Converters. *IEEE Trans. Power Electron.* 2020, 35, 7480–7491.
22. Zeng, J.; Zhang, G.; Yu, S.S.; Zhang, B.; Zhang, Y. LLC resonant converter topologies and industrial application—A review. *Chin. J. Electr. Eng.* 2020, 6, 73–84.
23. Tseng, S.Y.; Fan, J.H. Bridgeless Boost Converter with an Interleaving Manner for PFC Applications. *Electronics* 2021, 10, 296.
24. Molavi, N.; Maghsoudi, M.; Farzanehfard, H. Quasi-Resonant Bridgeless PFC Converter with Low Input Current THD. *IEEE Trans.* 2021, 36, 7965–7972.
25. Valipour, H.; Mahdavi, M.; Ordonez, M. Resonant Bridgeless AC/DC Rectifier With High Switching Frequency and Inherent PFC Capability. *IEEE Trans. Power Electron.* 2020, 35, 232–246.
26. Baek, J.; Park, M.H.; Kim, T.; Youn, H.S. Modified Power Factor Correction (PFC) Control and Printed Circuit Board (PCB) Guan, M. A Series-Connected Offshore Wind Farm Based on Modular Dual-Active-Bridge (DAB) Isolated DC-DC Converter. *IEEE Trans. Energy Convers.* 2019, 34, 1422–1431.
27. Hou, N.; Li, Y.W. Overview and Comparison of Modulation and Control Strategies for a Nonresonant Single-Phase Dual-Active-Bridge DC-DC Converter. *IEEE Trans. Power Electron.* 2019, 35, 3148–3172.

ДОДАТОК А
Презентаційні матеріали

ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ

Кафедра автоматизації та комп'ютерно-інтегрованих технологій та робототехніки

Кваліфікаційна робота

ОПТИМІЗАЦІЯ СИСТЕМИ ПЕРЕТВОРЕННЯ СТРУМУ З ПОДВІЙНИМ АКТИВНИМ МОСТОМ

Виконав:
студент 3 курсу,
група ТР1с-21-1
Ігнатенко І.О.

Науковий керівник:
к.ф.м.н., доцент
Сельський А.А.

Висока ефективність та низьке гармонійне спотворення стають все більш важливими в електроенергетичних системах

МЕТА:

розробка перетворювача, що забезпечить високий коефіцієнт потужності та низьке загальне гармонічне спотворення вхідного струму шляхом використання модуляції та спеціальної конфігурації

АКТУАЛЬНІСТЬ ТЕМИ:

полягає в потребі створення ефективних та екологічно чистих перетворювачів, які забезпечать стабільну роботу у різних умовах

ПРИЗНАЧЕННЯ РОБОТИ:

перетворювач призначений
→ для застосування у сучасних електроенергетичних системах
→ для підвищення ефективності та стабільності енергопостачання

ЗАВДАННЯ РОБОТИ:

- Розробка перетворювача, що використовує повний мостовий діодний випрямляч та перетворювач з подвійним активним мостом.
- Дослідження ефективності та стабільності роботи перетворювача під різними умовами навантаження.
- Аналіз впливу модуляції на роботу перетворювача та визначення оптимальних параметрів модуляції.

ПЕРЕТВОРЮВАЧ З ПОДВІЙНИМ АКТИВНИМ МОСТОМ

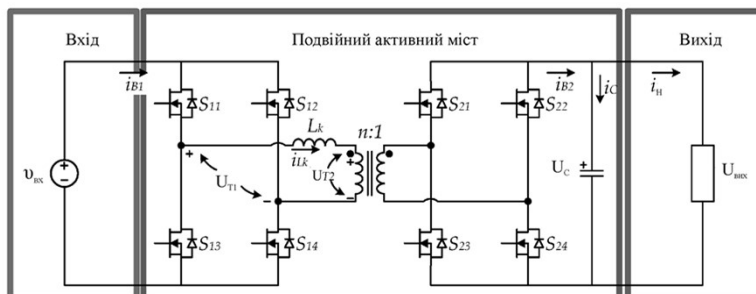


Рис. 1 – Схема перетворювача з подвійним активним мостом

DAB

double active bridge

1988 р.

