

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

магістр

(назва освітнього ступеня)

на тему: **РОЗРОБКА DC-DC ПЕРЕТВОРЮВАЧА ФОТОЕЛЕКТРИЧНОЇ
СИСТЕМИ ПРИЗНАЧЕНОЇ ДЛЯ ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ
ПОБУТОВИХ СПОЖИВАЧІВ**

Виконав(ла): студент 6 курсу, групи ЕТм
спеціальності 141

«Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка»

(шифр і назва спеціальності)

Ухач І.І.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

Керівник

(підпис)

Філюк Я.О.

(прізвище та ініціали)

Нормоконтроль

(підпис)

Коваль В.П.

(прізвище та ініціали)

Завідувач
кафедри

(підпис)

Коваль В.П.

(прізвище та ініціали)

Рецензент

(підпис)

(прізвище та ініціали)

Міністерство освіти і науки України

Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

Факультет

Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії

(повна назва факультету)

Кафедра

Електричної інженерії

(повна назва кафедри)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Коваль В.П.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

«14» жовтня 2024 р.

ЗАВДАННЯ

НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

на здобуття освітнього ступеня

магістр

(НАЗВА ОСВІТНЬОГО СТУПЕНЯ)

за спеціальністю

141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

(шифр і назва спеціальності)

студенту

Ухачу Івану Івановичу

(Прізвище, Ім'я, По Батькові)

1. Тема роботи

Розробка DC-DC перетворювача фотоелектричної системи призначеної для електропостачання побутових споживачів

Керівник роботи

Філюк Ярослав Олександрович, к.т.н.

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

Затверджені наказом ректора від «11» жовтня 2024 року №4/7-988

2. Термін подання студентом завершеної роботи грудень 2024 року

3. Вихідні дані до роботи

Ознайомитися з існуючими схемами та методами керування DC-DC перетворювачами для сонячних фотоелектричних систем і провести їх порівняльний аналіз. Розробити систему з використанням DC-DC перетворювача. Виконати моделювання та експериментальні дослідження створеної системи DC-DC перетворювача.

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

1. Аналітичний розділ

2. Розрахунково-дослідницький розділ

3. Проектно-конструкторський розділ

4. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень, слайдів)

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Охорона праці. Безпека в надзвичайних ситуаціях	Гурик О. Я. к.т.н., доцент		
	Клепчик В.М., старший викладач		
Нормоконтроль	Коваль В.П. к.т.н., зав. кафедри ЕІ		

7. Дата видачі завдання 14 жовтня 2024 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Вступ	20.10.2024	
2	Аналітичний розділ	1.11.2024	
3	Розрахунково-дослідницький розділ	10.11.2024	
4	Проектно-конструкторський розділ	25.11.2024	
5	Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	29.11.2024	
6	Висновки	01.12.2024	
7	Оформлення пояснювальної записки	06.12.2024	
8	Оформлення графічної частини	12.12.2024	

Студент _____
(підпис)

Ухач І.І. _____
(прізвище та ініціали)

Керівник роботи _____
(підпис)

Філюк Я.О. _____
(прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

Ухач І.І. Розробка DC-DC перетворювача фотоелектричної системи призначеної для електропостачання побутових споживачів.

Стор.67; рис.56; табл.4; креслень - ; джерел -14; додатків - 0.

Метою кваліфікаційної роботи було розробка та моделювання фотоелектричного DC-DC перетворювача, який забезпечить високу ефективність, знизить вартість і забезпечить всі функціональні можливості.

У першому розділі дається огляд літератури та теоретичної бази теми. Це також пояснює деякі концепції розуміння проблеми та деякі очікувані результати.

В другому розділі в запропонованому перетворювачі, було використано трансформатор з коефіцієнтом трансформації 1:1. що усунуло потребу в різних рівнях ізоляції та усунуло потребу в різних обмотках, а також спростило компонування обмоток трансформатора. Також наведено розрахункові рівняння і порівняння перетворювача з іншими роботами з точки зору коефіцієнта підсилення напруги і напруги перемикавання. Представлено тестування контура зворотного зв'язку в безперервному часовому моделюванні за допомогою програмного забезпечення PSIM.

У третьому розділі було розроблено DC-DC перетворювач фотоелектричної системи призначеної для електропостачання побутових споживачів. Описано та проаналізовано принцип побудови. Детально розглянуто дизайн та методи керування. Проведено експерименти для дослідження певних параметрів продуктивності системи.

Ключові слова: DC-DC перетворювач, фотоелектрична система, моделювання.

