

Хмельницький національний університет  
Факультет інформаційних технологій  
Кафедра телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій

## КВАЛІФІКАЦІЙНИЙ ПРОЕКТ

Бакалавр

Освітній рівень

Високочастотний перетворювач електронних джерел живлення

Назва теми

КПТР.220880.01.10 ПЗ

Галузь знань 17 «Електроніка та телекомунікації»

Шифр і назва

Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Шифр і назва

Освітня програма «Телекомунікації, медійні технології та інтелектуальні мережі»

Назва

Виконав:

здобувач 3 курсу, група ТР2с-22-1

  
підпис

Богдан КАКУРІН

Ініціали, прізвище

Керівник: к. техн. наук, доцент

  
підпис

Віктор МІШАН

Ініціали, прізвище

До захисту допускаю:

Зав. кафедри: д-р техн. наук, професор

  
підпис

Сергій ПІДЧЕНКО

Ініціали, прізвище

«9» 06 2025р.

Хмельницький, 2025

Хмельницький національний університет

Факультет	інформаційних технологій
Кафедра	телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій
Освітній рівень:	бакалавр
Галузь знань:	17 Електроніка та телекомунікації
Спеціальність:	172 Телекомунікації та радіотехніка
Освітня програма:	Телекомунікації, медійні технології та інтелектуальні мережі

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедру ТМІТ

Сергій ПІДЧЕНКО

«10» 02 2025 р.


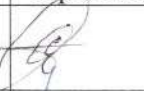


**ЗАВДАННЯ  
НА КВАЛІФІКАЦІЙНИЙ ПРОЕКТ**

КАКУРІН Богдан Сергійович

Прізвище, ім'я по батькові здобувача

- 1 Тема роботи: Високочастотний перетворювач електронних джерел живлення  
Керівник роботи: МІШАН Віктор Володимирович, к. техн. наук, доцент  
Затверджено наказом по університету від «07» лютого 2025р. № 20
- 2 Строк подання здобувачем роботи на кафедру 02 червня 2025 року
- 3 Вихідні дані до роботи: є вхідна напруга 48 В, вихідна напруга 12 В при максимальному струмі 5 А, частота комутації 100–200 кГц, повномостова топологія з гальванічною розв'язкою та цифровим ШІМ-керуванням для стабілізації вихідної напруги в телекомунікаційних системах
- 4 Зміст пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити): Аналіз сучасних перетворювачів електронних джерел живлення. Аналіз і принцип роботи запропонованої топології повномостового DC-DC перетворювача. Проктування моделювання перетворювача постійної напруги. Моделювання високочастотного трансформатора
- 5 Перелік графічного матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслень):  
1. Структурна схема високочастотного імпульсного перетворювача. 2. Режими роботи силового каскаду. 3. Структура та принцип роботи системи керування. 4. Принципова електрична схема та результати моделювання

6 Консультанти розділів кваліфікаційного проекту

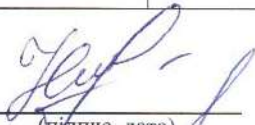
Розділ	Прізвища, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		Завдання видав	Завдання прийняв
Нормоконтроль	СТЕЦЮК Вітор к.т.н., доцент		
Антиплагіат	ПИВОВАР Олег к.т.н., доцент		

7 Дата видачі завдання « 10 » 02 2025 року

**КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН**

№ п/п	Найменування виду роботи	Форма звітності, термін виконання	Відмітка наукового керівника
1.	Розробка завдання на кваліфікаційний проект	01.02.2025р.	виконано
2.	Складання індивідуального плану на кваліфікаційний проект	15.02.2025р.	виконано
3.	Написання першого (теоретичного) розділу	10.03.2025р.	виконано
4.	Написання другого розділу	26.03.2025р.	виконано
5.	Написання третього розділу	15.04.2025р.	виконано
6.	Написання четвертого розділу	30.04.2025р.	виконано
7.	Написання вступу і загальних висновків та пропозицій до кваліфікаційного проекту	10.05.2025р.	виконано
8.	Оформлення кваліфікаційного проекту	15.05.2025р.	виконано
9.	Рецензування кваліфікаційного проекту	20.05.2025р.	виконано
10.	Презентаційні матеріали за результатами виконання кваліфікаційного проекту	28.05.2025р.	виконано

Здобувач

  
\_\_\_\_\_  
(підпис, дата)

Богдан КАКУРІН

Науковий керівник

  
\_\_\_\_\_  
(підпис, дата)

Віктор МІШАН

## АНОТАЦІЯ

Тема кваліфікаційного проекту: «Високочастотний перетворювач електронних джерел живлення»

Автор проекту: КАКУРІН Богдан Сергійович

Керівник проекту: МІШАН Віктор Володимирович, к. техн. наук, доцент.

Пояснювальна записка: 67 сторінок, 14 рисунків, 3 таблиці, 40 джерел.

Графічна частина: технічні креслення.

**КЛЮЧОВІ СЛОВА:** ВИСОКОЧАСТОТНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ, ІМПУЛЬСНЕ ДЖЕРЕЛО ЖИВЛЕННЯ, DC-DC ПЕРЕТВОРЕННЯ, ПОВНОМОСТОВА ТОПОЛОГІЯ, ГАЛЬВАНІЧНА РОЗВ'ЯЗКА, ВИСОКОЧАСТОТНИЙ ТРАНСФОРМАТОР, ЦИФРОВЕ КЕРУВАННЯ.

Об'єктом дослідження є високочастотний повномостовий DC-DC перетворювач для імпульсних джерел живлення, призначений для телекомунікаційних систем.

Мета кваліфікаційного проекту полягає в удосконаленні та моделюванні ефективної топології високочастотного DC-DC перетворювача з гальванічною розв'язкою, здатного забезпечити стабільну вихідну напругу при змінних навантаженнях.

Кваліфікаційний проект присвячений дослідженню, теоретичному проектуванню, комп'ютерному моделюванню та практичній реалізації високочастотного імпульсного джерела живлення з понижуючим повномостовим DC-DC перетворювачем, побудованим на основі цифрового керування за допомогою DSP-досліджень.





« 01 » \_\_\_\_\_ 06 \_\_\_\_\_ 2025 р.





## ЗМІСТ

	С
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ .....	4
ВСТУП .....	5
1 АНАЛІЗ СУЧАСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЕЛЕКТРОННИХ ДЖЕРЕЛ ЖИВЛЕННЯ .....	8
1.1 Класифікація та принципи роботи імпульсних джерел живлення .....	8
1.2 Типові топології високочастотних DC-DC перетворювачів .....	11
1.3 Переваги високочастотної перетворювальної техніки .....	14
1.4 Основні вимоги до джерел живлення для телекомунікаційних систем..	16
1.5 Висновки до першого розділу .....	17
2 АНАЛІЗ І ПРИНЦИП РОБОТИ ЗАПРОПОНОВАНОЇ ТОПОЛОГІЇ ПОВНОМОСТОВОГО DC-DC ПЕРЕТВОРЮВАЧА .....	19
2.1 Запропонована топологія перетворювача .....	19
2.2 Принцип роботи повномостового DC-DC перетворювача.....	21
2.3 Розрахунок та аналіз параметрів основних елементів .....	22
2.4 Висновки до другого розділу.....	43
3 ПРОЄКТУВАННЯ ВИСОКОЧАСТОТНОГО ТРАНСФОРМАТОРА.....	44
3.1 Аналіз вхідних вимог та визначення основних параметрів імпульсного джерела живлення.....	45
3.2 Визначення максимального значення коефіцієнта заповнення імпульсів комутації.....	46
3.3 Розрахунок номінальної вихідної напруги з урахуванням падіння напруги на комутаційних діодах .....	47

					КПТР.220880.01.10			
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата				
Розроб.		Какурін Б.С.		1.06.25	Високочастотний перетворювач електронних джерел живлення	Літ.	Арк.	Акрюшів
Перевір.		Мішан В.В.		2025			2	72
Реценз.					Пояснювальна записка  ХНУ, гр. ТР2с-22-1			
Н. Контр.		Стецюк В.		2025				
Затверд.		Підченко С.К.		2025				

3.4	Визначення коефіцієнта трансформації та розрахунок кількості витків обмоток.....	45
3.5	Вибір матеріалу, конструкції та розмірів осердя трансформатора.....	48
3.6	Технічні характеристики та параметри високочастотного трансформатора .....	51
3.7	Висновки до третього розділу .....	55
4	МОДЕЛЮВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ .....	56
4.1	Формування керуючих імпульсів для IGBT-ключів повномостового перетворювача .....	56
4.2	ШІМ-контролер зі струмовим керуванням для повномостового перетворювача постійної напруги.....	57
4.3	Моделювання цифрового контролера.....	59
4.4	Аналіз роботи запропонованого DC-DC перетворювача.....	62
4.5	Висновки до четвертого розділу.....	65
	ВИСНОВКИ.....	66
	ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ.....	67

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

DC-DC	–	Перетворювач постійної напруги
SMPS	–	Імпульсне джерело живлення
ШІМ	–	Широтно-імпульсна модуляція
IGBT	–	Інсулюючий біполярний транзистор з ізольованим затвором
MOSFET	–	Метал-оксид-напівпровідниковий польовий транзистор
ЕМІ	–	Електромагнітні завади
ЕМІ/RFI	–	Електромагнітні/радіочастотні завади
$U_{dc}$	–	Постійна напруга на виході
$I_{вих}$	–	Вихідний струм
$U_{вих}$	–	Вихідна напруга
$U_{вх}$	–	Вхідна напруга
$D$	–	Коефіцієнт заповнення імпульсів
SMPS	–	Топологія імпульсного джерела живлення
ЦАП	–	Цифровий-аналоговий перетворювач
АЦП	–	Аналогово-цифровий перетворювач

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						4
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

## ВСТУП

Сучасні телекомунікаційні системи характеризуються високими вимогами до стабільності та якості електроживлення. Надійне функціонування такого обладнання безпосередньо залежить від ефективної роботи джерел живлення, які повинні забезпечувати постійну напругу незалежно від коливань у вхідній мережі, динамічних змін навантаження та впливу електромагнітних завад. У зв'язку зі зростаючим енергоспоживанням телекомунікаційних вузлів і збільшенням щільності компонентів, зростає попит на джерела живлення з високою питомою потужністю, мінімальними втратами та високою надійністю.

Одним з найефективніших підходів до вирішення цих завдань є застосування імпульсних джерел живлення, які працюють на високих частотах, дозволяючи зменшити габарити елементів накопичення енергії (трансформаторів, дроселів, конденсаторів) і забезпечити високу ефективність. Особливої уваги заслуговують високочастотні ізольовані DC-DC перетворювачі, що забезпечують гальванічну розв'язку між вхідною мережею і навантаженням, а також стабілізовану вихідну напругу у широкому діапазоні навантажень.

Проте впровадження імпульсних джерел живлення у телекомунікаційних системах породжує низку технічних викликів, зокрема пов'язаних із погіршенням якості споживаного струму від мережі змінного струму. Традиційні одно- або трифазні діодні випрямлячі мають нелінійну вольт-амперну характеристику, що призводить до появи високого рівня гармонік у струмі, а отже – до зростання загального коефіцієнта гармонічних спотворень і зниження коефіцієнта потужності.

Наукові дослідження останніх років приділяють значну увагу топологіям силових перетворювачів, які поєднують функції PFC та гальванічної розв'язки, а також використовують методи м'якого комутаційного перемикування для

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						5
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

зниження втрат і зменшення електромагнітних завад. Зокрема, перспективним є використання ізольованих однофазних або модульних схем високочастотних АС-DC або DC-DC перетворювачів, керованих цифровими контролерами, які забезпечують точне регулювання вихідних параметрів та адаптацію до змін зовнішніх умов.

У рамках даного кваліфікаційного проєкту розроблено високочастотний перетворювач електронного джерела живлення на основі топології ізольованого повномостового DC-DC перетворювача зі зниженням напруги. У роботі детально проаналізовано режими роботи перетворювача, наведено підходи до розрахунку силових елементів та методика проєктування високочастотного трансформатора.

Окрему увагу приділено аналізу енергетичних характеристик системи, зокрема вхідного коефіцієнта потужності, рівня гармонічних спотворень вхідного струму, стабільності вихідної напруги при змінних навантаженнях, а також ефективності роботи в різних режимах. Ефективність запропонованої схеми підтверджено результатами комп'ютерного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink та лабораторними експериментами з використанням реального прототипу.

Таким чином, актуальність проєкту зумовлена потребою в енергоефективних, надійних та компактних джерелах живлення для телекомунікаційних систем, що відповідають сучасним стандартам якості електроенергії. Запропонований підхід дозволяє вирішити завдання одночасної стабілізації вихідної напруги, зниження рівня коефіцієнта гармонічних спотворень і підвищення коефіцієнта потужності без ускладнення топології або системи керування. Результати роботи можуть бути використані в подальших дослідженнях та практичній реалізації джерел живлення середньої потужності.

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						6
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

# 1 АНАЛІЗ СУЧАСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЕЛЕКТРОННИХ ДЖЕРЕЛ ЖИВЛЕННЯ

## 1.1 Класифікація та принципи роботи імпульсних джерел живлення

Імпульсні джерела живлення (ІДЖ) – це електронні пристрої, які забезпечують стабілізовану напругу живлення споживача, використовуючи принцип перетворення енергії за допомогою швидкого перемикання ключових елементів. На відміну від лінійних стабілізаторів, ІДЖ працюють за рахунок високочастотного перемикання, що дозволяє зменшити габарити трансформаторів, знизити втрати потужності та підвищити загальний коефіцієнт корисної дії (ККД), який часто досягає 85–95%.

Класифікація імпульсних джерел живлення:

1. Некеровані імпульсні перетворювачі – мають фіксовану частоту роботи та не змінюють параметри за зміни навантаження. Часто використовуються у простих побутових пристроях.

2. Керовані (регульовані) ІДЖ – містять зворотній зв'язок, який дозволяє змінювати тривалість імпульсу (ШІМ) у відповідь на зміну вхідної напруги або навантаження. Це дозволяє стабілізувати вихідну напругу.

3. Високочастотні перетворювачі – функціонують на частотах десятків або сотень кілогерц, що дає змогу значно зменшити розміри силових трансформаторів і фільтрів.

Основні етапи перетворення в ІДЖ:

- Випрямлення – змінна напруга з мережі перетворюється у постійну за допомогою діодного моста.
- Фільтрація – зменшення пульсацій за допомогою електролітичного конденсатора.

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						7
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

- ШІМ-комутування – транзисторний ключ (MOSFET або IGBT) перериває струм на великій частоті, створюючи імпульсну напругу.

- Трансформація – імпульси подаються на трансформатор, який змінює рівень напруги (знижує або підвищує).

- Випрямлення та фільтрація – вторинна напруга після трансформатора знову випрямляється і фільтрується до постійної форми.

- Зворотній зв'язок – схема управління порівнює вихідну напругу з опорною та змінює ШІМ, підтримуючи стабільність.

Переваги імпульсних джерел живлення:

- Високий ККД (до 95%)
- Компактні розміри
- Низьке тепловиділення
- Стабільна робота при широкому діапазоні вхідних напруг
- Можливість реалізації функцій захисту (від перевантаження, перенапруги тощо)

Недоліки імпульсних джерел живлення:

- Ускладнена схема керування
- Генерація електромагнітних завад
- Необхідність фільтрації завад
- Вища вартість при високоточному виконанні

Застосування імпульсних джерел живлення:

Імпульсні джерела живлення широко використовуються в комп'ютерних блоках живлення, телекомунікаційних системах, промисловій автоматизації, побутовій техніці, автомобільній електроніці та мобільних пристроях.

Порівняльний аналіз лінійних та імпульсних джерел живлення наведено в таблиці 1.1. Як видно з таблиці, імпульсні джерела живлення (ІДЖ) мають значно вищий коефіцієнт корисної дії (до 95%) порівняно з лінійними, що забезпечує їхню енергоефективність. Завдяки використанню високочастотних

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						8
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

трансформаторів вони мають менші габарити та масу, що є критично важливим для компактних пристроїв і телекомунікаційного обладнання. ІДЖ також характеризуються швидкою реакцією на зміну навантаження та широким діапазоном вхідної напруги. Водночас такі пристрої мають складнішу схему керування, потребують додаткового екранування для зменшення електромагнітних завад та зазвичай коштують дорожче. Лінійні джерела, хоч і простіші у реалізації та не створюють значного електромагнітного шуму, мають суттєві втрати енергії у вигляді тепла, що обмежує їхнє використання в сучасних енергоефективних системах.

Таблиця 1.1 – Порівняння лінійних та імпульсних джерел живлення

Критерій порівняння	Лінійні джерела живлення	Імпульсні джерела живлення
Принцип дії	Регулювання напруги шляхом розсіювання надлишкової енергії	Регулювання за допомогою ШІМ та перетворення імпульсів
ККД	Низький (30–60%)	Високий (до 95%)
Розміри та маса	Великі трансформатори, масивна конструкція	Компактні завдяки високочастотним трансформаторам
Тепловиділення	Значне	Незначне
Складність конструкції	Проста схема	Складна схема керування
Наявність електромагнітних завад (ЕМІ)	Відсутні або незначні	Потребує спеціального екранування та фільтрації
Час реакції на зміну навантаження	Повільна	Швидка
Діапазон вхідної напруги	Обмежений	Широкий
Вартість	Дешевші для простої реалізації	Дорожчі при високій надійності
Застосування	Аудіоапаратура, прості зарядні пристрої	Комп'ютери, телекомунікаційне обладнання, побутова техніка

Як видно з таблиці 1.1, імпульсні джерела живлення мають суттєві переваги над лінійними у більшості сучасних застосувань. Завдяки високому коефіцієнту корисної дії, компактним розмірам і можливості ефективної роботи з широким діапазоном вхідних напруг, ІДЖ стали основою для живлення електроніки, зокрема телекомунікаційного обладнання, комп'ютерних систем і портативних пристроїв. Водночас, варто враховувати, що складність схемотехнічної реалізації та необхідність ефективного захисту від електромагнітних завад потребують ретельного підходу до проектування. Проте в умовах сучасних вимог до енергоефективності та мініатюризації імпульсні джерела живлення є безальтернативним вибором у більшості інженерних задач.

## 1.2 Типові топології високочастотних DC-DC перетворювачів

У високочастотній перетворювальній техніці використовується низка ключових топологій DC-DC перетворювачів, кожна з яких має свої переваги, обмеження та сфери застосування. Вибір тієї чи іншої схеми залежить від вхідної та вихідної напруги, струму навантаження, вимог до габаритів, вартості та ККД.

### 1. Buck (понижувальний перетворювач)

Ця топологія використовується для зниження напруги з більш високого до нижчого рівня. Основним елементом є ключовий транзистор, який вмикається та вимикається з високою частотою, а індуктивність і конденсатор згладжують імпульси до постійної напруги.

Переваги: високий ККД (до 95%), проста реалізація, низький рівень пульсацій.

Недоліки: не працює для вихідної напруги, вищої за вхідну.

### 2. Boost (підвищувальний перетворювач)

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						10
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Цей перетворювач використовується для підвищення напруги. Під час замикання ключа енергія накопичується в індуктивності, а після розмикання – передається на навантаження, підвищуючи напругу.

Переваги: простота, можливість підвищення напруги в кілька разів.

Недоліки: збільшення пульсацій струму, зменшення ККД при великих коефіцієнтах підвищення.

### 3. Buck-Boost (інверсний перетворювач)

Дозволяє отримати вихідну напругу як нижчу, так і вищу за вхідну, причому полярність вихідної напруги протилежна до вхідної.

Переваги: гнучкість у застосуванні, працює при широкому діапазоні вхідної напруги.

Недоліки: інверсія полярності, нижчий ККД у порівнянні з buck або boost, вищий рівень пульсацій.

### 4. Flyback (зворотногоходовий перетворювач)

Це трансформаторна топологія, яка забезпечує гальванічну розв'язку між входом і виходом. Використовується у малопотужних джерелах живлення. Під час вмикання ключа енергія накопичується у магнітному полі трансформатора, а після вимкнення – передається на вихід.

Переваги: простота, гальванічна розв'язка, можливість отримання кількох виходів.

Недоліки: високі пульсації, обмежена потужність, складність у керуванні на великих потужностях.

### 5. Forward (прямохідний перетворювач)

Також базується на трансформаторі, але відрізняється тим, що енергія передається на вихід під час провідного стану ключа.

Переваги: гальванічна розв'язка, менше втрат на перемагнічування, придатний для більших потужностей.

					КПТР.220880.01.10	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		11

Недоліки: складніша конструкція (потрібен демагнітуючий контур), обмеження по тривалості імпульсу.