Перетворювач може використовувати різні види модуляції:

- потрійний фазовий зсув
- подвійний фазовий зсув
- розширений фазовий зсув
- однофазний зсув

Особливості схеми DAB:

Універсальність перетворювача через різноманітність методів модуляції.

Використання випрямного каскаду в перетворювачі AC-DC з подвійним активним мостом для формування вхідного струму.

Обмеження та складності деяких методів модуляції, таких як зворотно-подібна модуляція та трапецієподібна форма хвилі.

ТЕХНОЛОГІЧНІ ВЛАСТИВОСТІ ПЕРЕТВОРЮВАЧА З ПОДВІЙНИМ АКТИВНИМ МОСТОМ

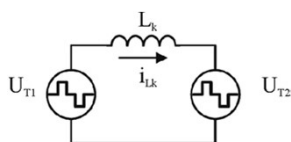


Рис. 2 – Спрощена схема перетворювача, призначена для аналізу

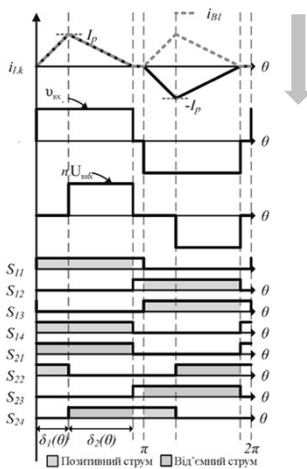
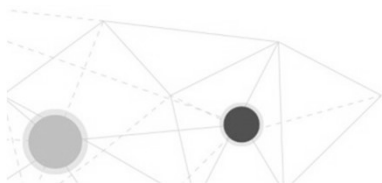


Рис. 3 – Форми хвиль квазіпереривчастого режиму провідності

Форми хвиль квазіпереривчастого режиму провідності:

- Послідовний струм індуктивності: графік показує залежність струму від часу через індуктивний елемент у перетворювачі.
- Вихідна напруга первинної сторони інвертора: це напруга, яка подається на вхід інвертора перетворювача.
- Відбита вихідна напруга вторинної сторони інвертора: ця напруга представляє відбитий сигнал від вторинної сторони інвертора, що виникає внаслідок взаємодії з трансформатором.
- Сигнали активації перемикача з відповідними зведеними додатковими імпульсами: це показання активації переключальних пристроїв в перетворювачі разом з додатковими імпульсами, які виникають у процесі роботи пристроїв.



ТЕХНОЛОГІЧНІ ВЛАСТИВОСТІ ПЕРЕТВОРЮВАЧА З ПОДВІЙНИМ АКТИВНИМ МОСТОМ

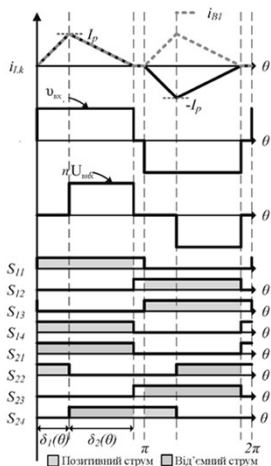


Рис. 3 – Форми хвиль квазіпереривчастого режиму провідності

- $0 < \theta < \delta_1$ Напряга на індукторі визначається лише вхідною напругою, $|U_{вх}|$. Струм збільшиться від нуля до пікового струму I_p
- $\delta_1 < \theta < \delta_2$ Струм послідовної індуктивності зменшується від I_p до нуля через різницю між вхідною напругою, $|U_{вх}|$, і відбитою вихідною напругою, $n U_{вих}$
- $\delta_2 < \theta < \pi$ Струм залишиться в нульовому стані. $U_{вих}$ інверторів первинної та вторинної сторони = 0

$$i_{Lk}(\theta) = \begin{cases} \frac{|v_{вх}|}{\omega L_k} \theta & 0 < \theta \leq \delta_1 \\ \frac{|v_{вх}|}{\omega L_k} - n U_{вих} \theta + \frac{|v_{вх}|}{\omega L_k} \delta_1 & 0 < \theta \leq \delta_2 \\ 0 & 0 < \theta \leq \pi - \delta_1 - \delta_2 \end{cases} \quad (1)$$