ЗМІСТ

Реферат	3
ЗМІСТ	4
ВСТУП	6
1. АНАЛІТИЧНИЙ РОЗДІЛ	8
1.1 Аналіз схем виконання ізолюваних DC-DC перетворювачів	8
1.2 Аналіз схем неізолюваних DC-DC перетворювачів	13
1.2.1 Конденсаторні DC-DC перетворювачі.	13
1.2.2 Перетворювачі постійного струму на основі індуктивності	16
1.3. Висновок до розділу	21
2 ПРОЕКТНО-КОНСТРУКТОРСЬКИЙ РОЗДІЛ	22
2.1 Модель DC-DC перетворювач з розширеним режимом плавного перемикавання	22
2.2 Модель ізолюваного DC-DC перетворювача	28
2.2.1 Стани перемикавання перетворювача	29
2.2.2 Коефіцієнт підсилення за напругою та розрахункові рівняння	34
2.3. Моделювання регулятора зворотного зв'язку DC-DC перетворювача та результати моделювання	39
2.4 Висновки до розділу	43
3 НАУКОВО-ДОСЛІДНИЦЬКИЙ РОЗДІЛ	44
3.1. Експериментальна установка для проведення дослідження	44
3.1.1 Вибір розміру перимекача та драйвера затвору	45
3.1.2 Дизайн друкованої плати та дизайн перетворювача	46
3.2 Експериментальні дослідження DC-DC перетворювача	48
3.3 Висновки до розділу	57
4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	58
4.1. Охорона праці	58
4.1.1 Заходи безпеки при обслуговуванні електроустановок	58

4.2. Безпека в надзвичайних ситуаціях	61
4.2.1 Захист електротехнічних систем та електронної апаратури від пошкоджень, які викликані електромагнітним імпульсом ядерного вибуху	61
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	65
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	66

ВСТУП

Актуальність теми роботи. За останнє десятиліття системи відновлюваної енергетики викликали підвищений інтерес у зв'язку з потребою в екологічно чистій енергії, яка не споживає викопне паливо і не викидає парникових газів. З кожним роком кількість сонячних фотоелектричних установок значно зростає в усьому світі. Однак, переривчастість фотоелектричної генерації ускладнює збільшенням кількості установок через їх вплив на продуктивність електромережі. Для ефективної інтеграції фотоелектричних установок в електромережу необхідно використовувати високовольтний перетворювач з високим коефіцієнтом корисної дії. Фотоелектричні панелі виробляють низьку напругу постійного струму, яку необхідно підвищити та інвертувати назад в змінний струм для подачі електроенергії в мережу. Існують різні способи зробити це. Фотоелектричні панелі можуть бути з'єднані послідовно для отримання високої напруги, а потім підключені до центрального інвертора безпосередньо без використання будь-якого підсилювального каскаду, що дозволяє зменшити розмір системи і кількість компонентів. Однак максимальний струм у цьому випадку буде дорівнювати струму елемента з найменшими параметрами. Крім того, максимальна потужність точки відстеження в цій системі обмежена коміркою з найменшою потужністю. Інша проблема полягає в тому, що коли панель затінена або пошкоджена, це призведе до вимкнення всієї системи.

Інший спосіб - підключити фотоелектричні панелі індивідуально до спеціальних DC-DC перетворювачів та інверторів. Це дало б системі підвищену надійність і максимальне відстеження точки потужності. Проблемою такого підходу є збільшення кількості компонентів, збільшення розміру і збільшення вартості. До того ж, підвищення ефективності таких систем вимагає збільшення кількості етапів обробки потужності. Бажана система в цьому застосуванні повинна бути розроблена таким чином, щоб вона знижувала вартість і не знижувала ефективність, зберігаючи при цьому надійність і функціональність.

Мета і завдання роботи: є розробка та моделювання фотоелектричного DC-DC перетворювача, який забезпечить високу ефективність, знизить вартість і забезпечить високі функціональні можливості.

Досягнення мети визначається вирішенням наступних завдань:

1. Ознайомитися з існуючими схемами та методами керування DC-DC перетворювачами і провести їх порівняльний аналіз.
2. Розробити систему з використанням DC-DC перетворювача.
3. Виконати моделювання та експериментальні дослідження створеної системи DC-DC перетворювача.

Об'єкт дослідження: процес регулювання електричних параметрів DC-DC перетворювача для фотоелектричних систем

Предмет дослідження: Техніко-енергетичні параметри основних показників ефективності перетворення постійного струму у сонячних фотоелектричних системах.