6. Half-Bridge і Full-Bridge (напівмостовий і повномостовий перетворювачі)

Ці топології застосовуються у високопотужних джерелах живлення. Half-Bridge використовує два ключі, Full-Bridge – чотири. Обидві схеми дозволяють передавати енергію через трансформатор із високим ККД.

Переваги: висока ефективність, симетричне навантаження трансформатора, можливість роботи з великими потужностями.

Недоліки: складність керування, більша кількість елементів, потреба в синхронізації ключів.

На рисунку 1.1 представлено типові топології високочастотних DC-DC перетворювачів, які широко застосовуються в імпульсних джерелах живлення. Зокрема, зображено базові схеми таких топологій, як Buck (понижувальний), Boost (підвищувальний), Buck-Boost (інверсний), Flyback (зворотногоходовий), Forward (прямохідний), а також Half-Bridge і Full-Bridge (напівмостовий і повномостовий) перетворювачі. Ці схеми ілюструють ключові особливості кожної архітектури: розміщення силових ключів, індуктивностей, трансформаторів та елементів фільтрації. Аналіз топологій на основі даного рисунка дозволяє краще зрозуміти принципи їх роботи, а також оцінити переваги й обмеження кожного типу перетворення енергії.

Вибір тієї чи іншої топології залежить від вимог до вихідної напруги, потужності, габаритів та ефективності. Повномостові схеми зазвичай застосовуються в системах з високим енергоспоживанням і забезпечують високу ефективність за рахунок симетричної передачі енергії та знижених струмових навантажень на ключові елементи.

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						12
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		



- Зниження втрат на магнітних елементах;
- Можливість реалізації гальванічної розв'язки.

Водночас високочастотні перетворювачі вимагають ретельного проектування схем фільтрації та захисту від електромагнітних завад.

Окрім вищезгаданих переваг, високочастотна перетворювальна техніка відкриває широкі можливості для оптимізації структури джерел живлення, зокрема в багатоканальних і розподілених системах. Висока частота перемикання дозволяє реалізувати швидке керування енергопотокami з використанням сучасних напівпровідникових ключів, таких як MOSFET або SiC-транзистори, що забезпечують мінімальні втрати на перемиканні й високу ефективність у широкому діапазоні навантажень.

Важливо зазначити, що зменшення розмірів елементів магнітопроводу та накопичувальних ємностей сприяє підвищенню компактності всього джерела живлення, що особливо актуально в телекомунікаційних, автомобільних та портативних пристроях. Водночас, робота на високих частотах вимагає особливої уваги до конструкції друкованої плати, мінімізації паразитних індуктивностей і ємностей, а також забезпечення ефективного тепловідведення.

До недоліків високочастотних перетворювачів можна віднести зростання рівня електромагнітних завад (ЕМЗ), що потребує застосування ефективних фільтрів і екранів. Також підвищується навантаження на елементи керування через необхідність роботи з великою частотою ШІМ-сигналів, що вимагає високопродуктивних контролерів і цифрових систем керування.

У підсумку, застосування високочастотної перетворювальної техніки є ключовим фактором у підвищенні ефективності та функціональності сучасних електронних джерел живлення. Проте її успішна реалізація можлива лише за умови комплексного інженерного підходу, який враховує всі особливості силової, керуючої та захисної частин схеми.

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						14
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

#### 1.4 Основні вимоги до джерел живлення для телекомунікаційних систем

Телекомунікаційне обладнання висуває специфічні вимоги до джерел живлення:

- Стабільність вихідної напруги незалежно від коливань навантаження;
- Високий ККД у широкому діапазоні навантажень;
- Надійність та тривалий термін експлуатації;
- Компактність та модульність;
- Мінімальні рівні електромагнітних завад;
- Наявність систем захисту від короткого замикання, перенапруги, перегріву тощо.

З огляду на ці вимоги, для живлення телекомунікаційних систем найчастіше використовуються повномостові високочастотні DC-DC перетворювачі, здатні забезпечити стабільну роботу при високих навантаженнях.

З огляду на ці вимоги, для живлення телекомунікаційних систем найчастіше використовуються повномостові високочастотні DC-DC перетворювачі, здатні забезпечити стабільну роботу при високих навантаженнях. Такі перетворювачі дозволяють ефективно передавати енергію на високих рівнях потужності з мінімальними втратами, що особливо важливо для критичних застосувань, таких як базові станції мобільного зв'язку, маршрутизатори, комутатори та серверне обладнання.

Повномостова (Full-Bridge) топологія забезпечує гальванічну розв'язку між входом і виходом за допомогою високочастотного трансформатора, що покращує безпеку експлуатації й дозволяє реалізувати симетричну передачу енергії з високою ефективністю. Така конфігурація також забезпечує кращу

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						15
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

розподіленість струмового навантаження між ключовими елементами, знижує рівень струмів у кожному транзисторі, зменшуючи теплові втрати та полегшуючи вимоги до охолодження.

Окрім цього, у телекомунікаційних системах надзвичайно важливими є надійність та безперебійність роботи джерела живлення. Повномостові перетворювачі добре масштабуються, підтримують роботу в широкому діапазоні вхідних і вихідних напруг, можуть бути легко інтегровані в системи резервного живлення або працювати паралельно з іншими модулями. Вони також сумісні з сучасними цифровими контролерами, що дозволяє реалізовувати розширені алгоритми моніторингу, захисту та адаптивного керування.

Таким чином, завдяки високій ефективності, хорошим динамічним характеристикам, здатності працювати з великими струмами та напругою, повномостові високочастотні перетворювачі є оптимальним вибором для побудови систем живлення телекомунікаційного обладнання.

### 1.5 Висновки до першого розділу

У першому розділі було проведено аналіз сучасних імпульсних джерел живлення та їх класифікації, розглянуто основні принципи роботи і типові топології високочастотних DC-DC перетворювачів. Визначено ключові переваги використання високочастотної перетворювальної техніки, зокрема зменшення габаритів та підвищення ефективності. Також сформульовано основні технічні вимоги до джерел живлення, що застосовуються в телекомунікаційних системах. Отримані результати стали підґрунтям для вибору і подальшого дослідження запропонованої топології перетворювача у наступному розділі.

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						16
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

## 2 АНАЛІЗ І ПРИНЦИП РОБОТИ ЗАПРОПОНОВАНОЇ ТОПОЛОГІЇ ПОВНОМОСТОВОГО DC-DC ПЕРЕТВОРЮВАЧА

У сучасних телекомунікаційних системах, які функціонують у безперервному режимі та вимагають високої надійності, особливої уваги потребує якість і стабільність електроживлення. Використання імпульсних джерел живлення на основі високочастотних перетворювачів дозволяє значно підвищити енергоефективність, зменшити габарити та забезпечити гальванічну розв'язку між мережею живлення та телекомунікаційним обладнанням. З огляду на потребу в зниженні рівня електромагнітних завад та забезпеченні стабільної вихідної напруги при змінних умовах навантаження, доцільним є застосування повномостових понижувальних DC-DC перетворювачів із вбудованою корекцією коефіцієнта потужності.

### 2.1 Запропонована топологія перетворювача

На рисунку 2.1 представлено структурну топологію імпульсного джерела живлення, розробленого для застосування в телекомунікаційних системах, які пред'являють підвищені вимоги до стабільності, енергоефективності та якості електроживлення. Схема базується на понижувальному DC-DC перетворювачі з повномостовою конфігурацією, що забезпечує ефективне перетворення вхідної постійної напруги у стабілізовану вихідну з урахуванням гальванічної розв'язки між входом та навантаженням. Такий підхід дає змогу ізолювати телекомунікаційне обладнання від впливу імпульсних та високочастотних завад з боку мережі живлення.

Однією з ключових особливостей цієї топології є інтеграція входу з активною корекцією коефіцієнта потужності, що дозволяє покращити форму струму, який споживається з мережі змінного струму, знизити рівень гармонічних спотворень та досягти коефіцієнта потужності, близького до

					КПТР.220880.01.10	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		17



## 2.2 Принцип роботи повномостового DC-DC перетворювача

Для забезпечення трифазної роботи системи електроживлення в телекомунікаційних застосуваннях доцільно використовувати три окремі однофазні перетворювачі, об'єднані в модульну структуру. На рисунку 2.2 наведена структурна схема одного такого однофазного модуля, який слугує базовим елементом для аналізу сталого режиму роботи та подальшого проектування системи живлення. Цей модуль складається з джерела постійної напруги, яке формується за допомогою діодного мостового випрямляча, послідовно з'єднаного з індуктивністю, що забезпечує згладжування струму і зменшення гармонічних спотворень на вході.

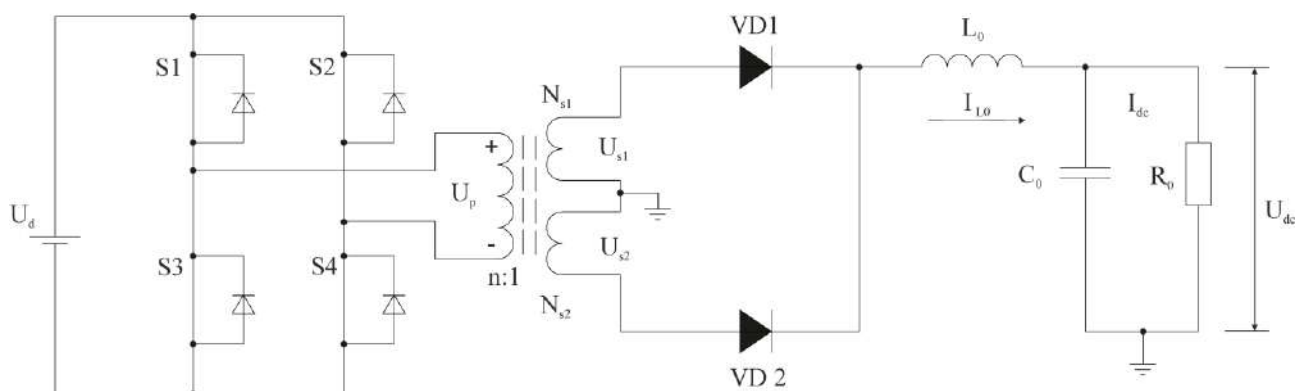


Рисунок 2.2 – Схема однофазного повномостового підвищуючого DC-DC перетворювача

Основним перетворювачем у схемі є понижувальний DC-DC перетворювач повного мостового типу, який включає чотири IGBT-транзистори (S1, S2, S3 та S4). Ці ключі працюють у комутації по черзі, попарно увімкнені в кожній половині періоду широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). Управління тривалістю імпульсів, тобто коефіцієнтом заповнення, здійснюється за допомогою пропорційно-інтегрального (ПІ) регулятора, який регулює ширину

									Арк.
									19
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата					

імпульсів для підтримки стабільної вихідної напруги та оптимальної роботи перетворювача.

Вихідний сигнал з повномостового перетворювача подається на високочастотний трансформатор, який виконує важливу функцію гальванічної розв'язки між первинною (вхідною) та вторинною (вихідною) частинами системи живлення. Завдяки цьому забезпечується захист телекомунікаційного обладнання від небажаних електричних завад і зниження електромагнітних перешкод, що підвищує надійність та якість електроживлення.

Такий спосіб організації роботи DC-DC перетворювача дозволяє досягати високої ефективності перетворення енергії, покращеної стабільності вихідної напруги при змінних навантаженнях та мінімізувати втрати електроенергії. Використання ПІ-регулятора забезпечує точне регулювання роботи системи, що особливо важливо для сучасних телекомунікаційних систем, які потребують стабільного та якісного живлення. Наступний розділ детально розглядає роботу перетворювача на прикладі еквівалентних схем, що ілюструють процеси в кожній половині періоду ШІМ.

### 2.3 Розрахунок та аналіз параметрів основних елементів

У даному розділі проведено детальний аналіз сталого режиму роботи запропонованої топології повномостового DC-DC перетворювача, що є ключовим етапом при його проектуванні для забезпечення стабільної та ефективної роботи. Метою такого аналізу є отримання основних проєктних рівнянь і визначення параметрів, необхідних для реалізації перетворювача з урахуванням вимог до режиму роботи, вихідної напруги та струму, частоти комутації, втрат потужності та гальванічної розв'язки.

Під час моделювання та теоретичного опрацювання припускається, що усі ключові елементи (IGBT-транзистори) є ідеальними, тобто не мають втрат на перемикання та провідність, що дозволяє зосередитись на аналізі основних

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						20
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

принципів функціонування. Повномостовий понижуючий DC-DC перетворювач працює в двох основних інтервалах протягом одного періоду широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), які визначають режим його роботи.

Проектування здійснюється з урахуванням режиму неперервного струму (Continuous Conduction Mode, CCM), коли індуктивний струм на виході ніколи не опускається до нуля. Цей режим сприяє зменшенню рівня пульсацій струму та покращує якість вихідної напруги, що є критично важливим для телекомунікаційних систем. У випадку переходу до режиму переривчастого струму (Discontinuous Conduction Mode, DCM), значно ускладнюється керування та зростають втрати, тому проектним завданням є забезпечення саме режиму неперервного струму.

На рисунку 2.2 наведено еквівалентні схеми роботи повномостового DC-DC перетворювача для кожного з двох основних інтервалів комутаційного циклу. У першому інтервалі (Інтервал 1) у провідному стані знаходяться ключі S1 і S4. Вони утворюють шлях для струму через первинну обмотку високочастотного трансформатора, подаючи на неї позитивну напругу. Це забезпечує передачу енергії від вхідного джерела до трансформатора.

У другому інтервалі (Інтервал 2) всі ключі вимикаються, і перетворювач переходить у так звану фазу вільного затухання, протягом якої енергія, накопичена в магнітному полі трансформатора та вихідного фільтра, передається до навантаження. У цьому інтервалі важливо правильно організувати керування для уникнення резонансних коливань та перевантажень силових компонентів.

Такий підхід до аналізу дозволяє точно розрахувати параметри ШІМ-керування, пікові значення струмів і напруг, а також забезпечити належну гальванічну ізоляцію між входом і виходом перетворювача. Результати цього аналізу надалі використовуються для моделювання, вибору компонентної бази та реалізації фізичної моделі перетворювача.

**Інтервал 1:**  $0 < t < D \cdot T_s$

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						21
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Опис першого інтервалу комутаційного циклу повномостового DC-DC перетворювача є ключовим для розуміння принципів роботи пристрою в усталеному режимі. У даному інтервалі, який триває в часовому проміжку  $0 < t < D \cdot T_s$ , де  $D$  – коефіцієнт заповнення, а  $T_s$  – період широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), відбувається передача енергії від вхідного джерела до навантаження.

У цей момент активуються два діагонально розташовані ключі –  $S1$  і  $S4$ , які утворюють провідний канал для струму через первинну обмотку високочастотного трансформатора. Завдяки цьому на первинній обмотці виникає напруга  $U_p$ , яка трансформується на вторинні обмотки трансформатора відповідно до співвідношення витків  $N_p : N_{s1} : N_{s2}$ . Отримана на вторинній стороні напруга подається на вихідний ланцюг через два випрямляючих діоди, що забезпечує живлення навантаження постійною напругою  $U_{dc}$ .

На рисунку 2.3 зображено еквівалентну електричну схему, яка використовується для аналізу даного режиму. Напруга, прикладена до вихідної індуктивності  $L_0$ , позначена як  $U_L$ , визначає процес накопичення енергії в магнітному полі індуктивності під час увімкнення ключів.

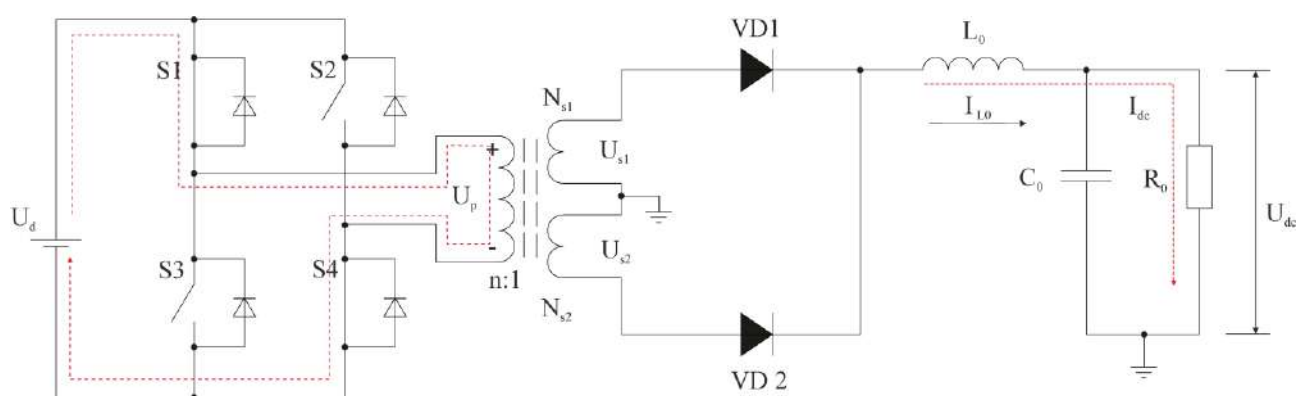


Рисунок 2.3 – Еквівалентна схема роботи перетворювача в першому інтервалі комутації

Залежність між вхідною постійною напругою  $U_d$ , напругою на первинній обмотці трансформатора  $U_p$ , вторинними напругами  $U_{s1}$  і  $U_{s2}$ , та вихідною напругою  $U_{dc}$  можна виразити через трансформаційне співвідношення витків трансформатора наступним чином:

$$U_p = U_d \quad (2.1)$$

$$U_{s1} = \frac{N_{s1}}{N_p} \cdot U_d; \quad U_{s2} = \frac{N_{s2}}{N_p} \cdot U_d \quad (2.2)$$

Напруга на вихідному індукторі  $L_0$ ,  $U_L$ , визначається як:

$$U_L = \left( \frac{N_{s1}}{N_p} \right) U_d - U_{dc} \quad (2.3)$$

де  $U_p$  – напруга на первинній обмотці високочастотного трансформатора.

$U_{s1}$  та  $U_{s2}$  – напруги на вторинних обмотках високочастотного трансформатора.

$U_d$  – вхідна постійна напруга для повномостового DC-DC перетворювача.

$U_L$  – напруга на вихідній індуктивності  $L_0$ .

$U_{dc}$  – постійна вихідна напруга на навантаженні.

$N_p$ ,  $N_{s1}$  та  $N_{s2}$  – кількість витків первинної та вторинних обмоток високочастотного трансформатора.

Швидкість наростання струму індуктивності  $i_{L0}$  визначається як:

Швидкість наростання струму через вихідну індуктивність  $i_{L0}$  є важливою характеристикою для аналізу динамічної поведінки повномостового DC-DC перетворювача в режимі неперервного струму (CCM). Вона відображає, з якою

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						23
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

швидкістю зростає струм у навантаженні протягом першого інтервалу роботи перетворювача, коли ключі S1 та S4 ввімкнені.

Фізично індуктивність  $L_0$  протидіє раптовим змінам струму, тому зростання струму через неї відбувається поступово. Це забезпечує безперервне постачання енергії до навантаження навіть при зміні станів ключів і мінімізує рівень пульсацій струму, що особливо важливо при живленні високочутливого телекомунікаційного обладнання.

Аналітично швидкість наростання струму визначається із закону Ома для індуктивного елемента:

$$\frac{di_{L_0}}{dt} = \frac{U_L}{L_0} = \frac{(N_{s1}/N_p)U_d - U_{dc}}{L_0} \quad (2.4)$$

$$\frac{di_{L_0}}{dt}$$

де  $\frac{di_{L_0}}{dt}$  – миттєва швидкість зміни струму в індуктивності  $L_0$ ;

$U_L$  – миттєва напруга на індуктивності, яка є різницею між сумарною напругою з вторинної сторони трансформатора та напругою на навантаженні;

$L_0$  – індуктивність вихідного фільтра.

У цьому інтервалі ( $0 < t < D \cdot T_s$ ) напруга  $U_L$  є позитивною, оскільки сума напруг вторинних обмоток  $U_{s1} + U_s$  перевищує вихідну напругу  $U_{dc}$ . Це спричиняє зростання струму  $i_{L0}$ . Відповідно, процес наростання струму є результатом дії позитивної різниці напруг, яка прикладена до індуктивності.

Для детального аналізу також доцільно враховувати коефіцієнт трансформації трансформатора та співвідношення кількості витків обмоток, що впливає на значення напруги  $U_L$ . Отже, швидкість наростання струму безпосередньо залежить від:

- рівня вхідної напруги  $U_d$ ;
- коефіцієнта трансформації трансформатора;

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						24
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

- параметрів вторинної обмотки;
- величини вихідної напруги  $U_{dc}$ ;
- значення індуктивності  $L_0$ .