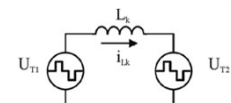
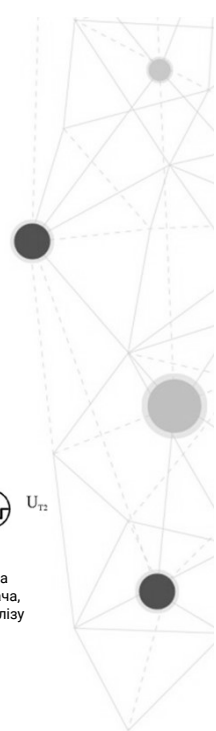


Рис. 2 – Спрощена схема перетворювача, призначена для аналізу

⇒ $\delta_1 + \delta_2 \leq \pi$ максимальне значення суми кутів зміщення заряду та розряду дорівнює π



ТЕХНОЛОГІЧНІ ВЛАСТИВОСТІ ПЕРЕТВОРЮВАЧА З ПОДВІЙНИМ АКТИВНИМ МОСТОМ

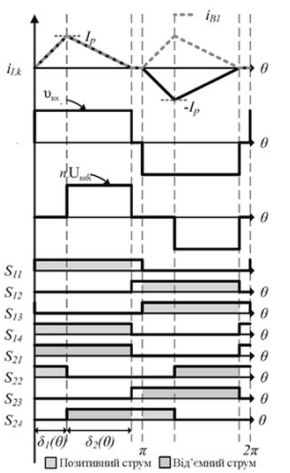


Рис. 3 – Форми хвиль квазіпереривчастого режиму провідності

- Середній струму L_k в послідовній індуктивності спочатку другий кут зсуву відноситься до першого, застосовуючи **метод вольт-секунд до котушки індуктивності**:

$$\frac{|v_{вх}|}{\omega L_k} - n U_{вих} \delta_2 + \frac{|v_{вх}|}{\omega L_k} \delta_1 = 0 \quad (2)$$
- Переупорядкувавши доданки, отримуємо, що другий кут зміщення дорівнює:

$$\delta_2 = \frac{|v_{вх}|}{n U_{вих} - |v_{вх}|} \delta_1 \quad (3)$$
- Середній струм випрямленої послідовної індуктивності при високій частоті:

$$\overline{i_{B1}}(\theta) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_{Lk} d\theta \quad (4)$$

$$\overline{i_{B1}}(\theta) = \frac{\delta_1^2 |v_{вх}|}{2\pi \omega L_k} \left[\frac{n U_{вих}}{n U_{вих} - |v_{вх}|} \right] \quad (5)$$
- Максимальне значення, яке може мати δ_1 , щоб забезпечити роботу в режимі квазіперервної провідності

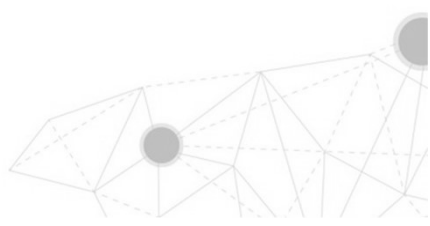
$$\delta_1 + \delta_2 \leq \pi$$

$$\delta_{1max} \leq \pi \frac{n U_{вих}}{n U_{вих} - |v_{вх}|} \quad (7)$$
- При $\theta = \delta_1$, максимальний струм обчислюється як:

$$I_p = \frac{|v_{вх}|}{\omega L_k} \delta_1 \quad (8)$$

■ Визначення миттєвої потужності за допомогою перемноження середнього струму при високій частоті на вхідну напругу

$$P = \delta_1^2 \frac{|v_{вх}|^2}{2\pi \omega L_k} \left[\frac{n U_{вих}}{n U_{вих} - |v_{вх}|} \right] \quad (6)$$