Наукова новизна отриманих результатів:

Удосконалено математичну модель системи управління зі зворотним зв'язком для DC-DC перетворювача у фотоелектричних установках і проведено аналіз на основі результатів імітаційного моделювання.

Практична цінність результатів дослідження полягає у розробці та створенні ізолюваного DC-DC перетворювача з високочастотним трансформатором із коефіцієнтом трансформації 1:1, що дозволило скоротити кількість необхідних компонентів та зменшити втрати під час перемикання завдяки використанню методів м'якого перемикання, що сприяє підвищенню загальної ефективності пристрою.

Апробація результатів магістерської роботи. Основні положення роботи і її результати доповідалися на XIII Міжнародна науково-технічна конференція молодих учених та студентів «Актуальні задачі сучасних технологій» (Тернопіль, 2024 р.)

Структура роботи. Робота складається з розрахунково-пояснювальної записки та графічної частини. Розрахунково-пояснювальна записка складається з вступу, 4 розділів, висновків та переліку посилань.

1. АНАЛІТИЧНИЙ РОЗДІЛ

1.1 Аналіз схем виконання ізолюваних DC-DC перетворювачів

Фотоелектричні панелі виробляють енергію при низьких рівнях напруги (30-45 В), і для того, щоб інтегрувати їх в мережу, необхідно або з'єднати кілька панелей послідовно, або встановити перетворювач для підвищення рівня напруги. Послідовне з'єднання панелей створює серйозні проблеми з надійністю і робить систему схильною до ефекту затінення. Використання DC-DC перетворювача для підвищення рівня напруги зазвичай використовується в житлових приміщеннях. Однак звичайні схеми підвищення напруги не можуть підняти напругу до необхідного рівня (400 В) без серйозного погіршення ефективності та високого рівня напруга та струмові напруги. Практична реалізація класичного підвищувального перетворювача призведе до рівнів коефіцієнта корисної дії та коефіцієнта підсилення напруги, які показані на рисунках (1.1) і (1.2).

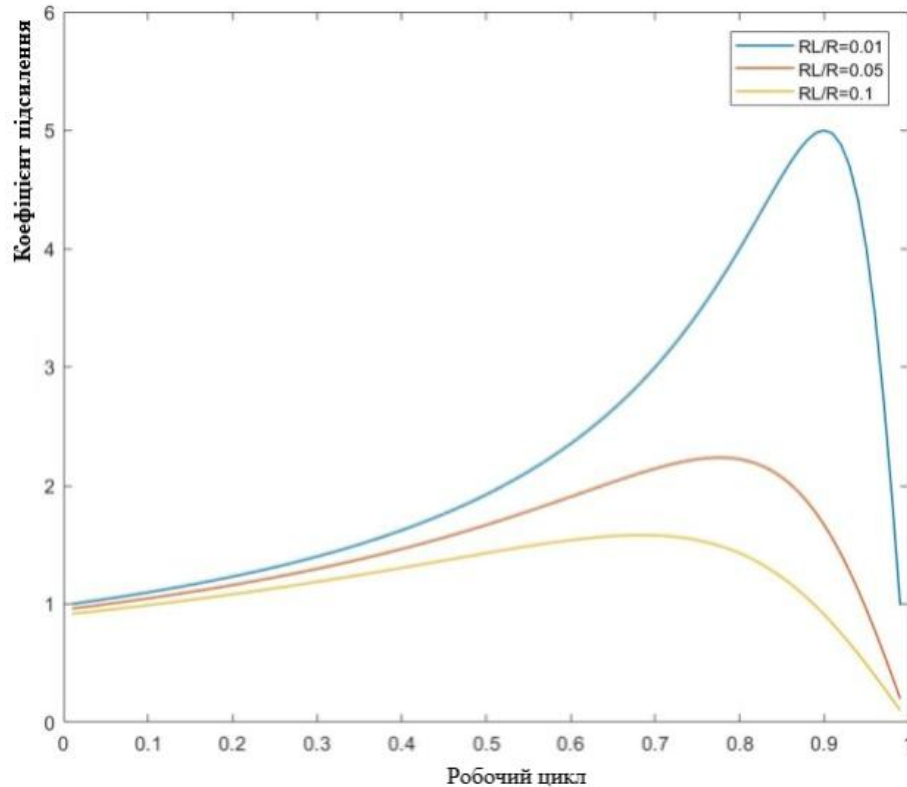


Рисунок 1.1 - Коефіцієнт підсилення напруги підвищувального перетворювача з урахуванням паразитного опору.