Важливо зазначити, що ця швидкість визначає, наскільки сильно зміниться струм за заданий час. Чим більша напруга на індуктивності, тим швидше зростає струм, і тим вищі пульсації на виході, якщо індуктивність недостатньо велика. Відповідно, під час проектування вибір значення  $L_0$  повинен забезпечити оптимальний компроміс між допустимим рівнем пульсацій струму та габаритами індуктивного елемента.

Таким чином, визначення швидкості наростання струму в індуктивності дозволяє отримати точне уявлення про поведінку струму в першому інтервалі, що є критично важливим для моделювання, проектування та оптимізації роботи перетворювача.

Зміна струму через індуктивність під час періоду увімкнення є важливим параметром для аналізу режиму роботи повномостового понижуючого DC-DC перетворювача, особливо в контексті безперервного режиму струму. У першому інтервалі роботи перетворювача ( $0 < t < D \cdot T_s$ ), коли ввімкнені ключі S1 та S4, до вихідної індуктивності  $L_0$  прикладається позитивна напруга  $U_L$ , яка зумовлює зростання струму через неї.

Визначення зміни струму базується на інтегруванні рівняння для швидкості зміни струму через індуктивність:

$$(\Delta i_L)_{\text{вкл}} = \frac{(nU_d - U_{dc})}{L_0} (\Delta t)_{\text{вкл}} \quad (2.5)$$

$$(\Delta i_L)_{\text{вкл}} = \frac{(nU_d - U_{dc})}{L_0} DT_s \quad (2.6)$$

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						25
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

де  $n = (N_{s1} / N_p) = (N_{s2} / N_p)$  – коефіцієнта трансформації високочастотного трансформатора;

$D$  – коефіцієнт заповнення  $D = (2T_{\text{вкл}} / T_s)$

$\Delta i_{L0}$  – зміна струму через індуктивність за час увімкнення ключів,

$U_L$  – миттєва напруга на індуктивності,

$L_0$  – період ШІМ (широтно-імпульсної модуляції).

Цей вираз дає змогу оцінити амплітуду зміни струму через вихідну індуктивність протягом активного інтервалу, тобто тоді, коли перетворювач передає енергію від джерела до навантаження через трансформатор. З фізичної точки зору, більший коефіцієнт заповнення або більша прикладена напруга спричиняють більш інтенсивне зростання струму, а отже, більшу зміну його значення протягом фіксованого інтервалу часу.

Ця характеристика є критично важливою для:

- визначення мінімального допустимого значення індуктивності  $L_0$  для забезпечення безперервного режиму струму,
- вибору струмового навантаження на компоненти схеми (ключі, діоди, трансформатор),
- обмеження пульсацій вихідного струму та напруги.

Крім того, розуміння цього процесу дозволяє точно оцінити теплові та динамічні навантаження на ключі та елементи вихідного фільтра, що прямо впливає на надійність та ефективність функціонування перетворювача.

**Інтервал 2:**  $D \cdot T_s < t < \frac{T_s}{2}$

У другому інтервалі роботи повномостового понижуючого перетворювача всі чотири ключі (S1, S2, S3, S4) перебувають у вимкненому стані. Це означає, що жоден з них не проводить струм, і передача енергії до навантаження

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						26
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

здійснюється за рахунок реактивної енергії, накопиченої в елементах схеми, зокрема у вихідній індуктивності  $L_0$ . Протягом цього інтервалу енергія, накопичена в індукторі під час першого інтервалу, продовжує передаватися до навантаження. Струм контуру протікає через діоди, пов'язані з вторинними обмотками трансформатора, що забезпечує неперервність струму через навантаження.

На рисунку 2.4 представлено еквівалентну схему для цього інтервалу. З даної моделі можна визначити динаміку процесів, що відбуваються в індукторі при вимкнених ключах. Вихідна індуктивність, що є фільтруючим елементом, відіграє ключову роль у забезпеченні сталого струму навантаження.

У цей момент напруга на індукторі змінює знак, що зумовлює спадання струму через нього. Швидкість зміни струму у вихідному індукторі описується диференціальним рівнянням:

$$\frac{di_{L_0}}{dt} = \frac{-U_{dc}}{L_0} \quad (3.7)$$

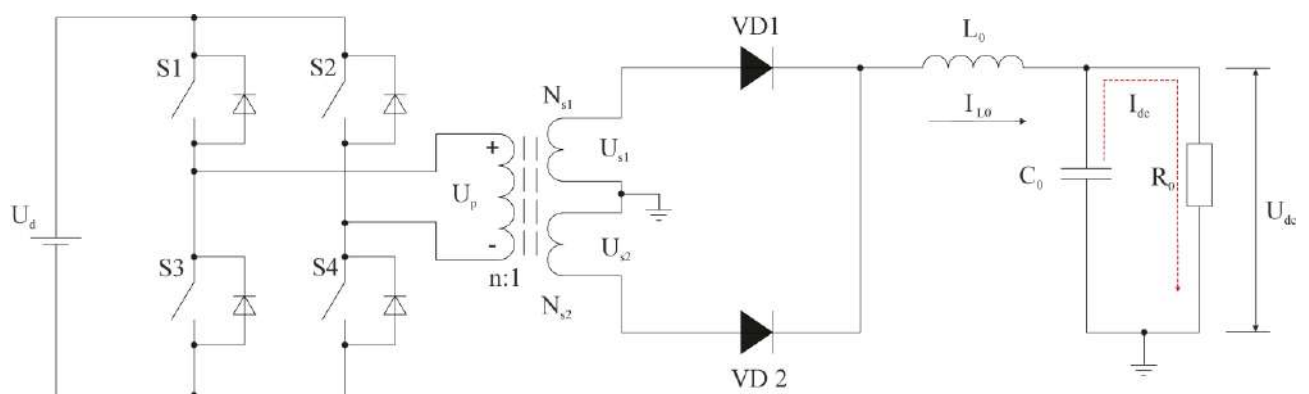


Рисунок 2.4 – Еквівалентна схема роботи перетворювача в другому інтервалі комутації

Зміна струму індуктора під час інтервалу, коли всі керуючі ключі перебувають у вимкненому стані, тобто у фазі відключення, визначається як добуток напруги, прикладеної до індуктивного елемента в цей період, тривалості інтервалу та оберненого значення індуктивності. Іншими словами, при відсутності керуючого сигналу на ключах, струм у вихідному індукторі не миттєво зникає, а продовжує циркулювати через діоди, зумовлюючи лінійне зменшення струму внаслідок прикладеної до індуктора зворотної напруги. Цей процес описується наступним співвідношенням:

$$(\Delta i_L)_{\text{викл}} = \frac{-U_{dc}}{L_0} (\Delta t)_{\text{викл}} \quad (2.8)$$

$$T_{\text{викл}} = \frac{T_s}{2} - T_{\text{вкл}} = 0.5 - T_{\text{вкл}} \quad (2.9)$$

$$T_{\text{викл}} = (0.5 - D)T_s \quad (2.10)$$

Це рівняння дозволяє кількісно оцінити, наскільки змінюється струм індуктора в режимі «викл» (без комутації ключів) і є основою для подальшого аналізу сталого режиму роботи перетворювача, а також для синтезу параметрів вихідного фільтра з метою мінімізації пульсацій струму та забезпечення безперервності живлення навантаження.

Підставивши аналітичне вираження (2.10), яке характеризує швидкість зміни струму в індукторі під час фази вимкнення ключів, у рівняння (2.8), що описує загальне змінення струму протягом цього інтервалу, можна отримати остаточну форму рівняння, яке кількісно описує зміну струму через індуктор  $L_0$  упродовж періоду, коли ключі перебувають у вимкненому стані.

Це дозволяє перейти від загального вираження, яке враховує часовий інтервал і значення індуктивності, до більш конкретного рівняння, що на пряму залежить від прикладеної напруги, параметрів схеми (зокрема вихідної напруги) та тривалості фази вимкнення. У результаті отримуємо наступне рівняння:

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						28
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$(\Delta i_L)_{\text{вискл}} = \frac{-U_{dc}}{L_0} (0.5 - D) T_s \quad (2.11)$$

Таким чином, отримане рівняння дозволяє оцінити зміну струму індуктора з урахуванням електричних параметрів схеми та режиму роботи перетворювача, що є важливою складовою для забезпечення режиму безперервного струму та стабільної роботи DC-DC перетворювача.

Для забезпечення сталого режиму роботи DC-DC перетворювача, що характеризується стабільністю електричних параметрів під час тривалого функціонування, необхідною умовою є відсутність кумулятивних змін струму в індуктивності за повний робочий цикл. Зокрема, у розглянутому перетворювачі, де комутаційний період поділено на два інтервали, зміна струму в індукторі протягом одного півперіоду  $T_s/2$  повинна дорівнювати нулю.

Це означає, що за час увімкнення ключів (інтервал 1) зростання струму індуктора повинно бути точно компенсоване відповідним зниженням струму у період, коли ключі вимкнені (інтервал 2). Така балансує умова гарантує, що середнє значення струму через індуктивність не змінюється з часом, що є необхідною передумовою для роботи в режимі неперервного струму.

Математично ця умова формулюється як:

$$(\Delta i_L)_{\text{вкл}} + (\Delta i_L)_{\text{вискл}} = 0 \quad (2.12)$$

Забезпечення цієї умови є ключовим етапом для стабільного функціонування перетворювача, оскільки воно запобігає накопиченню або зменшенню струму в індуктивності з кожним комутаційним циклом, що дозволяє підтримувати стабільну вихідну напругу і ефективно управляти енергопередачею до навантаження.

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						29
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

З метою визначення загальної зміни струму індуктивності протягом одного півперіоду комутаційного циклу, підставимо раніше отримані вирази для приросту струму в інтервалі ввімкнення ключів (2.6) та зменшення струму під час інтервалу їх вимкнення (2.11) у загальне рівняння балансу струму в усталеному режимі (2.12). Такий підхід дозволяє побудувати замкнену математичну модель, яка описує взаємозв'язок між основними параметрами перетворювача – зокрема, коефіцієнтом заповнення імпульсів ( $D$ ), параметрами трансформатора та вихідною напругою.

У результаті підстановки отримуємо алгебраїчний вираз, що описує умову нульової сумарної зміни струму через індуктор за півперіод  $T_s/2$ , що, у свою чергу, дає можливість вивести залежність вихідної напруги перетворювача від керуючих і конструктивних параметрів:

$$\frac{(nU_d - U_{dc})DT_s}{L_0} + \frac{-(0.5 - D)U_{dc}T_s}{L_0} = 0 \quad (2.13)$$

У результаті аналітичного розв'язання рівняння (2.13), яке є наслідком балансу струмів індуктора в умовах усталеного режиму, одержуємо кінцевий вираз, що визначає залежність вихідної напруги перетворювача від основних параметрів: коефіцієнта заповнення ( $D$ ), вхідної напруги та передатного числа трансформатора:

$$U_{dc} = 2nDU_d \quad (2.14)$$

На основі отриманого рівняння (2.14) можна зробити важливий висновок про керованість вихідної напруги перетворювача. Зокрема, видно, що рівень вихідної постійної напруги безпосередньо залежить від двох ключових параметрів: коефіцієнта заповнення ( $D$ ), який визначає тривалість увімкненого стану ключів у межах одного комутаційного періоду, та коефіцієнта

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						30
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

трансформації ( $n$ ), який визначається відношенням кількості витків вторинної обмотки трансформатора до кількості витків первинної. Завдяки цьому, шляхом зміни зазначених параметрів можливо гнучко регулювати вихідну напругу відповідно до вимог навантаження або умов роботи перетворювача. Протягом цього періоду струм через індуктор зростає лінійно за формулою,

$$(\Delta i_L)_{\text{вкл}} = \frac{(nU_d - U_{dc})DT_s}{L_0} (\Delta t)_{\text{вкл}} \quad (2.15)$$

$$I_{L_0, \text{max}} - I_{L_0, \text{min}} = \frac{(nU_d - U_{dc})T_{\text{вкл}}}{L_0} \quad (2.16)$$

$$(\Delta i_L)_{\text{пульс}} = \frac{(nU_d - U_{dc})T_{\text{вкл}}}{L_0} \quad (2.17)$$

Аналогічним чином, упродовж другого інтервалу комутаційного циклу, коли всі керувальні ключі повністю вимкнені, процес передавання енергії до навантаження продовжується за рахунок енергії, накопиченої у вихідному індукторі протягом попереднього інтервалу. У цей час струм, який протікає через індуктор, поступово зменшується внаслідок того, що на його затискачах встановлюється напруга протилежного напрямку (індуктивність розряджається). Зменшення струму є лінійним за умови ідеалізації кола, що дозволяє застосувати рівняння (2.11) для опису зміни струму індуктора у даному режимі. Це рівняння враховує напругу на вторинній стороні трансформатора, індуктивність фільтра та часовий інтервал, упродовж якого триває процес розряду.

$$I_{L_0, \text{min}} - I_{L_0, \text{max}} = \frac{-U_{dc}}{L_0} (0.5 - D)T_s \quad (2.18)$$

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						31
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$I_{L_0, \max} - I_{L_0, \min} = \frac{U_{dc}}{L_0} (0.5 - D) T_s \quad (2.19)$$

$$(\Delta i_L)_{\text{пульс}} = \frac{U_{dc}}{L_0} (0.5 - D) T_s \quad (2.20)$$

Загалом, даний режим є критично важливим для аналізу сталого режиму роботи, оскільки саме під час вимкнення ключів відбувається передача збереженої енергії до навантаження, що забезпечує неперервність струму в контурі. Правильне моделювання цього інтервалу дозволяє точно оцінити динаміку струму індуктора та, відповідно, стабільність вихідної напруги.

Таким чином, з урахуванням режиму роботи перетворювача у сталому стані, а також аналізу процесів наростання та спадання струму у вихідному індукторі протягом активної та неактивної фаз комутаційного циклу, можна визначити необхідне значення індуктивності згладжувального індуктора  $L_0$ . Це значення індуктивності має забезпечити допустимий рівень пульсацій струму через навантаження, гарантуючи безперервність передавання енергії навіть у моменти, коли всі силові ключі вимкнені. Розрахунок значення індуктивності здійснюється на основі рівняння (2.21), яке враховує тривалість відповідних інтервалів комутаційного циклу, параметри трансформатора, амплітуду струму, напругу на вторинній стороні трансформатора, а також коефіцієнт заповнення імпульсів.

$$L_0 = \frac{(0.5 - D) U_{dc} T_s}{(\Delta i_L)_{\text{пульс}}} \quad (2.21)$$

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						32
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Зазначене рівняння дозволяє оптимально підібрати індуктивність для стабільної роботи перетворювача з мінімальними втратами та допустимими пульсаціями вихідного струму.

На рисунку 2.5 представлено характерні осцилограми, що ілюструють зміну струму через вихідний індуктор та форми вихідної напруги повномостового понижуючого DC-DC перетворювача, що працює в режимі безперервного струму. У цьому режимі струм через індуктор  $L_0$  ніколи не опускається до нуля, що забезпечує стабільну передачу енергії до навантаження та зменшення пульсацій вихідної напруги.

Підсилена вихідна напруга  $U_0$ , яка формується після проходження струму через LC-фільтр, зазнає незначних пульсацій, що спричинені змінною складовою струму через індуктор. Ці пульсації вихідної напруги можна кількісно оцінити за допомогою рівняння (2.22), яке описує залежність амплітуди коливань  $\Delta U_0$  від параметрів вихідного фільтра. У цьому контексті  $\Delta U_0$  відображає максимальну амплітуду змінної складової напруги на виході перетворювача.

$$\Delta Q = C_0 \Delta U_0 \quad (2.22)$$

де  $\Delta U_0$  – пульсація вихідної напруги. Цю величину  $\Delta U_0$  можна розглядати як,

$$\Delta U_0 = \frac{\Delta Q}{C_0} \quad (3.23)$$

Подальший аналіз дозволяє уявити пульсації напруги як результат періодичного накопичення та вивільнення заряду в конденсаторі фільтра. Величина цих пульсацій може бути наближено розрахована через зміну заряду  $\Delta Q$  на вихідному конденсаторі, що виникає внаслідок проходження струму через індуктор. Відповідно до рівняння (2.23), зміна напруги на ємності пропорційна зміні заряду, поділеній на величину ємності конденсатора.

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						33
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

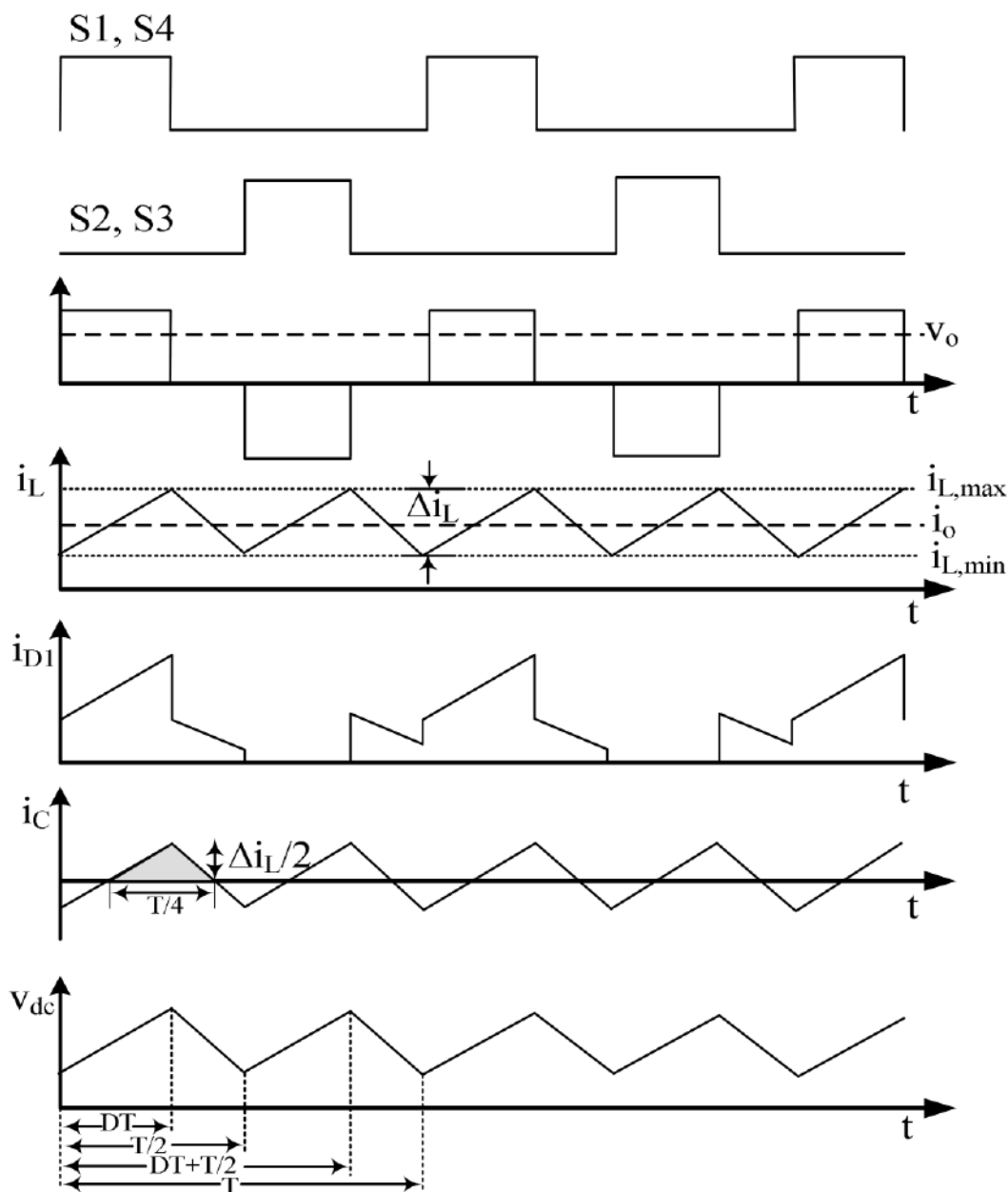


Рисунок 2.5 – Характерні форми сигналів повномостового понижуючого DC-DC перетворювача

Зміна заряду  $\Delta Q$ , у свою чергу, може бути визначена геометрично, як площа трикутника на графіку струму, що представляє позитивну півхвилю змінного струму через індуктор, яку накопичує вихідний конденсатор. Це дозволяє аналітично оцінити  $\Delta Q$  за допомогою рівняння (2.24), в якому

враховано амплітуду струму та тривалість періоду, протягом якого відбувається заряджання/розряджання.

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{T_s}{4} \cdot \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.24)$$

Таким чином, наведений графічний та аналітичний аналіз дає змогу кількісно оцінити рівень пульсацій напруги на виході перетворювача і правильно підібрати параметри фільтра, зокрема ємність конденсатора, для забезпечення заданої стабільності вихідної напруги в умовах безперервного режиму роботи.