РЕЗИСТИВНА ПОВЕДІНКА

AC-DC

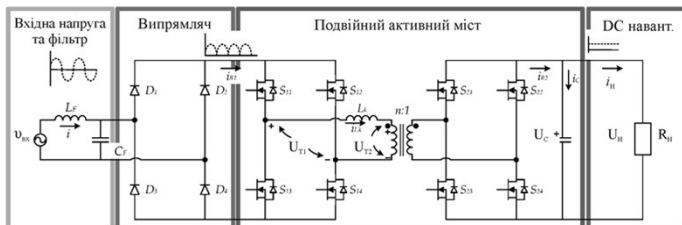


Рис. 4 – Запропонована система AC-DC з подвійним активним мостом

Поведінка резистивного навантаження досягається шляхом правильного налаштування параметрів δ_1 і δ_2 , які контролюють роботу перетворювача.

Вхідний струм для резистивної поведінки

$$R_{екв} = \frac{2\pi\omega L_k (nU_{еиx} - |v_{ex}|)}{\delta_1^2 n U_{еиx}} \quad \bar{i}_{ex} = \frac{|v_{ex}|}{R_{екв}} \quad (9)$$

Зміна параметра δ_1 визначається як

$$\delta_1^2 = k - (nU_{еиx} - |v_{ex}|) \quad \delta_1 = \sqrt{k - (nU_{еиx} - |v_{ex}|)} \quad (10)$$

Графік динаміки струмів у системі та їх залежність від вхідної напруги



Рис. 5 – Зміна вхідного та вихідного струмів подвійного активного моста з випрямленою вхідною напругою

- випрямлена змінна напруга мережі, що вводиться у систему
- струм, що випрямляється змінної напруги, тобто той, який подається на вхід у подвійний активний міст
- вихідний струм, який випрямляється подвійним активним мостом

ПРОЕКТУВАННЯ ПАСИВНИХ ЕЛЕМЕНТІВ

- Послідовна індуктивність:

$$L_k = \frac{\delta_1^2 U_p^2}{4\pi\omega P} \left[\frac{nU_{еиx}}{nU_{еиx} - U_p} \right] \quad (11)$$

- Критичний режим для струму послідовної індуктивності:

$$L_k = \frac{\pi(nU_{еиx} - U_p)U_p^2}{4\omega n P U_{еиx}} \quad (12)$$

- Поточний i_{B2} від подвійного активного моста як:

$$i_{L_k}(\theta) = \begin{cases} 0 & 0 < \theta \leq \delta_1 \\ \frac{|v_{ex}| - nU_{еиx} \cos\theta + |v_{ex}| \delta_1}{\omega L_k} & 0 < \theta \leq \delta_2 \\ 0 & 0 < \theta \leq \pi - \delta_1 - \delta_2 \end{cases} \quad (13)$$

- Вихідний струм подвійного активного моста:

$$\bar{i}_{B2} = \frac{U_p^2 \sin^2(\omega_g t)}{U_{еиx} R_{екв}} = \frac{U_p^2}{U_{еиx} R_{екв}} [1 - \cos(2\omega_g t)] \quad (14)$$

- Конденсатор поглинає компоненту змінного струму, коли компонента постійного струму знаходиться під навантаженням, струм через конденсатор визначається як:

$$i_{B2,ac} = i_C = C \frac{dU_{еиx}}{dt} = -\frac{U_p^2}{U_{еиx} R_{екв}} \cos(2\omega_g t) \quad (15)$$

- Розмір конденсатора залежить від бажаної пульсації

$$C = \frac{U_p^2}{2\omega_g R_{екв} U_{еиx} \Delta U_{еиx}} \quad (16)$$



ДИНАМІЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТА КОНТРОЛЕР

Для регулювання вихідної напруги потрібен контролер, а потім модель

- Враховуючи еквівалентність потужності у (17), можна отримати модель:

$$P_C = P_{ex} - P_{вих} \quad (17)$$

- Підставляючи еквівалентності напруги та опору, випливає, що:

$$v_{вих} C \frac{dv_{вих}}{dt} = \frac{U_p^2}{2R_{екв}} - \frac{v_{вих}^2}{R} \quad (18)$$