Навіть при низьких паразитних втратах коефіцієнт підсилення напруги та ККД сильно погіршуються після 0,7 робочого циклу [1-3]. Для вирішення цієї проблеми з'явилося багато досліджень, які намагаються представити DC-DC перетворювачі, що забезпечують високий коефіцієнт підсилення напруги при прийнятних робочих циклах і ККД. Загалом, більшість таких перетворювачів вимагають як високовольтних перемикачів напруги, так і трансформаторів з високим коефіцієнтом трансформації та зв'язаних котушок індуктивності.

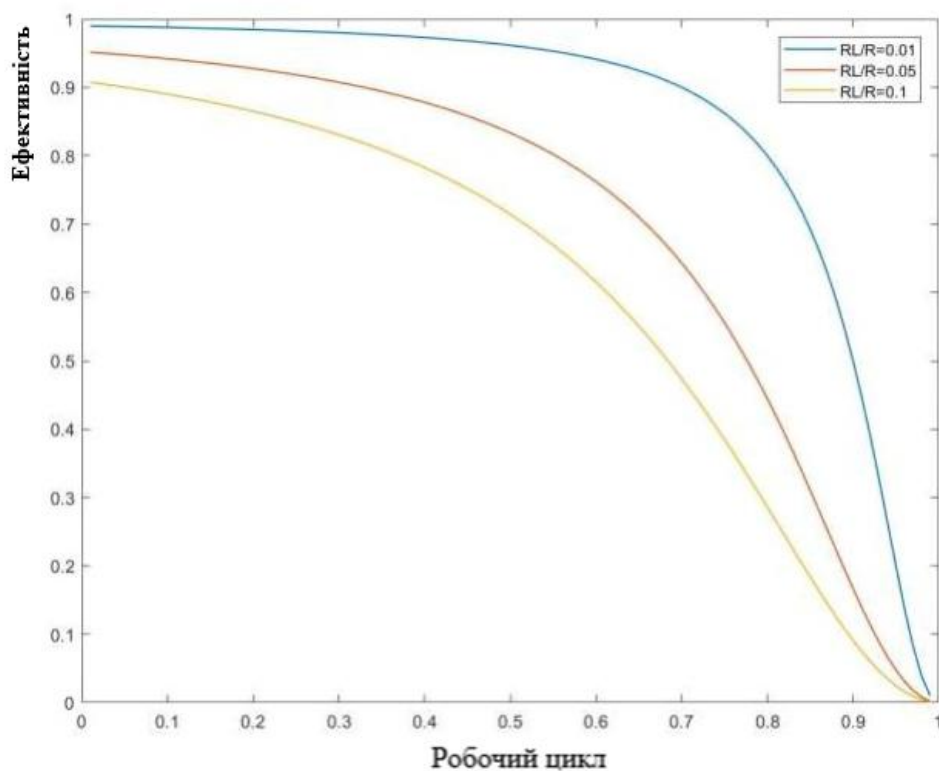


Рисунок 1.2 - ККД підвищувального перетворювача з врахуванням паразитного опору

Ці перетворювачі можна розділити на дві основні категорії: ізольовані та неізольовані.

Багато підходів до підсилення високої напруги залежать від ізольованих схем DC-DC, оскільки вони забезпечують гальванічну розв'язку, яка є дуже бажаною і здебільшого вимагається і є обов'язковою для регуляторних установ. Основна концепція всіх ізольованих перетворювачів постійного струму в постійний залежить від перетворенні високочастотного змінного струму за допомогою високочастотного трансформатора. Напруга постійного струму

перетворюється у високочастотний змінний струм за допомогою інверторів. Потім трансформатори підвищують напругу з коефіцієнтом трансформації. Найпоширенішою схемою такого типу є схема подвійного активного моста рис.1.3 [4] [5] [6]. Ця схема стала промисловим стандартом для підключення акумуляторних систем до мережі або моторних приводів. В основному вона складається з двох інверторів, розташованих один за одним, з трансформатором посередині. Ця схема забезпечує високий коефіцієнт підсилення, оскільки використовує трансформатор. Вона також забезпечує високочастотну гальванічну розв'язку між джерелом постійного струму і мережею. Це означає, що немає необхідності в розділовому трансформаторі на 50 Гц. Однак, оскільки вся енергія передається через трансформатор, розмір трансформатора повинен бути розрахований на передачу енергії з розумною ефективністю, що призведе до збільшення розміру і ваги. Крім того, такий підхід вимагав би встановлення двох паралельно розташованих