Перехід між режимами безперервної провідності та неперервної, або дискретної, провідності у повномостовому понижуючому перетворювачі визначається за критерієм, коли струм через вихідний індуктор  $i_L$  зменшується до нульового значення в кінці інтервалу вимкнення ключів, тобто на завершній фазі, коли джерело енергії не з'єднане з навантаженням. У цьому граничному режимі енергія, накопичена в індукторі протягом фази ввімкнення, повністю передається до навантаження протягом фази вимкнення, після чого струм через індуктор миттєво падає до нуля.

В умовах граничного режиму, коли система знаходиться на межі переходу з режиму безперервної провідності до неперервної, середнє значення індуктивного струму може бути розраховане згідно з рівнянням (2.25). Це значення є ключовим параметром, що дозволяє оцінити енергетичний баланс у системі на одному такті перемикавання.

$$I_L = I_0 = \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.25)$$

Підставляючи вираз (2.25) у рівняння (2.24), яке описує зміну заряду на вихідному конденсаторі внаслідок впливу пульсацій індуктивного струму,

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						35
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

можна отримати новий вираз для обчислення зміни заряду  $\Delta Q$ , як наведено в рівнянні (2.26). Дана залежність дозволяє кількісно оцінити величину заряду, що накопичується або вивільняється на конденсаторі за період напівхвилі струму, коли система працює в умовах граничного режиму.

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{T_s}{4} \cdot I_L \quad (2.26)$$

Далі, підставивши отримане рівняння (2.26) у формулу (2.23), яка визначає взаємозв'язок між зміною заряду та амплітудою пульсацій напруги на ємності фільтра, отримуємо остаточне рівняння (2.27) для визначення величини пульсацій вихідної напруги  $\Delta U_0$  в умовах граничного режиму.

$$\Delta U_0 = \frac{T_s I_L}{8C_0} \quad (3.27)$$

На основі рівняння (2.27) можливо сформулювати аналітичний вираз (2.28), який дозволяє визначити мінімально необхідне значення ємності вихідного фільтра  $C_0$ , що забезпечить заданий рівень допустимих пульсацій напруги на навантаженні. Таким чином, рівняння (2.28) не лише є важливим інструментом для проектування вихідного LC-фільтра, але й визначає точну межу між режимами безперервної та неперервної провідності струму індуктора. Це рівняння слугує критерієм, за яким можна встановити, чи буде індуктивність працювати в режимі безперервної провідності чи перейде до неперервної при заданих значеннях навантаження, частоти перемикавання та параметрів фільтра.

Отже, значення вихідного конденсатора можна визначити за величиною пульсації напруги таким чином:

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						36
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$C_0 = \frac{T_s I_L}{8 (\Delta U_0)_{\text{пульс}}} \quad (2.28)$$

Рівняння (3.28) визначає критичну умову, яка служить межею розділення між двома основними режимами роботи вихідного індуктора – режимом безперервної провідності струму та режимом неперервної провідності струму. Ця межа є фундаментальним параметром для аналізу динаміки електричних процесів у перетворювачі, оскільки вона відображає момент, коли струм через індуктор під час вимкненого інтервалу перетворювача зменшується до нуля.

У технічному сенсі, рівняння (3.28) задає мінімальне значення ємності вихідного конденсатора, при якому пульсації вихідної напруги залишаються в межах допустимих величин, а також забезпечується сталий режим роботи індуктора без переходу в дискретний режим. В іншому випадку, при значеннях конденсатора менших за це критичне, струм індуктора буде перериватися, що призведе до зміни режиму роботи і, відповідно, до змін характеристик перетворювача, таких як підвищені пульсації напруги, зростання втрат або зниження стабільності.

З огляду на це, рівняння (2.28) не лише використовується для проектування фільтруючих елементів вихідної частини перетворювача, а й є важливим інструментом при виборі режиму роботи системи, що впливає на її ефективність, стабільність та надійність. Визначення межі між безперервним та неперервним режимом провідності струму є критичним етапом у процесі аналізу та оптимізації перетворювача, що забезпечує коректний вибір параметрів індуктивності та ємності для досягнення бажаних електричних характеристик та експлуатаційних показників.

Амплітуда пульсацій вихідної напруги значною мірою залежить від правильного підбору та проектування основних компонентів силового перетворювача, зокрема індуктивності та ємності фільтру. Для забезпечення

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						37
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

стабільної роботи перетворювача, а також для мінімізації пульсацій напруги, необхідно точно розрахувати параметри індуктора, через який протікає струм навантаження.

Основним рівнянням, що описує взаємозв'язок між напругою на індуктивності та зміною струму через неї, є вираз:

$$U = L_0 \frac{\Delta I_0}{\Delta T}$$

де  $U$  – напруга на індуктивності,  $L_0$  – індуктивність,  $\Delta I_0$  – амплітуда пульсацій струму,  $\Delta T$  – тривалість періоду наростання або спадання струму.

З урахуванням наведеного рівняння, з метою визначення необхідного значення індуктивності, виконується перетворення до вигляду:

$$L_0 = U \frac{\Delta I_0}{\Delta T}$$

Для розрахунку значення індуктивності

$$L_0 = \frac{(0.5 - D) U_{dc} T_s}{(\Delta i_L)_{пульс}} \quad (2.29)$$

Для подальшого розрахунку приймаються наступні технічні параметри: коефіцієнт заповнення ключа  $D = 0,45$ , вихідна постійна напруга  $U_{dc} = 60$  В, номінальний струм навантаження  $I_{dc} = 200$  А, частота комутації ключів  $f_s = 35$  кГц, що відповідає періоду  $T_s = 29 \times 10^{-6}$  с. Амплітуда пульсацій струму індуктора приймається рівною 2% від номінального струму навантаження, тобто  $\Delta i_L = 4$  А.

Підставляючи наведені значення у рівняння для індуктивності, отримуємо:

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						38
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$L_0 = \frac{(0.5 - 0.45)(60 \cdot 29 \cdot 10^{-6})}{4} = 21.75 \text{ мкГн}$$

Після обчислень отримане значення індуктивності округлюється та для подальшої апаратної реалізації обирається індуктор з параметрами  $L_0=20$  мкГн. Для виготовлення індуктора використовується сердечник типу Е з розмірами 65/39, виготовлений з фериту, а обмотки виконані провідником розміру 20 SWG, що забезпечує необхідну електромагнітну індуктивність і термічну стійкість.

Щодо розрахунку вихідного конденсатора, то він безпосередньо впливає на амплітуду пульсацій вихідної напруги. Для забезпечення високої якості вихідної напруги пульсації допускаються не більше 1% від номінального значення  $U_{dc}$ , тобто  $\Delta U_0 = 0,6$  В.

Значення ємності конденсатора  $C$  визначається на основі співвідношення (2.30):

$$C_0 = \frac{DT_s I_{dc}}{\Delta U_0} \quad (2.30)$$

Підставивши в цю формулу задані параметри, отримуємо значення ємності:

$$C_0 = \frac{0.5 \cdot 29 \cdot 10^{-6} \cdot 200}{0.6} = 4833 \text{ мкФ}$$

Для практичної реалізації системи потрібно обрано електролітичні конденсатори з номіналами 7 штук по 680 мкФ, кожен з робочою напругою 100 В. Такий комплект ємностей повністю відповідає мінімальним технічним вимогам, забезпечуючи необхідний запас по напрузі та ємності, що гарантує

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						39
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

ефективне згладжування пульсацій вихідної напруги, підвищуючи стабільність і надійність роботи перетворювача.

Таким чином, наведений підхід до розрахунку та вибору параметрів індуктивності та ємності є ключовим етапом у проектуванні високочастотного повномостового понижуючого DC-DC перетворювача, що забезпечує його ефективність, стабільність та довговічність роботи.

## 2.4 Висновки до другого розділу

У даному розділі розглянуто конструкцію та принцип дії запропонованої топології повномостового високочастотного DC-DC перетворювача. Обґрунтовано вибір повномостової схеми як ефективного рішення для забезпечення високої продуктивності, стабільності вихідної напруги та зниження електромагнітних завад. Детально проаналізовано робочі стани ключових елементів схеми в різні фази перемикання, а також процес передачі енергії через високочастотний трансформатор.

Проведено розрахунок основних елементів перетворювача: дроселів, фільтрувальних конденсаторів, трансформатора та ключів. Результати розрахунків дозволяють визначити оптимальні параметри елементів, необхідні для досягнення високого ККД та стабільної роботи системи в широкому діапазоні навантажень.

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						40
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

### 3 ПРОЄКТУВАННЯ ВИСОКОЧАСТОТНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

У цьому розділі здійснюється детальний аналіз та проєктування високочастотного трансформатора, який є ключовим елементом топології повного моста зі зниженням напруги. Високочастотний трансформатор у складі імпульсного джерела живлення виконує не лише основну функцію передачі електричної енергії від первинного джерела живлення до навантаження, а й забезпечує ряд критично важливих додаткових властивостей, які сприяють підвищенню ефективності, надійності та безпеки роботи системи.

Зокрема, до основних функцій високочастотного трансформатора належать:

1. Ефективне встановлення коефіцієнта трансформації – співвідношення кількості витків первинної та вторинної обмоток трансформатора дозволяє гнучко налаштовувати вихідну напругу системи відповідно до вимог навантаження та характеристик вхідної напруги. Це дає змогу працювати з широким діапазоном вхідних та вихідних параметрів напруги, що є важливим для забезпечення універсальності й адаптивності джерела живлення.

2. Забезпечення високого рівня електричної ізоляції – окреме розміщення та конструктивне розділення первинних і вторинних обмоток трансформатора гарантує надійну електричну ізоляцію між вхідною (первинною) та вихідною (вторинною) частинами кола. Це має критичне значення для безпеки експлуатації пристрою, особливо у випадках, коли навантаження є потенційно небезпечним або коли джерело живлення взаємодіє з чутливими електронними компонентами.

Далі у роботі представлено покроковий методичний підхід до проєктування високочастотного трансформатора, адаптований для імпульсних джерел живлення з використанням топології повного мосту. Цей підхід ґрунтується на послідовності розрахунків і вибору параметрів, що забезпечують оптимальне співвідношення між розмірами, електромагнітними

					КПТР.220880.01.10	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		41

характеристиками та експлуатаційними вимогами. Для ілюстрації застосування розглянутого алгоритму наведено приклад проєктування трансформатора для повномостового понижуючого DC-DC перетворювача, що дозволяє наочно відобразити всі етапи вибору параметрів і перевірки їх відповідності технічним нормам та стандартам.

Такий методичний підхід до проєктування трансформатора забезпечує високу якість розробки і є основою для подальшої реалізації на апаратному рівні, що сприяє підвищенню надійності та ефективності роботи імпульсного джерела живлення в цілому.

### 3.1 Аналіз вхідних вимог та визначення основних параметрів імпульсного джерела живлення

На початковому етапі розробки високочастотного трансформатора для імпульсного джерела живлення необхідно чітко визначити і зафіксувати основні експлуатаційні параметри системи, які безпосередньо впливають на конструктивні та електротехнічні характеристики трансформатора.

У нашому випадку розглядається топологія повно-мостового понижуючого DC-DC перетворювача, що забезпечує стабілізацію вихідної напруги при високих значеннях вхідної напруги та значній вихідній потужності. Такий тип перетворювача є оптимальним для живлення навантажень з високою потужністю за умови жорстких обмежень щодо розмірів і ефективності.

Основні параметри системи, які були прийняті для подальших розрахунків і проєктування трансформатора, наведені нижче:

- Вихідна потужність ( $P_0$ ): 2 кВт (2000 Вт). Цей параметр визначає максимально допустиме навантаження, що впливає на вибір перерізу провідників обмоток, типу сердечника та інших конструктивних особливостей трансформатора.

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						42
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

- Частота комутації (перемикання) ( $f_s$ ): 35 кГц. Висока частота перемикання дозволяє зменшити розміри трансформатора та підвищити швидкодію системи, але водночас вимагає ретельного вибору матеріалів і конструктивних рішень для зменшення втрат і електромагнітних перешкод.

- Вхідна напруга ( $U_{вх}$ ): 560 В. Значення вхідної напруги є критично важливим для визначення кількості витків первинної обмотки та для розрахунку коефіцієнта трансформації.

- Вихідна напруга ( $U_{вих}$ ): 20 В. Низька вихідна напруга свідчить про значне пониження напруги, що повинно бути враховано при виборі співвідношення витків трансформатора.

- Вихідний струм ( $I_{вих}$ ): 100 А. Високий рівень вихідного струму визначає необхідність використання обмоток із достатнім перерізом провідника для зменшення теплових втрат і забезпечення надійності роботи.

Ці параметри утворюють базу для подальшого детального розрахунку геометричних розмірів, електротехнічних характеристик трансформатора та вибору матеріалів, що будуть використані для виготовлення пристрою.

### 3.2 Визначення максимального значення коефіцієнта заповнення імпульсів комутації

Наступним важливим етапом у процесі проектування імпульсного джерела живлення є визначення діапазону допустимих значень коефіцієнта заповнення, або  $D$ , який безпосередньо впливає на роботу ключових елементів перетворювача та формує умови стабільного функціонування системи.

Для аналізованої топології повно-мостового знижувального DC-DC перетворювача встановлюються абсолютні межі коефіцієнта заповнення, що відповідають мінімальному ( $D_{min}$ ) та максимальному ( $D_{max}$ ) значенням, при яких забезпечується коректна робота схеми без перевантажень або нестабільностей.

					КПТР.220880.01.10	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		43

Зокрема, максимальне номінальне значення коефіцієнта заповнення приймається рівним  $D_{\max} = 0,5$ , що відповідає половині періоду імпульсу, коли ключі в активному стані, що дозволяє реалізувати ефективне перетворення енергії при високій напрузі живлення.

Мінімальне граничне значення коефіцієнта заповнення встановлено на рівні  $D_{\min} = 0,45$ , що відповідає мінімальному часу відкриття ключів, за якого підтримується стабільна робота перетворювача без переходу в режим неповного навантаження або режимів, що призводять до втрат продуктивності.

Номінальна вхідна напруга, яку прийнято за базову для розрахунків коефіцієнта заповнення, відповідає значенню  $U_{\text{вх}}$  (вказати конкретне значення, наприклад, 560 В), що враховує максимальні та мінімальні коливання вхідної напруги джерела живлення під час експлуатації пристрою.

$$U_{\text{ex-D}} = U_{\text{ex}} \cdot D_{\max} = 560 \cdot 0.5 = 280 \text{ В}$$

Визначення меж коефіцієнта заповнення є критичною умовою для подальших розрахунків, оскільки саме від цього параметра залежить оптимальний розподіл часу роботи ключів, що впливає на електротехнічні характеристики високочастотного трансформатора, а також на параметри вихідних фільтрів і загальну ефективність перетворювача.

### 3.3 Розрахунок номінальної вихідної напруги з урахуванням падіння напруги на комутаційних діодах

На цьому етапі проектування необхідно виконати точний розрахунок номінальної вихідної напруги перетворювача з урахуванням реальних втрат, які виникають у силових елементах кола, зокрема — у випрямних діодах, розташованих на вторинній стороні трансформатора.

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						44
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Враховуючи, що у схемі застосовано два послідовно увімкнені випрямні діоди, кожен з яких має типовий прямиий спад напруги близько 0,8 В, сумарне падіння напруги на діодах складає приблизно 1,6 В. Цей параметр є важливим для коректного визначення робочої напруги на виході перетворювача, оскільки він безпосередньо впливає на кінцеву величину напруги, яку отримує навантаження.

Отже, номінальна вихідна напруга з урахуванням падіння напруги на діодах визначається за формулою:

$$U_{вих-D} = U_{вих} + U_{падіння} = 20 + 1.6 = 21.6 \text{ В}$$

де  $U_{вих}$  – ідеальна вихідна напруга перетворювача без урахування втрат, а  $U_{падіння}$  – сумарне падіння напруги на випрямних діодах.

Цей розрахунок є обов'язковим для подальшої оцінки параметрів високочастотного трансформатора, а також для забезпечення стабільної роботи системи у заданих режимах навантаження, оскільки точне значення вихідної напруги впливає на вибір номіналів фільтруючих елементів та регулювальних схем.

### 3.4 Визначення коефіцієнта трансформації та розрахунок кількості витків обмоток

На даному етапі проектування здійснюється визначення коефіцієнта трансформації  $n$ , що є важливою характеристикою трансформатора, оскільки визначає співвідношення між кількістю витків у первинній та вторинній обмотках. Це співвідношення безпосередньо впливає на рівень вихідної напруги, яка повинна бути узгоджена з вимогами навантаження та враховувати падіння напруги на елементах випрямлення.

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						45
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Оскільки в обраній топології використовується високочастотний трансформатор із центральновідведеним випрямленням, конструкція трансформатора включає одну первинну обмотку та дві симетричні вторинні обмотки. Така конфігурація дозволяє ефективно реалізувати двотактну роботу з випрямленням напруги за допомогою двох діодів, забезпечуючи одночасно високу ефективність та хорошу симетрію сигналів.

Згідно з розрахунками, для забезпечення необхідної вихідної напруги при заданій вхідній напрузі та враховуючи падіння напруги на діодах, обрано наступне співвідношення витків:

- первинна обмотка:  $N_p = 210$  витків
- вторинна обмотка:  $N_s = 8$  витків (по 4 витки на кожну з двох симетричних половин вторинної обмотки)

Таким чином, коефіцієнт трансформації можна виразити як:

$$n = \frac{U_{\text{вх-D}}}{U_{\text{вих-D}}} = \frac{280}{21.6} = 12.96$$

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{210}{8} = 26.25$$

Цей коефіцієнт трансформації забезпечує відповідність між вхідною високовольтною стороною (560 В) та низьковольтною вихідною стороною (з урахуванням втрат на випрямленні), що дозволяє досягти вихідної напруги на рівні 20–21,6 В.

Кількість витків була вибрана з урахуванням фізичних обмежень конструкції сердечника, допустимої щільності струму в провіднику, мінімізації втрат на перемагнічування та забезпечення належної індуктивності розсіювання. Обраний набір значень – 210 витків на первинній обмотці та по 4 витки на кожній половині вторинної обмотки – є технічно доцільним варіантом, що задовольняє

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						46
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

вимоги до габаритів, температурного режиму та електричної ізоляції трансформатора.

Наступним важливим етапом проєктування є визначення струмів, що протікають через обмотки високочастотного трансформатора в умовах номінального навантаження. Ці параметри є критично важливими для подальшого вибору перерізу провідників, оцінки теплових втрат, а також для правильного проєктування феритового осердя та ізоляції.

У розрахунках враховується максимальний номінальний струм, який проходить через вторинну обмотку трансформатора. Оскільки вихідна напруга складає  $U_{\text{вих}} = 20 \text{ В}$ , а навантаження передбачає вихідний струм  $I_{\text{вих}} = 100 \text{ А}$ , а також враховується коефіцієнт заповнення  $D_{\text{max}} = 0,5$ , струм, що фактично протікає через вторинну обмотку трансформатора у пульсуючому режимі (тобто під час провідного стану одного з випрямних діодів), визначається за формулою:

$$I_{\text{вих-D}} = I_{\text{вих}} D_{\text{max}} = 100 \cdot 0.5 = 50 \text{ А}$$

Таким чином, кожна з двох половин вторинної обмотки пропускає імпульсний струм величиною приблизно 50 А під час свого активного циклу.

Для оцінки струму в первинній обмотці використовується розрахований раніше коефіцієнт трансформації  $n = N_p / N_s \approx 13$ . Враховуючи співвідношення витків, вхідний струм, що споживається від джерела через первинну обмотку, визначається наступним чином:

$$I_{\text{ex-D}} = \frac{I_{\text{0-D}}}{n} = \frac{50}{13} = 3.84 \text{ А}$$

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						47
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Таким чином, струм у первинній обмотці високочастотного трансформатора при номінальному режимі роботи становить приблизно 3,84 А. Для спрощення проєктних розрахунків це значення можна округлити до 4 А.

Отримані результати є основою для подальшого вибору провідників відповідного перерізу, що забезпечать допустимий рівень струму без перевищення граничної температури, а також для оцінки теплових втрат і ККД трансформатора.

### 3.5 Вибір матеріалу, конструкції та розмірів осердя трансформатора

На завершальному етапі проєктування високочастотного трансформатора виконується вибір матеріалу осердя, його конструктивної форми та габаритних розмірів відповідно до електричних і теплових характеристик перетворювача. Якість та ефективність роботи високочастотного трансформатора значною мірою визначаються правильно підібраним магнітним матеріалом та геометрією осердя.