- Лінеаризуючи вираз (18) навколо робочої точки, розв'язуючи вираз похідної, використовуючи еквівалентність значення $R_{екв}$ і застосовуючи часткову похідну відносно δ_1 і $U_{вих}$ отримано, що:

$$\frac{dv_{вих}}{dt} = \left[\frac{n^2 D_1^2 U_p^2}{4\pi\omega L_k C (nU_{вих} - U_p)^2} + \frac{1}{RC} \right] v_{вих} + \frac{n D U_p^2}{2\pi\omega L_k C (nU_{вих} - U_p)} \delta_1 \quad (19)$$

- Функція передачі вихідної напруги:

$$A = \frac{n D U_p^2}{2\pi\omega L_k C (nU_{вих} - U_p)} \quad \frac{v_{вих}}{\delta_1} = \frac{A}{s + \frac{A n D_1}{(nU_{вих} - U_p)} + \frac{1}{RC}} \quad (20)$$

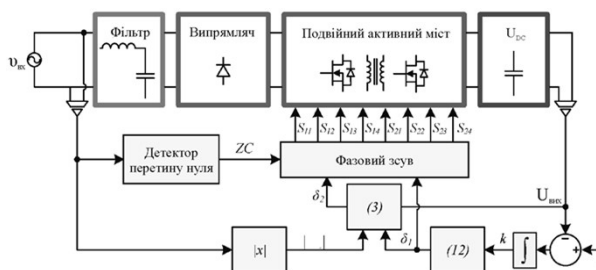


Рис.6 – Схема керування запропонованого контролера

$$\delta_1 = \sqrt{k - (nU_{вих} - |v_{ex}|)} \quad (10)$$

$$\delta_2 = \frac{|v_{ex}|}{nU_{вих} - |v_{ex}|} \delta_1 \quad (3)$$

ДИНАМІЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ

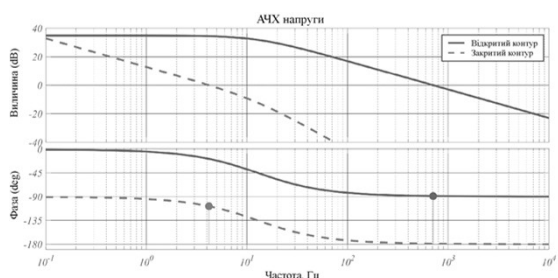


Рис. 7 – Частотні характеристики системи у режимі відкритого та замкнутого контурів

Табл. 1 – Параметри випробування подвійного активного мосту AC та DC

Параметр		Значення
Вихідна потужність	P	175 Вт
Вхідна напруга	$U_{вх}$	90 VRMS, 60 Гц
Вихідна напруга	$U_{вих}$	200 В
Частота перемикання	ω	30 кГц
Послідовна індуктивність	L_k	83 мкГн
Коефіцієнт обмотки трансформатора	n	1
Вихідний конденсатор	C	1000 мкФ
Індуктор фільтра	L_F	500 мкГн
Конденсатор фільтра	C_F	2 мкФ



ДИНАМІЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ

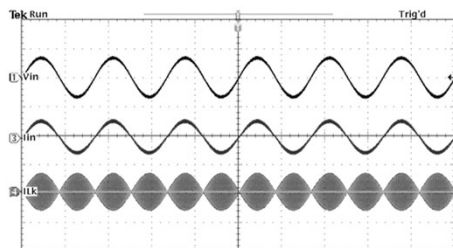


Рис. 8 – Низькочастотні сигнали перетворювача AC-DC з подвійним активним мостом

- Вхідна напруга (250 В/под.): цей графік показує залежність вхідної напруги перетворювача від часу.
- Вхідний струм (5 А/под.): на цьому графіку відображено залежність вхідного струму від часу.
- Струм індуктивності серії подвійного активного моста (25 А/под.): цей графік показує залежність струму, що проходить через індуктивність серії подвійного активного моста, від часу.