Для роботи в умовах високочастотного режиму (у даному випадку частота комутації становить  $f_s = 35$  кГц) оптимальним вибором є феритові матеріали. Ферити характеризуються високим питомим електричним опором, що значно зменшує втрати на вихрові струми при високих частотах. Це робить їх придатними для імпульсних перетворювачів потужності, особливо в топологіях, таких як повномостові схеми, де важливе зниження втрат і забезпечення ефективності.

При цьому вибір конкретного феритового матеріалу залежить від робочого діапазону температур, частоти, граничної магнітної індукції та втрат на перемагнічування. З-поміж типових матеріалів варто зазначити, наприклад, ферити марок N87 або 3С90, які добре себе зарекомендували для діапазонів 25–100 кГц.

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						48
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Щодо конструктивної форми осердя, традиційно для силових трансформаторів застосовуються осердя типу E, ETD, EC, UI або тороїдальні, однак в умовах обмеженого простору та високої потужності часто обирається ETD-форма (наприклад, ETD49, ETD59), яка забезпечує збалансоване співвідношення площі вікна обмотки до магнітного перерізу.

Для попередньої оцінки необхідного розміру осердя застосовується метод добутку площі  $A_p$ , який визначається як добуток ефективної площі поперечного перерізу магнітопроводу  $A_e$  на площу вікна  $A_w$ , доступну для намотування обмоток:

$$A_p = A_w A_e$$

Наступна формула дає просту оцінку необхідного добутку площі:

$$A_p = A_w A_e \left( \frac{P_0}{K_u \Delta B f_s} \right)^{4/3} \text{ см}^4$$

де  $K_u$  – коефіцієнт використання осердя. Для повно-мостового та напів-мостового DC-DC перетворювачів він приймається рівним 0,017.

$\Delta B$  – магнітна індукція (щільність магнітного потоку). Для обмеження насичення осердя вибирається значення в діапазоні від 0,2 до 0,35 Тесла, тут приймається 0,25 Тесла.

Отже, добуток площі осердя обчислюється як:

$$A_p = \left( \frac{12 \cdot 10^3}{0.017 \cdot 0.25 \cdot 35 \cdot 10^3} \right)^{4/3} \text{ см}^4 = 31.69 \text{ см}^4$$

Під час вибору магнітопроводу для високочастотного трансформатора надзвичайно важливо враховувати не лише матеріал осердя та його загальні геометричні розміри, а й конфігурацію вікна осердя, яка істотно впливає на

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						49
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

ефективність розміщення обмоток, щільність струму, тепловіддачу та розсіювальні параметри трансформатора.

Одним із ключових аспектів є максимально можлива ширина вікна, що дозволяє зменшити кількість шарів при укладанні обмотки. Це, у свою чергу, знижує паразитну індуктивність розсіювання, покращує зв'язок між обмотками (особливо при щільному магнітному зв'язку) і зменшує втрати, пов'язані з ефектом близькості та поверхневим ефектом. Таким чином, широке вікно осердя є критичним параметром для забезпечення високої якості роботи трансформатора в умовах високої частоти перемикання.

З урахуванням вищезазначених міркувань, у даному проєкті було прийнято рішення використовувати осердя типу UI, яке складається з U-подібного та I-подібного фрагментів. Осердя цієї форми відрізняються значною площею вікна відносно загального розміру, що створює сприятливі умови для розміщення багатожильних або роздільних обмоток з мінімальними втратами.

У процесі підбору конкретної моделі магнітопроводу було розглянуто осердя типу U з габаритами 126×91×20 мм, для якого з технічного каталогу виробника були отримані наступні ефективні параметри:

Ефективний об'єм осердя:  $U_e=268,8 \text{ см}^3$

Ефективна довжина магнітного шляху:  $l_e = 48 \text{ см}$ ;

Ефективна площа поперечного перерізу магнітопроводу:  $A_e = 5,6 \text{ см}^2$ ;

Площа вікна, доступна для розміщення обмотки:  $A_w = 5,6 \text{ см}^2$ .

На основі наведених параметрів обчислюється добуток площі:

$$A_p = A_e \cdot A_w = 5,6 \cdot 5,6 = 31,36 \text{ см}^4.$$

Раніше в процесі аналітичної оцінки було визначено, що для заданої потужності та умов роботи трансформатора необхідне мінімальне значення добутку площі становить приблизно 31,69 см<sup>2</sup>. Отже, добуток площі реального осердя практично збігається з розрахунковим значенням. Це свідчить про

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						50
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

відповідність осердя технічним вимогам, зокрема за умовами допустимої магнітної індукції та теплового навантаження.

Враховуючи збалансоване поєднання магнітних і геометричних параметрів, а також зручність монтажу, осердя типу U з габаритами 126×91×20 мм було обрано як найбільш доцільний варіант для реалізації високочастотного трансформатора в межах розроблюваного перетворювача. Його параметри дозволяють забезпечити належний магнітний зв'язок між обмотками, допустимий рівень індукції без входження в режим насичення, а також забезпечити розміщення необхідної кількості витків із дотриманням умов охолодження.

Таким чином, вибір цього осердя є технічно обґрунтованим та підтверджується розрахунками і конструктивною доцільністю.

### 3.6 Технічні характеристики та параметри високочастотного трансформатора

У межах розробки високочастотного перетворювача постійного струму було здійснено проектування трансформатора, основною метою якого є забезпечення гальванічної розв'язки між первинною та вторинними частинами схеми, а також трансформація напруги з урахуванням передбаченого коефіцієнта перетворення. Відповідно до технічного завдання, трансформатор працює на високій частоті перемикачів в режимі повно-мостового фазозсувного керування (PSFB), тому до його конструкції висуваються підвищені вимоги щодо мінімізації втрат, зменшення паразитних елементів та забезпечення термічної стабільності.

#### Сердечник трансформатора

Для забезпечення роботи на високих частотах у конструкції було використано феритовий магнітопровід. Ферити мають високу питомо-об'ємну електричну опірність, що зменшує втрати на вихрові струми та дозволяє

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						51
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

ефективно працювати в діапазоні частот від десятків до сотень кілогерц. Обрано осердя серії UI, що складається з двох U-подібних частин, з'єднаних у замкнутий магнітний контур із мінімальним магнітним зазором. Така конфігурація дозволяє ефективно використовувати вікно осердя для розміщення обмоток з мінімальною паразитною індуктивністю.

Основні геометричні характеристики сердечника наведено нижче:

Матеріал сердечника: ферит;

Тип та серія: UI-конфігурація (два U-подібні елементи);

Розміри одного U-осердя:  $126 \times 91 \times 20$  мм;

Розміри зібраного сердечника (два U-елементи):  $126 \times 182 \times 20$  мм.

Вибір саме цієї геометрії обумовлено достатнім добутком площі осердя  $A_p = A_e \cdot A_w$ , а також зручністю укладки обмоток у широке вікно осердя.

Електричні параметри трансформатора

Згідно з технічними вимогами, вхідна та вихідні напруги, а також передбачене навантаження трансформатора мають наступні значення:

- Вхідна напруга первинної обмотки:  $U_{вх}=560$  В;
- Струм на вході:  $I_{вх} = 4$  А;
- Вихідна напруга:  $U_{вих} = 20$  В, реалізована як дві симетричні вторинні обмотки по 10 В кожна з центральним виводом;
- Загальний вихідний струм:  $I_{вих} = 100$  А.

Первинна обмотка була розрахована з урахуванням забезпечення необхідного магнітного потоку без досягнення насичення осердя, відповідно до допустимої амплітуди зміни індукції  $\Delta B$ . Кількість витків становить:

- Кількість витків первинної обмотки:  $N_p=210$  витків;
- Тип провідника: мідний дріт (діаметр приблизно 1,22 мм);
- Площа поперечного перерізу провідника:  $\approx 1,22$  мм<sup>2</sup>;

Спосіб укладки: шарами з урахуванням допустимого заповнення вікна та тепловідведення.

					КПТР.220880.01.10	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		52

Вторинна частина трансформатора реалізована у вигляді двох паралельних обмоток із центральним виводом, що відповідає структурі повнохвильового випрямлення на діодному мості з центральним відгалуженням. Така схема забезпечує зниження струмового навантаження на окремі діоди та дозволяє рівномірно розподілити навантаження між обмотками.

- Кількість витків у кожній вторинній обмотці:  $N_s = 4$  витки;
- Тип провідника: мідна стрічка прямокутного перерізу;
- Розміри провідної стрічки: ширина 20 мм, товщина 0,5 мм;
- Площа поперечного перерізу:  $A = 10 \text{ мм}^2$ .

Використання стрічкового провідника з великою площею перерізу забезпечує зниження активних втрат на високочастотному струмі, а також зменшує індуктивність розсіювання завдяки широкому покриттю вікна.

Загалом обрані геометричні та електричні параметри трансформатора повністю відповідають вимогам щодо електричної потужності, частоти перемикання, ефективності, теплового режиму та габаритних обмежень пристрою. Конструкція забезпечує надійну роботу трансформатора в режимі високочастотного перетворення потужності із задовільними показниками електромагнітної сумісності.

Для забезпечення стабільної роботи високочастотного перетворювача, підтримання заданих параметрів вихідної напруги та швидкого реагування на зміни навантаження було реалізовано замкнену систему керування на основі ПІ-регулятора (пропорційно-інтегрального регулятора). Основною функцією цієї системи є регулювання ширини імпульсів (ШІМ) на основі відхилення поточного значення вихідної напруги від заданого (еталонного) значення.

ПІ-регулятор застосовується з метою оптимального поєднання швидкодії та точності стабілізації вихідної напруги. Пропорційна складова забезпечує швидке реагування на відхилення, а інтегральна – усуває сталу похибку за рахунок накопичення відхилення у часі. Таке поєднання дозволяє уникнути

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						53
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

осциляцій у вихідному сигналі та забезпечити точну підтримку напруги навіть при динамічних змінах навантаження.

Вхідним сигналом пропорційно-інтегрального регулятора є різниця між заданим значенням вихідної напруги (референсним сигналом) та фактичним значенням, яке знімається за допомогою зворотного зв'язку (через дільник напруги). На виході регулятора формується сигнал керування, який змінює тривалість імпульсів керування ключами у мостовій схемі перетворювача.

Передбачено реалізацію регулятора у цифровій формі на базі вбудованого мікроконтролера або цифрового сигнального процесора, що дозволяє легко налаштовувати коефіцієнти регулювання та адаптувати систему до різних умов роботи.

Схема керування базується на принципі широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), яка реалізується за допомогою генератора пилоподібного сигналу та компаратора, що порівнює сигнал керування (вихід ПІ-регулятора) з формою сигналу генератора. У разі цифрової реалізації аналогічна функціональність досягається програмно через вбудовані модулі ШІМ у мікроконтролері.

Основними компонентами системи керування є:

- Мікроконтролер або DSP, який виконує алгоритм регулювання;
- АЦП для перетворення аналогового сигналу зворотного зв'язку у цифровий;
- Цифровий ПІ-регулятор, реалізований програмно;
- ШІМ-модуль, що формує сигнали керування для силових ключів;
- Драйвери силових ключів, які забезпечують надійне перемикання MOSFET/IGBT транзисторів.

З метою підвищення надійності реалізовано також захисти:

- по струму (з використанням датчика струму на шунті або трансформаторі струму);
- по нарузі (з аналого-цифровим моніторингом виходу);
- від короткого замикання та перегріву.

					КПТР.220880.01.10	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		54

Налаштування параметрів  $K_p$  та  $K_i$  виконано на основі моделювання системи у середовищі MATLAB/Simulink. Було забезпечено компроміс між швидкістю та стійкістю, з урахуванням особливостей інерційності силового перетворювача. Встановлені значення забезпечують стабілізацію вихідної напруги при зміні навантаження в межах 10–100% номінального значення з перехідним процесом не довшим за 2 мс та перевищенням не більше 5%.

### 3.7 Висновки до третього розділу

У третьому розділі кваліфікаційного проекту було здійснено детальне обґрунтування параметрів елементів схеми фазозсувного повномостового перетворювача із подвоювачем напруги на вторинній стороні трансформатора. Проведено аналіз ключових особливостей роботи перетворювача в сталому режимі, розраховано основні електричні параметри, зокрема навантаження, частоту перемикавання, амплітуди струмів та напруг у первинному та вторинному колах.

Особливу увагу приділено вибору та характеристикам високочастотного трансформатора, зокрема вибору типу осердя, його геометричних параметрів, ефективної площі вікна, перерізу та добутку площ. На основі технічних даних обрано U-подібне феритове осердя серії UI, яке найкраще відповідає розрахунковим вимогам. Розроблено обмоткову структуру трансформатора, підібрано тип та переріз проводу як для первинної, так і для вторинних обмоток.

Також розглянуто реалізацію системи керування на основі ПІ-регулятора, який забезпечує точне регулювання вихідної напруги та стабільну роботу перетворювача при змінному навантаженні. Надано пояснення вибору структури керування, принципів роботи ШІМ-модуляції та цифрової реалізації алгоритму регулювання з урахуванням практичних аспектів.

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						55
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

## 4 МОДЕЛЮВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

### 4.1 Формування керуючих імпульсів для IGBT-ключів повномостового перетворювача

Для забезпечення стабільної та ефективної роботи повномостового перетворювача постійної напруги необхідно реалізувати систему керування, яка здатна формувати високоякісні керуючі імпульси (гейт-сигнали) для твердотільних IGBT ключів. Основним завданням системи керування є підтримка вихідних параметрів перетворювача (напруги та струму) на заданому рівні при різних режимах навантаження та змінах вхідної напруги.

Формування гейт-сигналів здійснюється шляхом порівняння сигналу опорного струму з поточним вимірним значенням струму, що спостерігається на виході перетворювача. Вимірювання здійснюється за допомогою струмових датчиків (наприклад, шунтів або трансформаторів струму), що дозволяє в реальному часі оцінити динаміку зміни струму в навантаженні. Опорний струм формується на основі заданого режиму роботи та параметрів, що визначаються вищим рівнем керування або зовнішнім контролером.

Дані сигнали подаються на вхід ПІ-регулятора струму, який виконує функцію порівняння та компенсації помилки між заданим та фактичним значенням струму. Результатом роботи регулятора є генерація відповідного керуючого впливу, який використовується для керування широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) у драйверах IGBT-транзисторів. Такий підхід дозволяє забезпечити точне регулювання струму та мінімізувати спотворення вихідного сигналу.

Особливу увагу під час проектування приділено дотриманню мертвого часу (dead time) між керуючими сигналами верхніх та нижніх ключів одного плеча мосту, що запобігає виникненню короткого замикання на шині постійного

					КПТР.220880.01.10	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		56

струму. Додатково застосовуються ізольовані драйвери гейт-сигналів з вбудованими захистами від перенапруги, перенавантаження по струму та перегріву.

Таким чином, реалізована схема керування дозволяє забезпечити надійну роботу повномостового перетворювача, стабільність вихідних електричних параметрів, швидке реагування на зміни навантаження, а також високий рівень захисту силових ключів від аварійних режимів.

#### 4.2 ШІМ-контролер зі струмовим керуванням для повномостового перетворювача постійної напруги

Для реалізації високоефективного керування повномостовим перетворювачем постійної напруги в даному проєкті застосовано принцип струмового керування з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ). Такий підхід дозволяє не лише точно формувати необхідну вихідну напругу, а й ефективно контролювати струм, що подається до навантаження, забезпечуючи високу динамічну стабільність та корекцію коефіцієнта потужності.

На рисунку 4.1 представлена загальна структура системи керування, яка базується на методі струмового керування. У цьому підході першим етапом є формування сигналу похибки напруги  $U_{\text{erro}}$ , який утворюється як різниця між заданою опорною напругою  $U_{\text{set}}$  та виміряною напругою на виході перетворювача  $U_{\text{dc}}$ . Даний сигнал передається на вхід пропорційно-інтегрального (ПІ) регулятора напруги, який виконує обробку сигналу з метою компенсації похибки та формування стабілізованого керуючого впливу.

Результат обробки ПІ-регулятором сигналу  $U_{\text{erro}}$  множиться на відфільтровану опорну напругу  $U_{\text{d}}$ , вибірково зняту з виходу діодного мостового випрямляча. Це дозволяє сформувати опорний струмовий сигнал  $I_{\text{ref}}$ , який містить інформацію як про амплітуду та форму напруги живлення, так і про динамічні характеристики вихідної напруги, що мають бути підтримані

					КПТР.220880.01.10	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		57

перетворювачем. Таким чином,  $I_{ref}$  є результатом узгодженої взаємодії між регулятором напруги та вхідними параметрами системи.

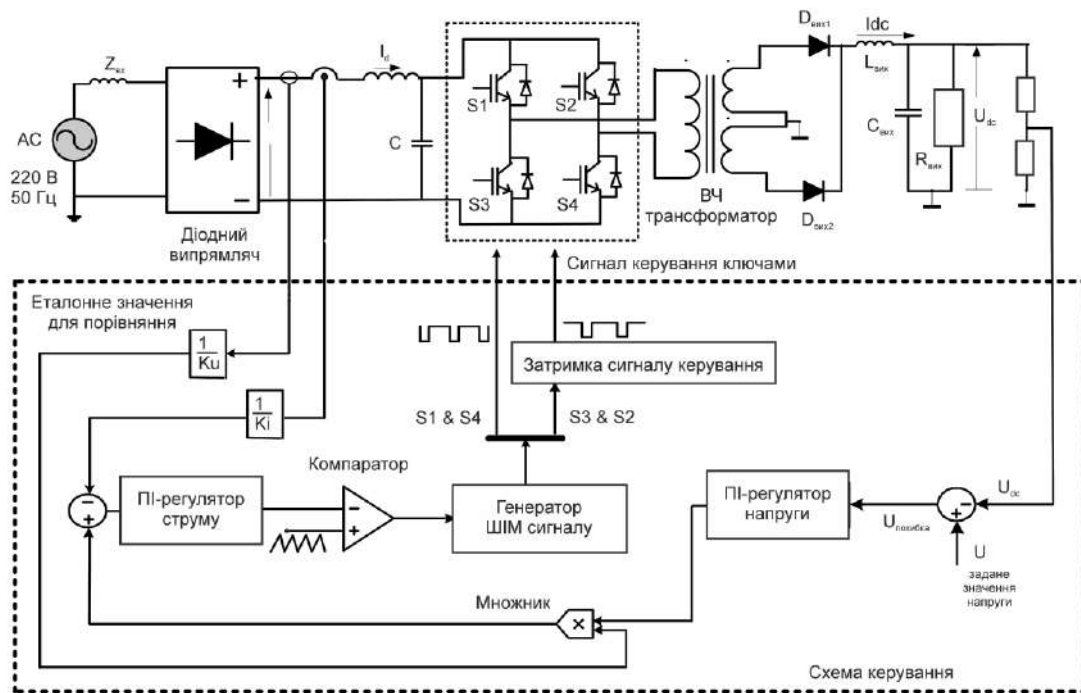


Рисунок 4.1 – Структурна схема ШІМ-контролера із струмовим керуванням

Формально коефіцієнти, які беруть участь у цьому процесі – випереджальний коефіцієнт напруги  $K_u$  та коефіцієнт вимірювання струму  $K_i$ , – визначаються експериментально або аналітично залежно від динаміки системи та бажаної швидкості реакції керування. Їхнє значення має істотний вплив на точність та стійкість системи.

$$K_u = \frac{1}{U_{d \max}}$$

$$K_i = \frac{1}{I_{d \max}}$$

Наступним етапом є порівняння сформованого опорного струмового сигналу  $I_{ref}$  із фактичним струмом, що вимірюється у проміжному конденсаторі постійного з'єднання  $I_d$ . Різниця між цими сигналами інтерпретується як струмова похибка, яка підсилюється та передається на компаратор.

Сигнал на виході компаратора формується внаслідок порівняння підсиленого сигналу струмової похибки із високочастотною опорною трикутною хвилею, що генерується генератором ШІМ. У результаті на виході формується широтно-імпульсний сигнал керування  $U_c$ , який подається на входи драйверів IGBT-ключів повномостового перетворювача.

Цей метод забезпечує точну відповідність вихідного струму перетворювача бажаному профілю, дозволяє оперативно реагувати на зміни навантаження, а також забезпечує ефективне керування коефіцієнтом потужності. Додатковою перевагою даного підходу є його сумісність із цифровими контролерами та мікропроцесорами, що дозволяє реалізувати складні алгоритми керування у вбудованому програмному забезпеченні.

Таким чином, використання ШІМ-контролера зі струмовим керуванням у структурі повномостового перетворювача дозволяє значно підвищити ефективність системи, зменшити рівень пульсацій, забезпечити стабільність вихідної напруги та надійно захистити силові компоненти від перенавантаження та аварійних режимів.

#### 4.3 Моделювання цифрового контролера

У рамках даного кваліфікаційного проєкту реалізація цифрового сигнального процесора (DSP-контролера) здійснюється з метою високоточної генерації керуючих імпульсів та забезпечення ефективного керування силовими ключами високочастотного перетворювача.

DSP-контролер виконує низку ключових функцій, серед яких:

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						59
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

- обробка сигналів з датчиків струму та напруги;
- реалізація алгоритмів ПІ-регулювання в реальному часі;
- формування опорного струму на основі сигналу похибки напруги;
- порівняння реального струму з опорним для формування сигналу комутації;
- генерація ШІМ-сигналів відповідно до заданих параметрів керування.

Програмна реалізація DSP-контролера виконується за допомогою мови програмування C або спеціалізованого середовища (наприклад, Code Composer Studio для контролерів TI), що дозволяє інтегрувати математичні обчислення з високою точністю та швидкодією.

Вибір DSP-контролера обумовлений необхідністю забезпечення швидкого відгуку системи керування, високої стабільності, а також можливості гнучкого налаштування параметрів у відповідності до динамічних змін навантаження чи вхідної напруги.

Таким чином, DSP-контролер є центральною ланкою у структурі цифрової системи керування повномостовим високочастотним перетворювачем, забезпечуючи інтеграцію вимірювальних, регулювальних та керуючих процесів у реальному часі.

Цифрове керування трифазним імпульсним джерелом живлення реалізується за допомогою спеціалізованої апаратної платформи – високошвидкісного цифрового контролера, яка широко застосовується для створення систем керування у реальному часі. Це універсальна система, що дозволяє швидко розробляти, моделювати та тестувати алгоритми цифрового керування силовими електронними пристроями, включаючи імпульсні перетворювачі напруги.

Основним обчислювальним елементом контролера є процесор, що працює на частоті 250 МГц. Це 64-бітний процесор з апаратною підтримкою операцій із плаваючою комою, що забезпечує високу точність та швидкість обчислень. Така архітектура дозволяє ефективно реалізовувати складні регулятори (наприклад,

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						60
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

ПІ-регулятори) та алгоритми генерації ШІМ-сигналів для керування силовими ключами IGBT.

Окрім основного процесора, до складу плати також входить допоміжний цифровий сигнальний процесор (DSP) TMS320F240 від компанії Texas Instruments, який виконує завдання нижчого рівня – наприклад, опрацювання сигналів з датчиків струму або реалізацію частини ШІМ-логіки.

На рисунку 4.2 представлено структурну схему апаратної реалізації системи керування, що базується на DSP-контролері.

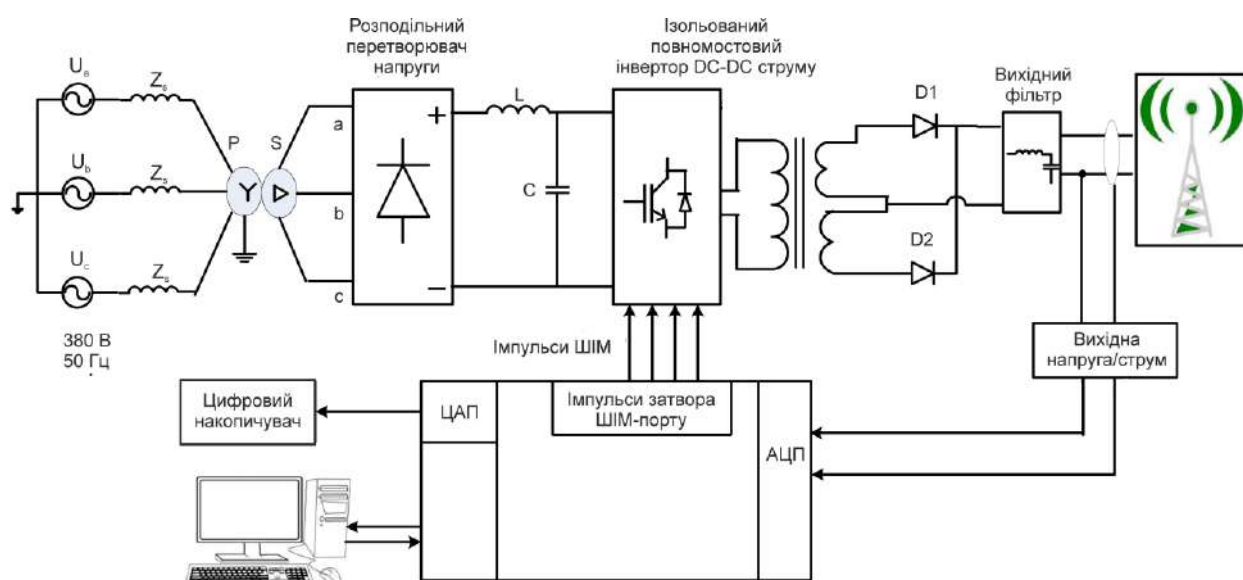


Рисунок 4.2 – Принципова схема системи керування

До складу периферійних модулів контролера dSPACE DS1104 входять наступні елементи:

Аналого-цифровий перетворювач (АЦП) – чотирьоканальний, 12-бітний модуль, який забезпечує введення аналогових сигналів, наприклад, вимірної вихідної напруги або сигналів з датчиків струму. Завдяки високій роздільній здатності та швидкодії, забезпечується точне та оперативне зчитування сигналів для подальшої обробки.

Цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП) – восьмиканальний, 16-бітний модуль, який використовується для виведення керуючих сигналів із dSPACE. Зокрема, через ЦАП формуються сигнали широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), які подаються на драйвери IGBT-транзисторів повномостового перетворювача постійної напруги. Це дозволяє здійснювати точне керування процесом комутації ключів у режимі реального часу.

Таким чином, використання dSPACE DS1104 спрощує процес розробки системи керування, дає можливість швидко відлагодити програмний код, верифікувати алгоритми, перевірити стабільність та надійність роботи перетворювача за різних режимів навантаження. Платформа є зручною для реалізації як лабораторних прототипів, так і передсерійних зразків імпульсних джерел живлення.

#### 4.4 Аналіз роботи запропонованого DC-DC перетворювача

Робота запропонованого високочастотного DC-DC перетворювача досліджувалась у реальних умовах на лабораторному стенді, створеному спеціально для перевірки його характеристик у складі імпульсного джерела живлення (SMPS). В основі системи керування лежить цифровий сигнальний контролер, який реалізує алгоритм регулювання вихідної напруги у режимі реального часу.

Сигнал зворотного зв'язку формується шляхом вимірювання вихідної напруги за допомогою аналогово-цифрового перетворювача, підключеного до 6-го каналу контролера. Цей сигнал надходить на вхід пропорційно-інтегрального регулятора, який обчислює керуючий вплив з метою підтримки стабільного рівня вихідної напруги при змінних навантаженнях.

З метою верифікації правильності роботи розробленого алгоритму керування та ефективності роботи самого DC-DC перетворювача було проведено комплексне моделювання та експериментальні дослідження. Зокрема,

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						62
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		



межах 1,2%–2,4%, що свідчить про якісне формування напруги на вході DC-DC перетворювача та відповідність нормам електромагнітної сумісності.

Таким чином, розроблений прототип ізольованого повномостового DC-DC перетворювача успішно пройшов етап лабораторної перевірки. Його ефективність, динамічні характеристики та якість електроживлення підтверджують доцільність використання у складі імпульсних джерел живлення, зокрема в системах з високими вимогами до стабільності напруги та низького рівня гармонік.

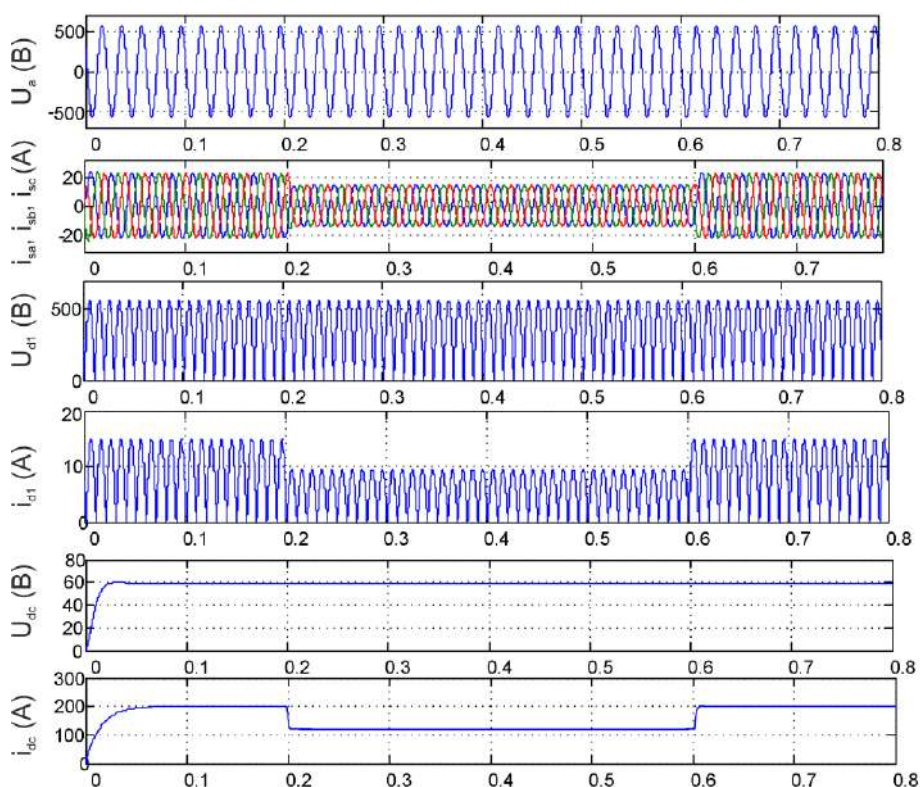


Рисунок 4.3 – Результати моделювання вхідних струмів, напруги постійної ланки, струму постійної ланки, вихідного струму та вихідної напруги запропонованого високочастотного DC-DC перетворювача.

На рисунку 4.3 наведені часові форми основних параметрів роботи запропонованого високочастотного DC-DC перетворювача, отримані в результаті моделювання. Зокрема, показані:

- Вхідний струм перетворювача, який характеризується високочастотними імпульсами, що відображають роботу ключових елементів схеми.

- Напруга постійної ланки (DC-link voltage), яка підтримується на стабільному рівні, що свідчить про ефективну роботу регулювальної системи.

- Струм постійної ланки (DC-link current), який демонструє змінність відповідно до режиму навантаження.

- Вихідний струм, який відображає стабільність та точність формування струму на навантаженні.

- Вихідна напруга перетворювача, що має стабільне значення, яке відповідає заданим параметрам.

Загалом, представлені часові форми ілюструють динамічні характеристики та стабільність роботи перетворювача під час нормального функціонування.

#### 4.5 Висновки до четвертого розділу

У четвертому розділі було проведено моделювання запропонованої топології повномостового DC-DC перетворювача з урахуванням особливостей формування керуючих імпульсів для IGBT-ключів, реалізації ШІМ-контролера зі струмовим керуванням та впровадження цифрового контролера. На основі отриманих результатів можна зробити висновок, що застосування цифрових методів керування та широтно-імпульсної модуляції дозволяє досягти стабільної роботи перетворювача у широкому діапазоні навантажень і вхідних напруг.

Результати моделювання свідчать про високу якість вихідної напруги, що відповідає вимогам до живлення телекомунікаційного обладнання. Таким чином, отримані характеристики підтверджують перспективність запропонованої схеми для практичної реалізації в системах з високими вимогами до надійності, ефективності та стабільності живлення.

					КПТР.220880.01.10	Арк.
						65
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

## ВИСНОВКИ

У даному кваліфікаційному проєкті проведено комплексний аналіз, проектування та реалізацію DC-DC перетворювача на основі імпульсного джерела живлення, який призначений для застосування у телекомунікаційних системах. Було детально досліджено існуючі типи та топології високочастотних перетворювачів, визначено їх переваги та особливості, а також сформульовані основні вимоги до джерел живлення, що використовуються в сучасних телекомунікаційних пристроях.

Особливу увагу приділено розробці та проектуванню високочастотного трансформатора з урахуванням вимог повномостового понижуючого DC-DC перетворювача. Було виконано розрахунок основних параметрів трансформатора, вибір матеріалів і конструкції осердя, що забезпечують оптимальну роботу пристрою з урахуванням необхідної гальванічної розв'язки між входом і виходом.

Результати комп'ютерного моделювання та експериментальних досліджень підтвердили ефективність запропонованої схеми перетворювача, її стабільність роботи та відповідність технічним вимогам телекомунікаційних систем. Запропоновані технічні рішення дозволяють підвищити надійність і енергоефективність пристрою, що є важливим фактором для застосування в сучасних інформаційних технологіях.

Таким чином, виконаний кваліфікаційний проєкт є науково-технічним внеском у розвиток енергетичного забезпечення телекомунікаційних систем і може бути рекомендований для практичного використання та подальшого вдосконалення.

					КПТР.220880.01.10	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		66

## ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Еріксен Л. Високочастотні DC-DC перетворювачі: теорія та практика. – К., 2016. – 368 с.
2. Рамачандран К., Субраманіам К. Імпульсні джерела живлення: принципи і конструкції. – Москва: Техніка, 2015. – 480 с.
3. Rashid M. H. Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications. – Pearson, 2013. – 992 p.
4. Mohan N., Undeland T. M., Robbins W. P. Power Electronics: Converters, Applications, and Design. – Wiley, 2012. – 1104 p.
5. Деркач І. П., Кузьменко В. М. Трансформатори в імпульсних джерелах живлення. – Харків: НТУ «ХПІ», 2017. – 246 с.
6. Nguyen H. M., Lee F. C. High-Frequency Transformer Design for Power Electronics. – IEEE Press, 2018. – 300 p.
7. Олейник В. М. Високочастотні електричні перетворювачі. – К.: Наук. думка, 2016. – 230 с.
8. Зубко О. В., Пиріг І. І. Аналіз топологій імпульсних джерел живлення. – Львів: ЛНУ, 2015. – 198 с.
9. Левченко В. О., Лобур М. В. Електроживлення телекомунікаційних систем. – Львів: Вид-во Львівської політехніки, 2014. – 292 с.
10. Чжан Б., Ян Х. Високочастотні DC-DC перетворювачі: сучасні тенденції. – Пекін: Технічна література, 2019. – 410 с.
11. Карпова Л. О. Особливості проектування імпульсних джерел живлення для телекомунікацій. – Хмельницький, 2020. – 135 с.
12. Rashid M. H. Power Electronics Handbook. – Academic Press, 2011. – 1200 p.
13. Петров В. В. Методи моделювання DC-DC перетворювачів у PowerSim. – К., 2017. – 112 с.

					КПТР.220880.01.10	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		67

14. Chen W., Lee F. C. Transformer Design Handbook. – CRC Press, 2014. – 520 p.
15. Ільїн В. М. Електромагнітні перетворювачі енергії високої частоти. – Харків: Політехніка, 2018. – 285 с.
16. Lee S. J., Cho B. K. Advances in High-Frequency Power Converters. – Springer, 2021. – 355 p.
17. Шевченко А. І., Литвиненко О. В. Аналіз роботи повномостових перетворювачів. – Дніпро, 2019. – 220 с.
18. Brown D., Johnson P. Pulse Width Modulation for Power Converters. – Wiley-IEEE Press, 2013. – 330 p.
19. Коваленко С. П. Підвищення ККД імпульсних перетворювачів. – Львів: Видавництво ЛНУ, 2016. – 150 с.
20. Wilson G. R. Switch-Mode Power Supplies: Design and Construction. – Newnes, 2015. – 400 p.
21. Козлов В. В. Вибір матеріалів для високочастотних трансформаторів. – Харків, 2017. – 100 с.
22. Franklin R. High-Frequency Magnetics for Power Electronics. – Elsevier, 2020. – 280 p.
23. Лисенко Ю. П., Соловійов М. І. Технічні аспекти захисту та стабілізації DC-DC перетворювачів. – К., 2018. – 142 с.
24. Mohan N. Advanced Transformer Design for Switched Mode Power Supplies. – IEEE Press, 2016. – 300 p.
25. Іванов Д. О., Сидоренко В. Г. Комп'ютерне моделювання електронних джерел живлення. – Київ: КНУ, 2019. – 175 с.
26. Chen Y. High-Frequency Power Converter Technologies. – Wiley, 2022. – 410 p.
27. Семенов А. М., Гнатюк В. П. Підвищення енергоефективності перетворювачів. – Одеса, 2017. – 198 с.

					КПТР.220880.01.10	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		68

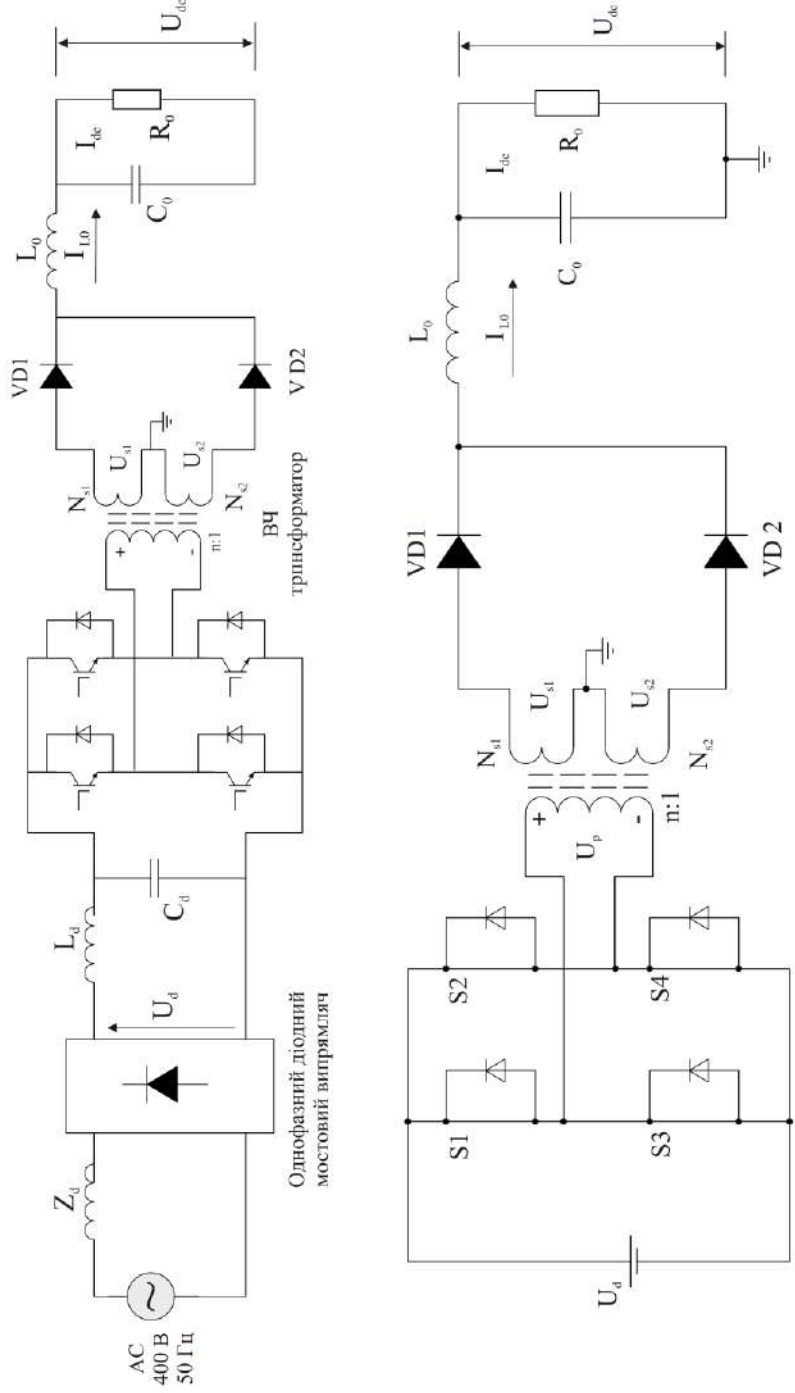
28. Erickson R. W., Maksimovic D. Fundamentals of Power Electronics. – Springer, 2013. – 950 p.
29. Тарасов І. В. Особливості проектування імпульсних джерел живлення для радіозв'язку. – Львів, 2019. – 130 с.
30. Zhou P., Chen H. Design and Control of High-Frequency DC-DC Converters. – Springer, 2021. – 365 p.
31. Петрова І. В. Вплив параметрів трансформатора на роботу імпульсного перетворювача. – Хмельницький, 2020. – 98 с.
32. Wu Y., Shen M. Modeling and Simulation of Switch-Mode Power Supplies. – Wiley, 2018. – 425 p.
33. Кравченко О. П., Литвинова Н. І. Топології повномостових перетворювачів: аналіз і застосування. – Київ, 2020. – 160 с.
34. Bose B. K. Modern Power Electronics and AC Drives. – Prentice Hall, 2015. – 700 p.
35. Іваненко С. М., Романюк Ю. С. Електромагнітні явища в імпульсних джерелах живлення. – Львів, 2017. – 215 с.
36. Zhang L., Wang J. High-Frequency Magnetic Components for Power Electronics. – Elsevier, 2019. – 280 p.
37. Смирнов В. І. Оптимізація параметрів DC-DC перетворювачів. – Харків, 2018. – 135 с.
38. Hu S., He X. Digital Control of Power Converters. – Wiley, 2020. – 350p.
39. Колесник В. Ю. Методи підвищення надійності імпульсних джерел живлення. – Київ, 2019. – 140 с.
40. Leonhard W. Control of Electrical Drives. – Springer, 2015. – 420 p.