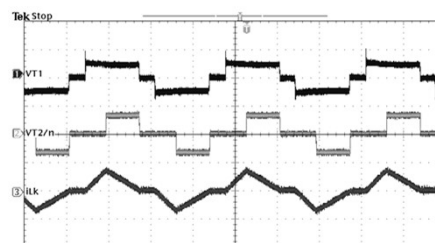


Рис. 8 – Високочастотні сигнали

- Напруга U_{T1} (250 В/под.)
- Напруга U_{T2}/n (250 В/под.)
- Послідовний струм індуктивності (10 А/под.)



ДИНАМІЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ

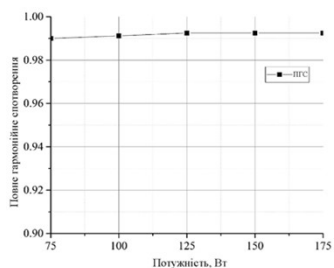


Рис. 9 – Зміна повного гармонічного спотворення через розгортку потужності

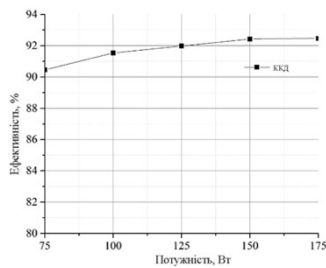


Рис. 10 – Залежність ефективності подвійного активного моста змінного струму від вихідної потужності

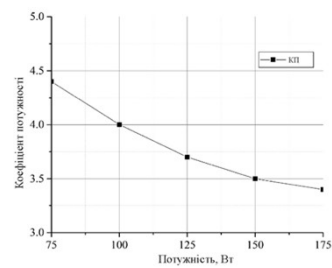


Рис. 11 – Залежність коефіцієнта потужності системи від вихідної потужності



ВИСНОВКИ

- Розроблений перетворювач AC-DC з подвійним активним мостом виявився ефективним та надійним завдяки використанню лише одного контрольованого ступеня.
- Модуляція системи дозволила знизити гармонійне спотворення вхідного струму та забезпечити високий коефіцієнт потужності.
- Проведені експериментальні випробування та моделювання підтвердили технічні характеристики та ефективність системи.
- Впровадження такого перетворювача має потенціал забезпечити низьке гармонійне спотворення та високу якість енергопостачання в різних сферах, таких як електроніка, промисловість, побутова техніка та сектор електромобілів.



ДЯКУЮ ЗА УВАГУ!



РЕЦЕНЗІЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

Дипломник: Ігнатенко Ілля Олегович

Тема роботи: Оптимізація системи перетворення струму з подвійним активним мостом

Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Обсяг кваліфікаційної роботи

Кількість листів креслень 3 Кількість сторінок записки 68

1. Короткий зміст роботи та прийнятих рішень в результаті виконаного наукового дослідження Мета кваліфікаційної роботи полягає в дослідженні та розробці перетворювача, що забезпечить високий коефіцієнт потужності та низьке загальне гармонічне спотворення вхідного струму. У роботі представлено перетворювач змінного струму в постійний, що складається з повного мостового діодного випрямляча та перетворювача з подвійним активним мостом, щоб забезпечити ці характеристики.
2. Висновок про відповідність роботи дипломному завданню Кваліфікаційна робота відповідає виданому завданню
3. Характеристика виконання кожного розділу, ступінь використання останніх досягнень науки та техніки і передових методів роботи: У відповідності до технічного завдання у першому розділі охоплено різні топології підвищувальних перетворювачів, включаючи мостові та напівмостові схеми, а також безмостові варіанти. Використовуються актуальні наукові джерела для опису та аналізу цих топологій. У другому розділі розглядаються стандарти ефективності та методи корекції коефіцієнта потужності. Автор використовує передові техніки для оптимізації енергоефективності підвищувальних перетворювачів. У третьому розділі розглядаються математичні моделі та технології для оптимізації перетворювачів, зокрема з подвійним активним мостом. Основна увага приділяється технологічним аспектам та властивостям систем електроживлення. У четвертому розділі розглядаються динамічні характеристики перетворювача АС-ДС з детальним аналізом резистивної поведінки, проектування пасивних елементів і реалізації контролера. Використовуються передові методи моделювання і контролю для досягнення високої ефективності. Кожен розділ має висновок, що систематизує отримані результати і рекомендації для подальших досліджень

4. Позитивні сторони роботи: Робота виявляється цінною через свій систематичний підхід до аналізу та оцінки підвищувальних перетворювачів змінного та постійного струму, використання передових наукових джерел і методів, а також застосування математичних моделей і динамічного моделювання.
5. Негативні сторони роботи: Недостатня кількість або якість практичних прикладів або деталей реалізації описаних технічних рішень.
6. Оцінка графічного оформлення та пояснювальної записки роботи: немає
7. Відгук про роботу в цілому: Робота представляє значний внесок у вивченні та оптимізації підвищувальних перетворювачів змінного та постійного струму. Автор систематично досліджує різні топології таких перетворювачів, включаючи мостові, напівмостові та безмостові варіанти, з використанням передових наукових джерел та методів. Особлива увага приділяється оптимізації енергоефективності через корекцію коефіцієнта потужності і використання математичних моделей для досягнення високої ефективності.
8. Інші зауваження: немає
9. Оцінка кваліфікаційної роботи: Кваліфікаційна робота відповідає встановленим вимогам і заслуговує оцінки добре (3,75/С), а її автор Ігнатенко І.О., присвоєння кваліфікації бакалавра зі спеціальності «Телекомунікації та радіотехніка»
10. Рецензент (прізвище, ім'я, по батькові, місце роботи) Мішан Віктор Володимирович –к.т.н., доцент кафедри ТМІТ

«14» червня 2024р.


підпис

Ім'я користувача:
Кафедра АКІТІТК

ID перевірки:
1016363710

Дата перевірки:
15.06.2024 19:12:27 EEST

Тип перевірки:
Doc vs Internet + Library

Дата звіту:
16.06.2024 10:12:19 EEST

ID користувача:
100005862

Назва документа: Ігнатенко_антиплагіат

Кількість сторінок: 71 Кількість слів: 11730 Кількість символів: 92654 Розмір файлу: 4.39 MB ID файлу: 1016169198

1034 слова позначені як "вилучені" та не враховуються у підрахунку слів

0.22% Схожість

Найбільша схожість: 0.14% з джерелом з Бібліотеки (ID файлу: 1016169197)

0.17% Джерела з Інтернету

12

Сторінка 73

0.14% Джерела з Бібліотеки

1

Сторінка 73

0% Цитат

Вилучення цитат вимкнене

Вилучення списку бібліографічних посилань вимкнене

0% Вилучень

Деякі джерела вилучено автоматично (фільтри вилучення: кількість знайдених слів є меншою за 8 слів та 0%)

Немає вилучених Інтернет-джерел

0% Вилученого тексту з Бібліотеки

1

Сторінка 73

Модифікації

Виявлено модифікації тексту. Детальна інформація доступна в онлайн-звіті.

Замінені символи

248

Anti-Plagiarism v-15.257

Максимальне співпадіння з одним документом 0.0%

Словники перевірки: en_US, ru_RU, ua_UA. Помилки в документах: 8%

ID: 130762 Назва: БКР Оптимізація системи перетворення струму з подвійним активним мостом Додано в БД: 2024-06-16 Автора: Ілля ІГНАТЕНКО Керівники: Андрій СЕЛЬСЬКИЙ Консультанти: Опоненти:	Документ		Сумарний збіг по Базі Даних	
	Символи	Лексеми	Символи	Лексеми
	80163	610	487 (1%)	8 (1%)

Джерело плагіату

ID	Опис	Наявність плагіату в документі	
		Символи	Лексеми

Завідувачу кафедри АКІТтаР
д-ру техн. наук, проф. Мартинюку В.В.
Ігнатенка І.О.
ПІБ здобувача вищої освіти

ФІТ, 3 курсу, групи ТР1с-21-1

ЗАЯВА

З правилами чинного Положення «Про систему забезпечення академічної доброчесності у Хмельницькому національному університеті» від 01.07.2022, згідно з яким виявлення плагіату є підставою для відмови в допуску кваліфікаційної роботи до захисту та застосування заходів дисциплінарної та академічної відповідальності, ознайомлений (а). Про використання програмно-технічних засобів для перевірки кваліфікаційних робіт здобувача вищої освіти на наявність плагіату ознайомлений(а) та надаю свою згоду на обробку та збереження університетом моєї роботи в інституційному репозитарії університету.