## ДОДАТКИ

## Додаток А

### Загальна структура високочастотного імпульсного перетворювача

КПТР.220880.01.10 E8

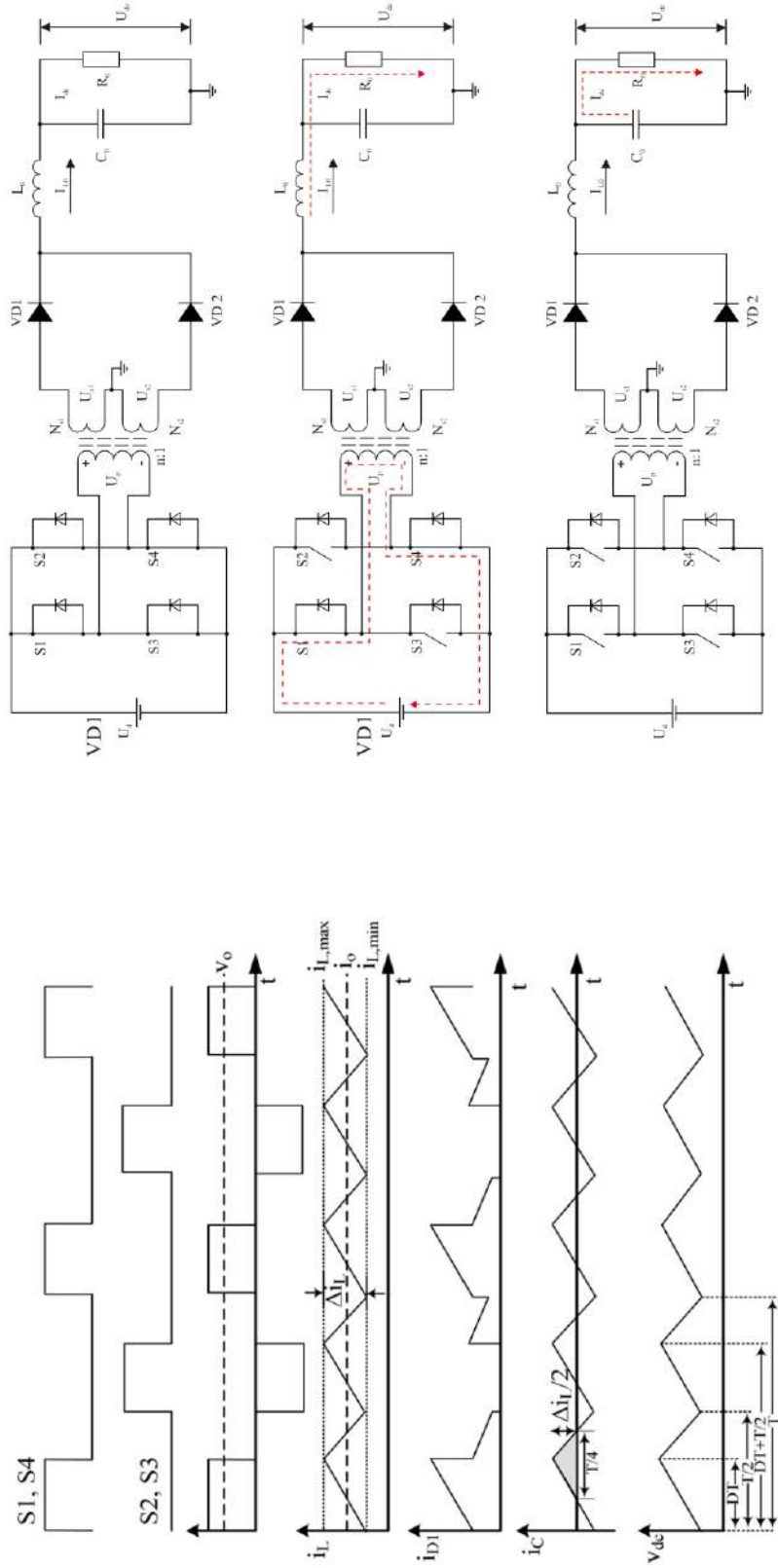


КПТР.220880.01.10 E8		Лист	Листів
Загальна структура високочастотного імпульсного перетворювача			
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис
Розроб.	Кавурін В.С.		
Перевір.	Мішан В.В.		
Н. констр.	Підченко С.К.		
Замк.			
		ХНУ, гр. ТР2с-22-1	

# Додаток Б

## Режими роботи силового каскаду

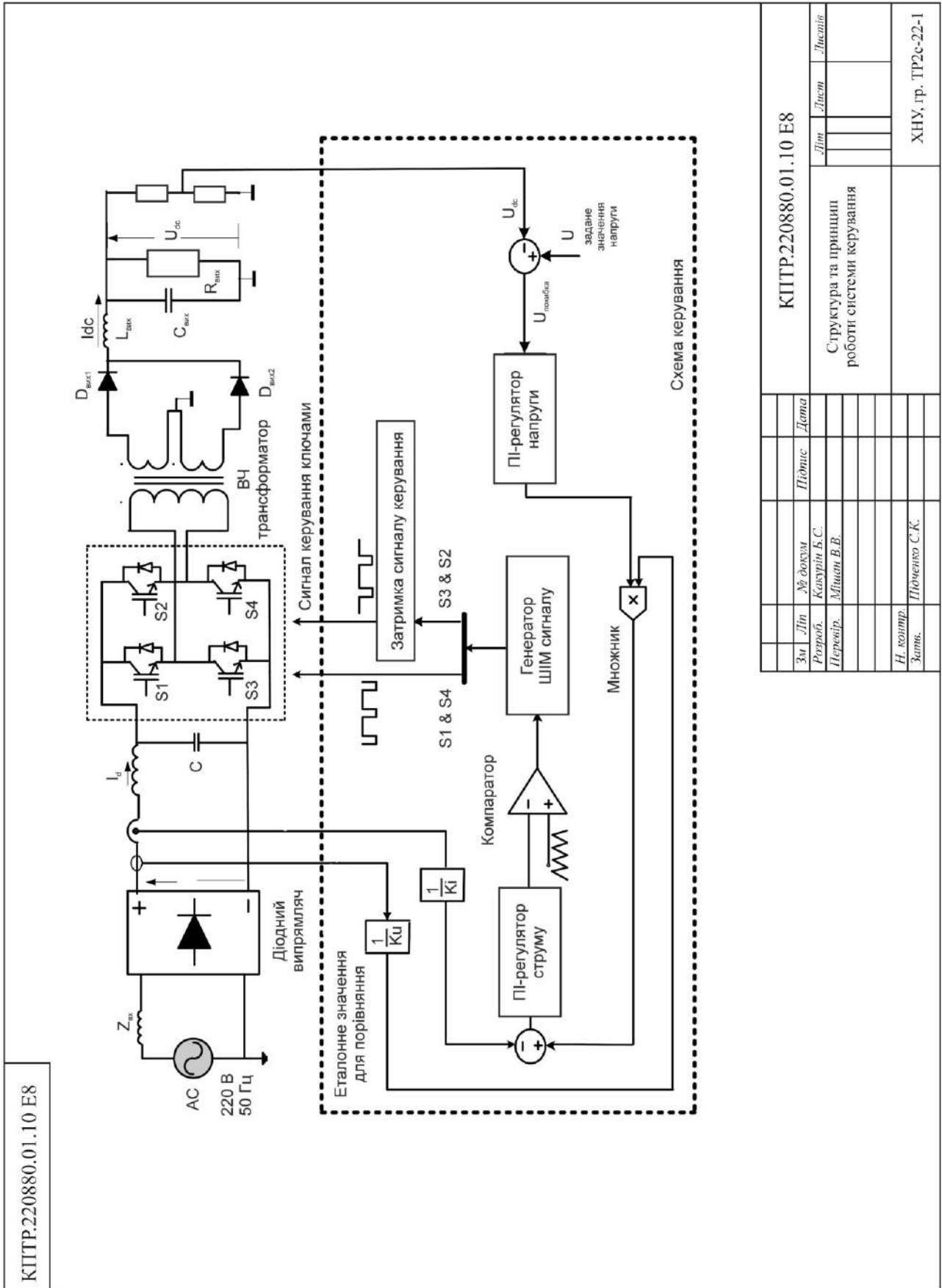
КПТР.220880.01.10 E8



КПТР.220880.01.10 E8		Лист	Листів	Листів
Режими роботи силового каскаду				
Зм	Лист	№ докум	Підпис	Дата
Розроб.	Касурін Б.С.			
Перевір.	Мішин В.В.			
Н. контр.	Підченко С.К.			
Затв.				
ХНУ, гр. ГР2с-22-1				

## Додаток В

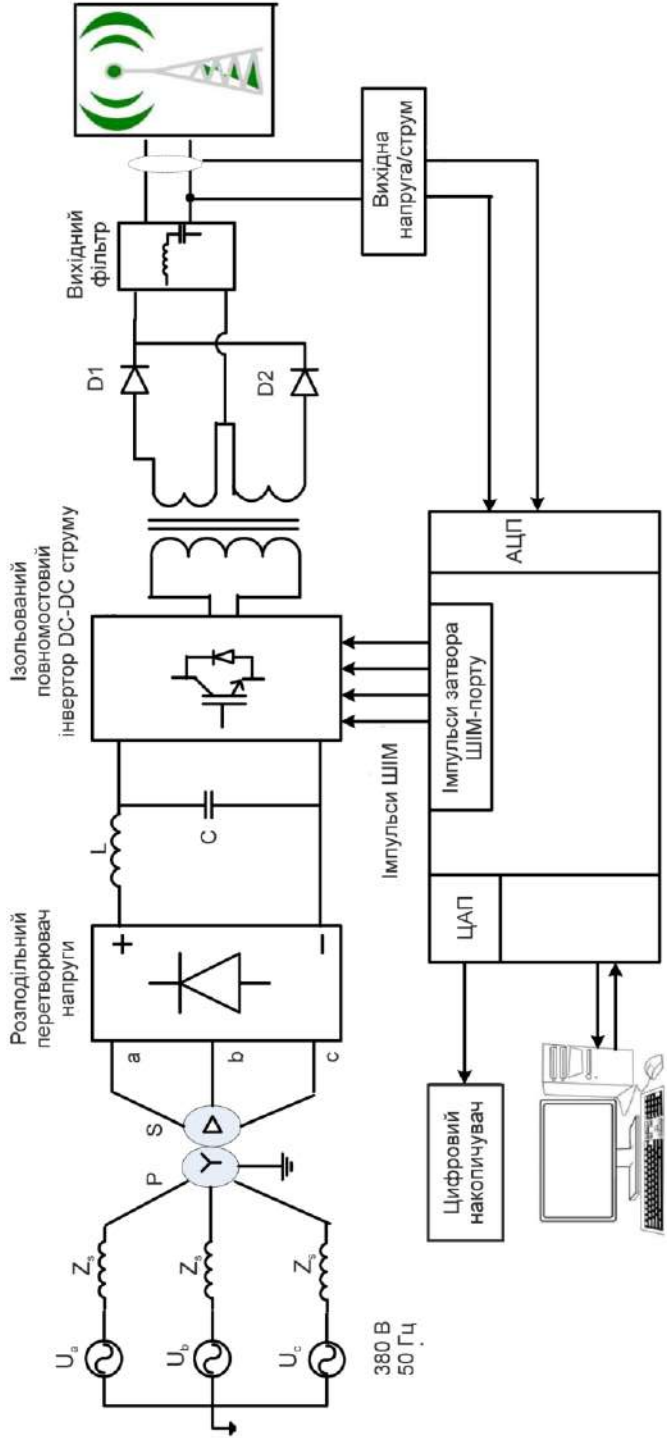
### Структура та принцип роботи системи керування



# Додаток Г

## Принципова електрична схема та результати моделювання

КПТР.220880.01.10 E8



КПТР.220880.01.10 E8			
Зм.	Лист	Лист	Листів
Розроб.	М. докш	Підпис	Дата
Перевір.	Кавурін Б.С.		
	Мишан В.В.		
Н. колор.			
Затв.	Підвечко С.К.		
Принципова електрична схема та результати моделювання			
ХНУ, гр. ТР2с-22-1			

## КВАЛІФІКАЦІЙНИЙ ПРОЄКТ

# ВИСОКОЧАСТОТНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЕЛЕКТРОННИХ ДЖЕРЕЛ ЖИВЛЕННЯ

Факультет інформаційних технологій

Кафедра ТМІТ

Виконав:  
студент 3 курсу,  
група ТР2с-22-1  
КАКУРІН Богдан Сергійович

Науковий керівник:  
к.т.н., доцент  
МІШАН Віктор Володимирович

### Мета:

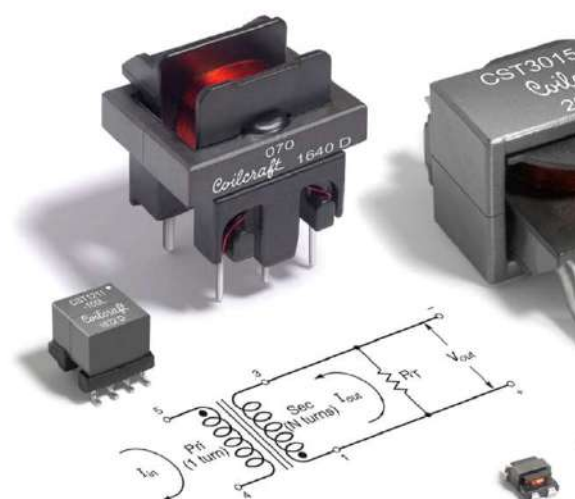
Розробка та моделювання ефективної топології високочастотного повномостового DC-DC перетворювача з гальванічною розв'язкою для стабілізації вихідної напруги в телекомунікаційних системах

### Об'єкт:

Високочастотний повномостовий DC-DC перетворювач для імпульсного джерела живлення

### Предмет:

Процеси перетворення електроенергії в повномостовому DC-DC перетворювачі з цифровим керуванням



## Запропонована топологія перетворювача

### Структурна схема імпульсного джерела живлення DC-DC перетворювача

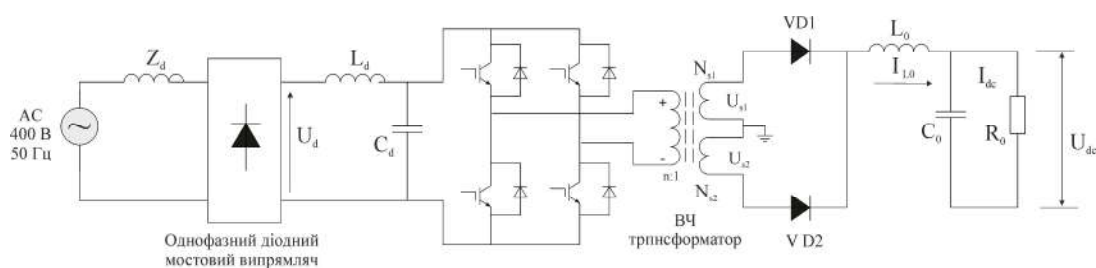
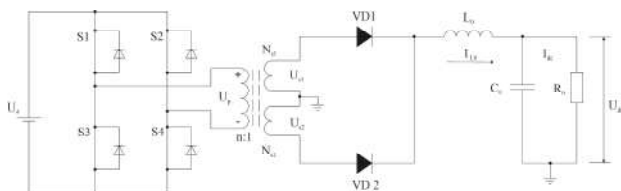


Рисунок 1 – Структурна схема імпульсного джерела живлення DC-DC перетворювача

3

## Принцип роботи DC-DC перетворювача

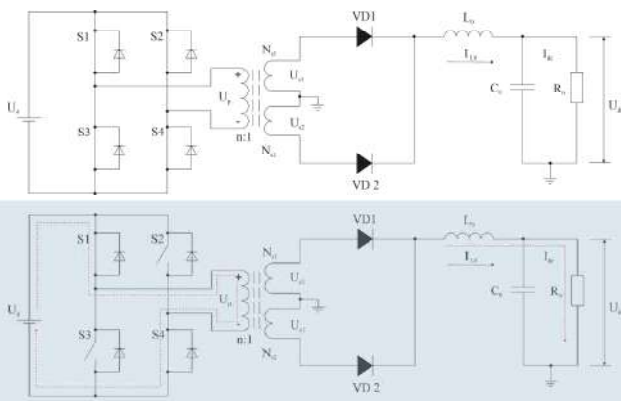
### Однофазний модуль перетворювача



- **Джерело постійної напруги** – від діодного мосту з індуктором
- **Понижувальний DC-DC перетворювач повного мосту**
- **4 IGBT ключі (S1–S4)** керуються за ШІМ-принципом
- **Гальванічна розв'язка** через високочастотний трансформатор
- **Ширина імпульсів** визначається PI-регулятором

4

## Принцип роботи DC-DC перетворювача



Інтервал 1:  $0 < t < D \cdot T_s$

(активна фаза роботи перетворювача)

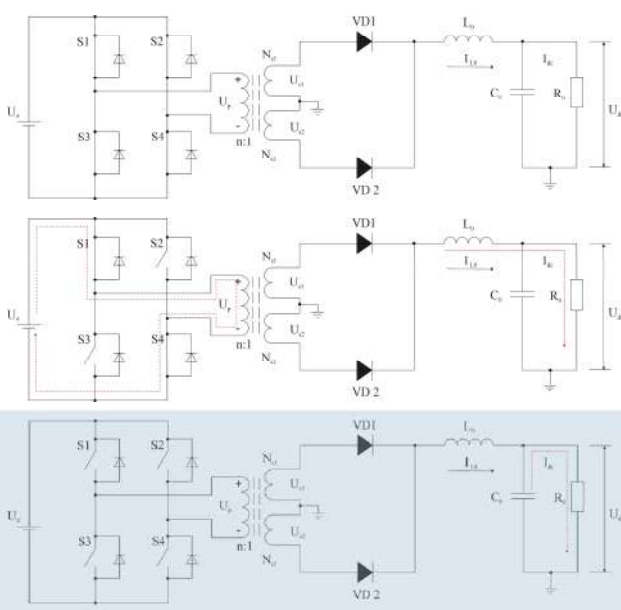
- **Ввімкнено ключі S1 і S4**
- **Енергія передається через трансформатор та 2 діоди**
- **Живлення навантаження – через вихідний індуктор  $L_o$**
- **Напруга:**

$$U_{s1} = (N_{s1} / N_p) U_d; \quad U_{s2} = (N_{s2} / N_p) U_d$$

$$U_L = (N_{s1} / N_p) U_d - U_{dc}$$

5

## Принцип роботи DC-DC перетворювача



Інтервал 2:  $D T_s < t < T_s / 2$

(всі ключі вимкнені – фаза вільного згасання)

- **Ключі вимкнені, струм протікає через вихідні діоди**
- **Робота в режимі вільного згасання**
- **Струм  $L_o$  зменшується**
- **$\Delta i_{L_o} = 0$  у сталому режимі**
- **Увих =  $D \cdot (n \cdot U_d)$  – залежить від коефіцієнта заповнення  $D$  та трансформації  $n$**
- **$L_o = f(U_d, U_o, D, T_s)$  – визначається з рівняння балансу струму**

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = \frac{-U_{dc}}{L_o} \quad L_o = \frac{(0.5 - D) U_{dc} T_s}{(\Delta i_L)_{\text{пульс}}} \quad U_{dc} = 2n D U_d$$

6

## Пульсації вихідної напруги та проектування $L_0$ і $C_0$

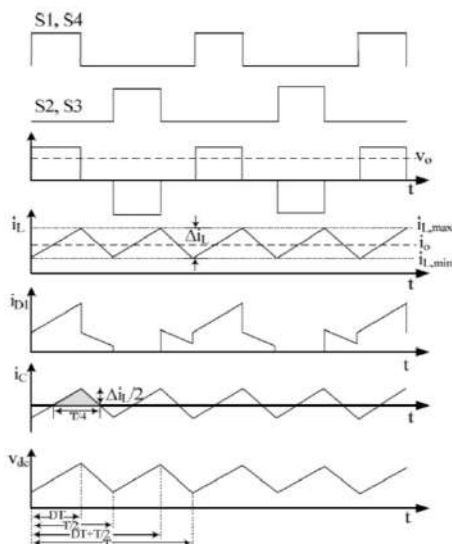


Рисунок 5 - Характерні форми сигналів повномостового понижуючого DC-DC перетворювача