Також надаю університету право на передачу моєї роботи для обробки та збереження в базах даних програмно-технічних засобів (Unicheck та Anti-Plagiarism) та використання роботи для виявлення плагіату в інших роботах, які перевіряються програмно-технічними засобами та користувачами, що мають доступ до цих програмно-технічних засобів, виключно в обмежених цілях для виявлення плагіату в текстах робіт.

Робота для перевірки університетом надається в друкованому та електронному варіанті. Електронна версія моєї роботи збігається (ідентична) з друкованою.

03.06.2024
дата


_____ ПІДПИС

**РІШЕННЯ ЕКСПЕРТНОЇ КОМІСІЇ
КАФЕДРИ АВТОМАТИЗАЦІЇ, КОМП'ЮТЕРНО-ІНТЕГРОВАНИХ
ТЕХНОЛОГІЙ ТА РОБОТОТЕХНІКИ
ПРО ДОПУСК КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ ДО ЗАХИСТУ**

Підтверджуємо ознайомлення з результатом звіту подібності щодо роботи, генерованого системою виявлення текстових збігів/ідентичності/схожості:

Назва: Оптимізація системи перетворення струму з подвійним активним мостом

Автор: Ігнатенко Ілля Олександрович

Спеціальність: 172 Телекомунікації та радіотехніка

Освітня програма: Телекомунікації та інформаційно-комунікаційні технології

Науковий керівник: Сельський А.А., к.ф.м.н., доцент

Після аналізу звіту подібності зроблено такий висновок:

№	Висновок	Позначка про відповідність
1	Запозичення, виявлені в роботі, є законними і не є плагіатом (далі – зазначаються підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту.	<u>Відповідає</u>
2	Виявлені запозичення не є плагіатом, розміщені в розділах, які не описують безпосередньо авторське дослідження, але кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи (далі – зазначаються детальні та аргументовані підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту, але має бути відкоригована. Відкоригований варіант має бути поданий на кафедру за 2 дні до захисту, разом із заявою щодо самостійності виконання письмової роботи та ідентичності друкованої та електронної версії роботи	
3	Виявлені запозичення не є плагіатом, але частково розміщені в розділах, які описують безпосередньо авторське дослідження, а кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи. В зв'язку з цим мета роботи та поставлені завдання не були досягнені. Робота може бути допущена до захисту (наступного року) після того як буде відкоригована та допрацьована і успішно пройде повторну перевірку на академічний плагіат.	
4	Робота містить навмисні текстові спотворення, передбачувані спроби укриття запозичень або інші прояви академічного плагіату. Робота містить фабрикацію або фальсифікацію даних. Робота не допускається до захисту.	
5	Інше:	

Підтвердження:

Запозичення, виявлені в роботі, є законними і не є плагіатом, оскільки:

1) у тексті кваліфікаційної роботи системами перевірки на плагіат виявлено схожість з деякими документами в частині загальноновживаних обов'язкових словосполучень у стандартних бланках (титулка, відомість документів), у структурі змісту, назвах розділів/підрозділів тощо, у назвах публікацій у переліку джерел посилання;

2) усі запозичення є фрагментарними або мають належним чином оформленні посилання;

3) виявлені модифікації тексту не впливають на відсоток схожості.

Сумарний обсяг всіх запозичень, визначений системою виявлення збігів ідентичності/схожості, складає 0,22% і адресується до 12 джерел, що, з урахуванням наведених обґрунтувань, відповідає характеру теми і свідчить на користь кваліфікаційної роботи.

Завідувач кафедри

Гарант освітньої програми

Керівник кваліфікаційної роботи

Валерій МАРТИНЮК

Денис МАКАРИШКІН

Андрій СЕЛЬСЬКИЙ