**Режим роботи:** Безперервна провідність

$\Delta U_0$  — пульсації вихідної напруги:

- Залежить від заряду конденсатора:

$$\Delta U_0 = \frac{\Delta Q}{C_0}$$

**Границі режиму безперервного струму / режиму неперервного струму:**

струм індуктора  $\rightarrow 0$  при закінченні фази «викл»

**Розрахунок індуктивності  $L_0$ :**

$$L_0 = U(\Delta I_L / \Delta T)$$

►  $L_0 \approx 20$  мкГн

$$L_0 = \frac{(0.5 - 0.45)(60 \cdot 29 \cdot 10^{-6})}{4} = 21.75 \text{ мкГн}$$

**Розрахунок ємності  $C_0$ :**

$$C_0 = \frac{DT_s I_{dc}}{\Delta U_0}$$

►  $\Delta U_0 = 1\% \rightarrow 0,6$  В

►  $C_0 \approx 7 \times 680$  мкФ

$$C_0 = \frac{0.5 \cdot 29 \cdot 10^{-6} \cdot 200}{0.6} = 4833 \text{ мкФ}$$

7

## Проектування високочастотного трансформатора

### Призначення:

- Ефективна передача енергії
- Ізоляція між входом і виходом
- Регулювання рівня напруги

### Коефіцієнт трансформації:

- Варіант: 210:8
- Первинна обмотка: 210 витків
- Вторинна обмотка: 2×4 витки

### Вхідні параметри:

- Потужність: 2 кВт
- $U_{вх} = 560$  В,  $U_{вих} = 20$  В,  $I_{вих} = 100$  А
- Частота: 35 кГц
- $D_{max} = 0,5$

### Коефіцієнт трансформації

$$n = \frac{U_{вх-D}}{U_{вих-D}} = \frac{280}{21.6} = 12.96$$

### Струми:

- Первинний струм  $\approx 4$  А
- Вторинний струм (одна обмотка): 50 А

### Номінальний вихідний струм

$$I_{0-D} = I_0 D_{max} = 100 \cdot 0.5 = 50 \text{ А}$$

### Номінальний вхідний струм

$$I_{вх-D} = \frac{I_{0-D}}{n} = \frac{50}{13} = 3.84$$

### Номінальна вхідна напруга

$$U_{вх-D} = U_{вх} \cdot D_{max} = 560 \cdot 0.5 = 280 \text{ В}$$

### Номінальна вихідна напруга

$$U_{вих-D} = 20 + 1.6 = 21.6 \text{ В}$$

8

## Основні параметри височастотного трансформатора

### Сердечник:

- Тип: U-I-серія (2 × U-осердя)
- Матеріал: ферит
- Розмір: 126×182×20 мм

### Електричні параметри:

- Вхід: 560 В, 4 А
- Вихід: 2 × 10 В → 20 В, 100 А

### Обмотки:

- Первинна: 210 витків,
- Вторинна: 2 × 4 витки, стрічка 20 мм × 0.5 мм (10 мм<sup>2</sup>)

### Вибір осердя:

- Матеріал: ферит
- Форма: U-I
- Ар обране = 31,36 см<sup>2</sup> (≈ теоретичного 31,69 см<sup>2</sup>)
- Ефективна площа вікна осердя  
Aw = 5,6 см<sup>2</sup>, Ae = 5,6 см<sup>2</sup>
- щільність магнітного потоку ΔB = 0,25 Т, Ku = 0,017

### Добуток площі осердя

$$A_p = A_w A_e \left( \frac{P_0}{K_u \Delta B f_s} \right)^{4/3} \text{ см}^4 \quad A_p = \left( \frac{12 \cdot 10^3}{0.017 \cdot 0.25 \cdot 35 \cdot 10^3} \right)^{4/3} \text{ см}^4 = 31.69 \text{ см}^4$$

### Конфігурація:

- Діодний міст з центральним виводом
- Висока ізоляція та ефективність

9

## ШІМ-контролер зі струмовим керуванням для повномостового перетворювача постійної напруги

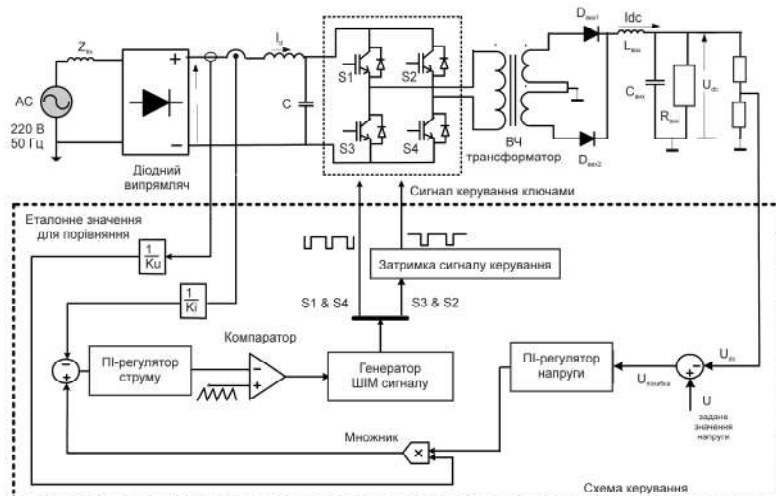


Рисунок 6 – Структурна схема ШІМ-контролера із струмовим керуванням

### Стратегія струмового керування для повномостового перетворювача

#### Мета:

Корекція коефіцієнта потужності та формування вхідного струму

#### Коефіцієнти:

$$K_u = \frac{1}{U_{d \max}} \quad K_i = \frac{1}{I_{d \max}}$$

10

## Моделювання цифрового контролера

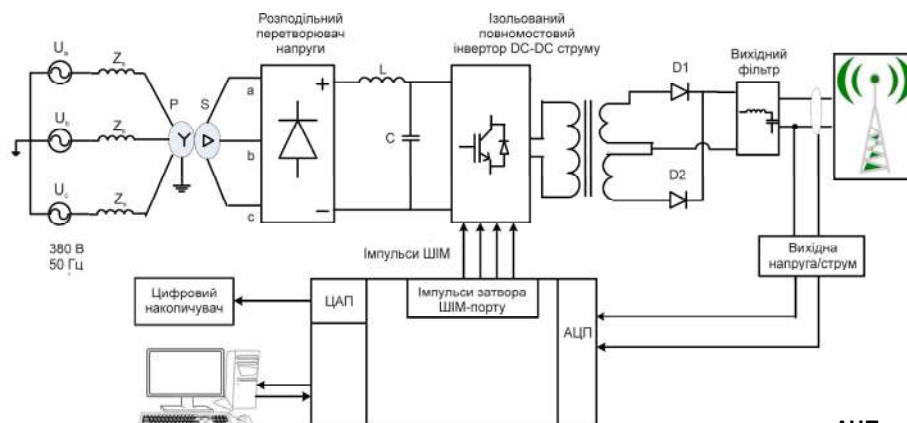


Рисунок 7 – Принципова схема системи керування

АЦП – вимірювання вихідної напруги

ЦАП – генерація ШІМ сигналів

11

## Результати моделювання DC-DC перетворювача

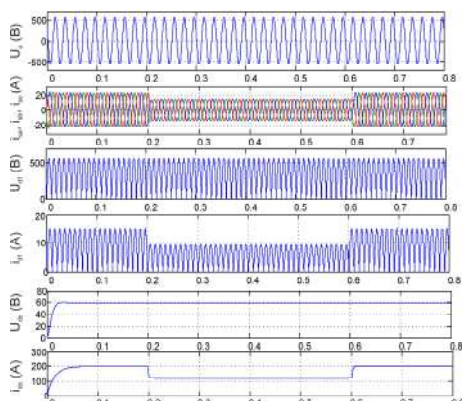


Рисунок 8 – Результати моделювання вхідних струмів, напруги постійної ланки, струму постійної ланки, вихідного струму та вихідної напруги запропонованого височастотного DC-DC перетворювача

Таблиця 1. Показники якості електроживлення для запропонованого AC-DC/DC-DC перетворювача при змінних навантаженнях

Навантаження (%)	Загальне гармонійне спотворення напруги (%)	Загальне гармонійне спотворення струму (%)	Коефіцієнт зсуву потужності	Коефіцієнт спотворення	Коефіцієнт потужності
20	1.2	5.2	0.9867	0.9981	0.9849
40	1.5	4.9	0.9883	0.9984	0.9868
60	1.8	4.5	0.9897	0.9987	0.9884
80	2.1	4.1	0.9919	0.9991	0.9913
100	2.4	3.6	0.9949	0.9989	0.9938

### Ізольований височастотний перетворювач забезпечує:

- Стабільну вихідну напругу
- Низькі гармонійні спотворення
- Високий ККД

12

## Висновки

1. Проаналізовано роботу високочастотного повномостового DC-DC перетворювача;
2. Визначено оптимальні параметри для сталого режиму;
3. Розроблено структурну схему живлення з гальванічною розв'язкою;
4. Здійснено проєктування та вибір основних компонентів ( $L_0$ ,  $C_0$ );
5. Отримані результати підтверджують ефективність схеми для використання в телекомунікаційних системах.

**ДЯКУЮ!**

## ВІДГУК

на кваліфікаційний проект

студента групи ТР2с-22-1 Какуріна Богдана Сергійовича

«Високочастотний перетворювач електронних джерел живлення»

Кваліфікаційний проект студента присвячено проектуванню та дослідженню високочастотного повномостового DC-DC перетворювача для електронних джерел живлення телекомунікаційного обладнання. Тема є актуальною, оскільки потреба в компактних, енергоефективних та надійних джерелах живлення в системах передачі даних постійно зростає.

У ході виконання роботи студент виявив ініціативність, здатність до самостійного технічного аналізу, систематизації знань і практичного застосування отриманих результатів. Усі поставлені задачі виконані в повному обсязі. Студент коректно використовує професійне програмне забезпечення для моделювання схем, а також продемонстрував знання сучасних схемотехнічних рішень у сфері імпульсних перетворювачів.

У процесі виконання кваліфікаційного проекту Какурін Богдан проявив креативність, ініціативність, старанність, наполегливість, здатність та вміння застосовувати набуті знання для вирішення складних завдань, обізнаність у сучасних системних та інформаційних технологіях.

Кваліфікаційний проект виконано на високому технічному рівні, має безперечну актуальність в області сучасних телекомунікацій, а студент Какурін Богдан заслуговує оцінки «відмінно».

Керівник:  
к.н.т., доцент



Віктор МІШАН

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

РЕЦЕНЗІЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНИЙ ПРОЕКТ

Дипломник: Какурін Богдан Сергійович

Тема роботи: Високочастотний перетворювач електронних джерел живлення

Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Обсяг кваліфікаційного проекту

Кількість листів креслень 4 Кількість сторінок записки 67

1. Короткий зміст роботи та прийнятих рішень в результаті виконаного наукового дослідження Кваліфікаційний проект присвячений розробці високочастотного повномостового DC-DC перетворювача для імпульсних джерел живлення, що використовуються у телекомунікаційних системах. У роботі проведено аналіз сучасних схемотехнічних рішень, обґрунтовано вибір топології повномостового перетворювача з гальванічною розв'язкою та цифровим керуванням. Розроблено структурну схему системи, здійснено її моделювання з урахуванням змінних навантажень, проведено аналіз перехідних процесів та досліджено роботу високочастотного трансформатора. Отримані результати підтвердили ефективність запропонованої конструкції в умовах динамічного режиму роботи.

2. Висновок про відповідність роботи дипломному завданню Кваліфікаційний проект відповідає виданому завданню

3. Характеристика виконання кожного розділу, ступінь використання останніх досягнень науки та техніки і передових методів роботи: Кваліфікаційний проект виконаний на високому науково-технічному рівні з використанням сучасних досягнень у галузі імпульсної енергетики, цифрового керування та комп'ютерного моделювання. У вступній частині обґрунтовано актуальність обраної теми. У теоретичному розділі детально проаналізовано існуючі конструкції перетворювачів та вибрано оптимальну топологію. У проектній частині запропоновано структуру системи, проведено розрахунки елементів та трансформатора. У розділі моделювання наведено результати комп'ютерного аналізу динаміки роботи перетворювача з використанням сучасного програмного забезпечення. Усі етапи виконані послідовно, з дотриманням технічних вимог, із застосуванням передових методів розробки електронних пристроїв.

4. Позитивні сторони роботи: Робота присвячена актуальному напрямку енергетичного забезпечення телекомунікаційних систем — розробці ефективного високочастотного повномостового перетворювача з гальванічною розв'язкою. Автор демонструє глибоке розуміння принципів

роботи імпульсних джерел живлення, володіння сучасними методами аналізу, проектування та моделювання електронних пристроїв. Особливої уваги заслуговує використання цифрового керування, що відповідає сучасним тенденціям у сфері силової електроніки. Робота має практичну цінність і може бути використана для подальших розробок у галузі телекомунікаційного живлення.

5. Негативні сторони роботи: Робота в цілому виконана на достатньо високому рівні, однак має деякі недоліки. До таких можна віднести обмежену експериментальну частину – результати моделювання представлені переважно у вигляді графіків, без детального аналізу впливу паразитних елементів та температурних режимів. Також доцільним було б провести порівняння з іншими топологіями перетворювачів (наприклад, напівмостовими або резонансними), що посилює наукову обґрунтованість вибору схеми.

6. Оцінка графічного оформлення та пояснювальної записки роботи: немає

7. Відгук про роботу в цілому: В цілому кваліфікаційний проєкт виконаний якісно, має чітку структуру, логічну послідовність викладення матеріалу та містить достатній рівень технічної деталізації. Робота демонструє вміння здобувача застосовувати сучасні інженерні методи в галузі електроніки та живлення телекомунікаційного обладнання. Отримані результати є теоретично обґрунтованими та мають практичну значущість. Робота відповідає вимогам, що ставляться до кваліфікаційних проєктів освітнього рівня бакалавра.

8. Інші зауваження: немає

9. Оцінка дипломної роботи: Кваліфікаційний проєкт відповідає встановленим вимогам і заслуговує оцінки відмінно (5.00/А), а її автору Какуріну Богдану, присвоєння кваліфікації бакалавра «Телекомунікації та радіотехніка»

10. Рецензент (прізвище, ім'я, по батькові, місце роботи) Корсунько Л.О.,  
доцент кафедри АКТІТ та Р, ІНУ

« 09 » червня 2025р.

  
підпис

Завідувачу кафедри телекомунікацій,  
медійних та інтелектуальних технологій  
д.т.н., професору ПІДЧЕНКУ Сергію  
здобувача вищої освіти  
КАКУРІНА Богдана  
ФІТ, гр. ТР2с-22-1

### ЗАЯВА

З правилами чинного Положення про систему забезпечення академічної доброчесності у Хмельницькому національному університеті, згідно з яким виявлення академічного плагіату є підставою для відмови в допуску кваліфікаційної роботи до захисту і застосування заходів академічної відповідальності, ознайомлений (а). Про використання спеціалізованих програмних засобів (СПЗ) StrikePlagiarism та Anti-Plagiarism для перевірки кваліфікаційних робіт здобувачів вищої освіти на наявність академічного плагіату оповіщений (а). Надаю університету право на передачу мого кваліфікаційного проекту для обробки та збереження в базах даних СПЗ і використання роботи для виявлення академічного плагіату в інших роботах, які перевіряються СПЗ.

Також надаю свою згоду на обробку й збереження університетом мого кваліфікаційного проекту «Високочастотний перетворювач електронних джерел живлення» в Інституційному репозитарії Хмельницького національного університету.

Робота надається для перевірки в електронному варіанті. Електронна версія мого кваліфікаційного проекту збігається (ідентична) з друкованою.

29 травня 2025 р.  
дата

  
підпис

**Anti-Plagiarism (UA) v-15.281 Educational****The maximum coincidence with one document 2.0%**

Dictionaries check: en\_US, ru\_RU, ua\_UA. Errors in the documents: 7%

ID: 243197 Title: Високочастотний перетворювач електронних джерел живлення Added in a DB: 2025-06-03 Authors: Какурін Богдан Сергійович Heads: Міман Віктор Володимирович Consultants: Opponents:	Document		Sum coincidence on the DB	
	Symbols	Lexemes	Symbols	Lexemes
	83134	1265	2221 (3%)	40 (3%)

## Plagiarism sources

ID	Description	Plagiarism presence in the document	
		Symbols	Lexemes

## Протокол аналізу звіту подібності експертом

Заявляю, що я ознайомився (-лась) з Повним звітом подібності, який був згенерований Системою виявлення і запобігання плагіату щодо роботи:

Автор: Богдан КАКУРІН

Співавтор:

Назва: Високочастотний перетворювач електронних джерел живлення

Експерт: *Пивовар О.С.*

Підрозділ: Кафедра телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій

Коефіцієнт подібності 1:2%

Коефіцієнт подібності 2:0.5%

Мікропробіли: 0

Заміна букв: 40

Інтервали: 0

Білі знаки: 0

Дата створення звіту: 2025-06-04 14:18:12.0

Після аналізу Звіту подібності констатую наступне:

Запозичення, виявлені в роботі є законними і не є плагіатом. Рівень подібності не перевищує допустимої межі. Таким чином робота незалежна і приймається.

Запозичення не є плагіатом, але перевищено граничне значення рівня подібностей. Таким чином робота повертається на доопрацювання.

Виявлено запозичення і плагіат або навмисні текстові спотворення (маніпуляції), як передбачувані спроби укриття плагіату, які роблять роботу невідповідною вимогам законодавства (Ст. 32. ЗУ Про вищу освіту, пункт 3.1, Ст. 42. ЗУ Про освіту) та вимог НАЗЯВО (Критерій 5), а також кодексу етики і процедурам. Таким чином робота не приймається.

Обґрунтування: *Виявлені запозичення не є плагіатом так як відносяться до термінологічних та загальнозастосовуваних типових фраз*

Дата *04.06 2025р*

експерт

*Пивовар О.С.*

РІШЕННЯ ЕКСПЕРТНОЇ КОМІСІЇ

КАФЕДРИ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ, МЕДІЙНИХ ТА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ ТЕХНОЛОГІЙ  
ПРО ДОПУСК КВАЛІФІКАЦІЙНОГО ПРОЕКТУ ДО ЗАХИСТУ

Назва кваліфікаційного проекту: Високочастотний перетворювач електронних джерел живлення

Автор: Какурін Богдан Сергійович

Освітня програма Телекомунікації, медійні технології та інтелектуальні мережі

Рівень вищої освіти перший (бакалаврський) рівень

Спеціальність: 172 Телекомунікації та радіотехніка

Керівник кваліфікаційного проекту: к.т.н., доцент Мішан Віктор Володимирович

На основі аналізу кваліфікаційної роботи на дотримання вимог академічної доброчесності (у т.ч. відсутності ознак академічного плагіату) з урахуванням результатів перевірки роботи спеціалізованим програмним засобом(ами) комісія зробила такий висновок:

№	Висновок	Позначка про відповідність
1	Ознаки академічного плагіату	
1.1	Запозичення, виявлені в роботі, є законними і не є академічним плагіатом (далі – зазначаються підстави віднесення запозичень до правомірних, якщо потрібно). Робота приймається до захисту.	відповідає
1.2	Виявлені запозичення не є академічним 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.	-
1.3	Виявлені запозичення не є академічним плагіатом, але частково розміщені в розділах, які описують безпосередньо авторське дослідження, а кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи. Робота може бути допущена до захисту після того як буде відкоригована та доопрацьована і успішно пройде повторну перевірку на академічний плагіат.	-
1.4	Робота містить навмисні текстові спотворення, передбачувані спроби укриття текстових запозичень або інші прояви академічного плагіату. Робота містить фабрикацію або фальсифікацію даних. Робота не допускається до захисту.	-
2	Інші види порушень академічної доброчесності	-

Підтвердження:

Виявленні запозичення не є плагіатом так як розміщені в розділах, які не описують безпосередньо авторське дослідження (є власні терміни, визначення тощо), коефіцієнти подібності складають 2.0% та 0.5%, а також мають посилання на приведений список літературних джерел.

« 04 » червня 2025 р.

Завідувач кафедри ТМІТ

Гарант освітньої програми

Керівник кваліфікаційного проекту

Сергій ПІДЧЕНКО

Віктор СТЕЦЮК

Віктор МІШАН