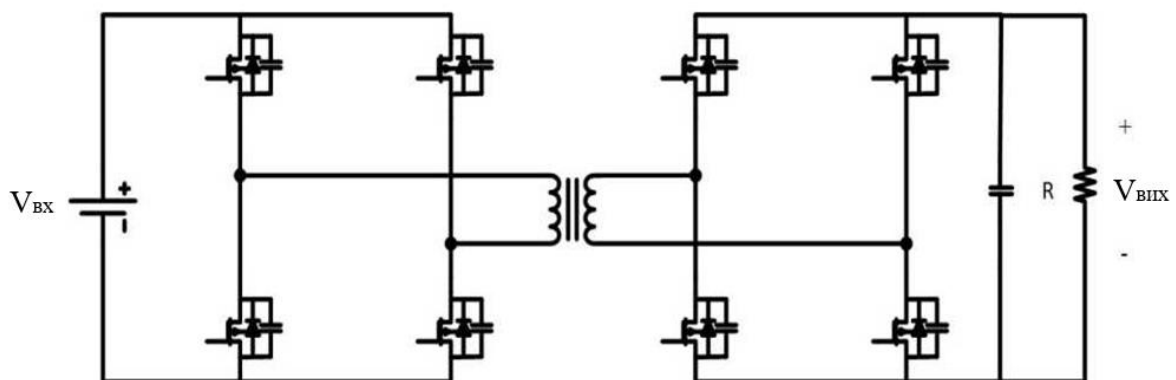


Рисунок 1.3 - Ізольований подвійний активний мостовий DC-DC перетворювач

Перетворювачі, що призведе до збільшення кількості силових вимикачів та збільшення кількості систем керування, вимірювання та підтримки. Високий коефіцієнт трансформації також призведе до збільшення напруги на вимикачах. Наприклад, якщо трансформатор підвищує до 400 В, необхідний MOSFET або IGBT в цьому випадку повинен мати напругу понад 650 В, якщо враховувати межі безпеки. Іншою популярною ізольованою схемою є резонансний LLC-

перетворювач, який останніми роками набуває все більшої популярності
рис. 1.4 [7-9].

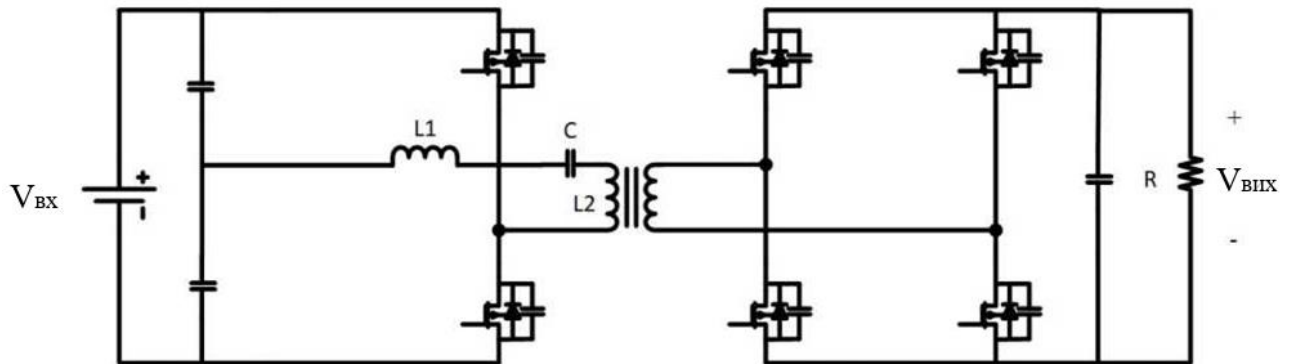


Рисунок 1.4 - Ізольований резонансний DC-DC перетворювач серії LLC.

Основною перевагою цієї схеми є спрощена стратегія керування. Коефіцієнт підсилення напруги безпосередньо пов'язаний з робочою частотою. Чим вища частота комутації, тим вища вихідна напруга. Подібно до подвійного активного моста, напруга трансформатора відбивається на ключах. Це означає, що якщо трансформатор розрахований на підвищення напруги до 400 В, перемикач повинен витримати всю цю напругу. У літературі були запропоновані інші схеми, які вирішують проблему втрат на комутацію, представляючи перетворювачі, що мають ізоляцію та високий коефіцієнт підсилення за напругою, а також різні підходи до вирішення проблеми напруги на комутаторах [8]. В роботі [9] представлено імпульсний перетворювач, який має підсилювальний каскад перед подачею змінної напруги на трансформатор рис. 1.5. Дві ноги забезпечують протилежні підвищені напруги, які живлять трансформатор. Потім трансформатор підвищує напругу, а каскад випрямлення перетворює напругу назад у постійну.

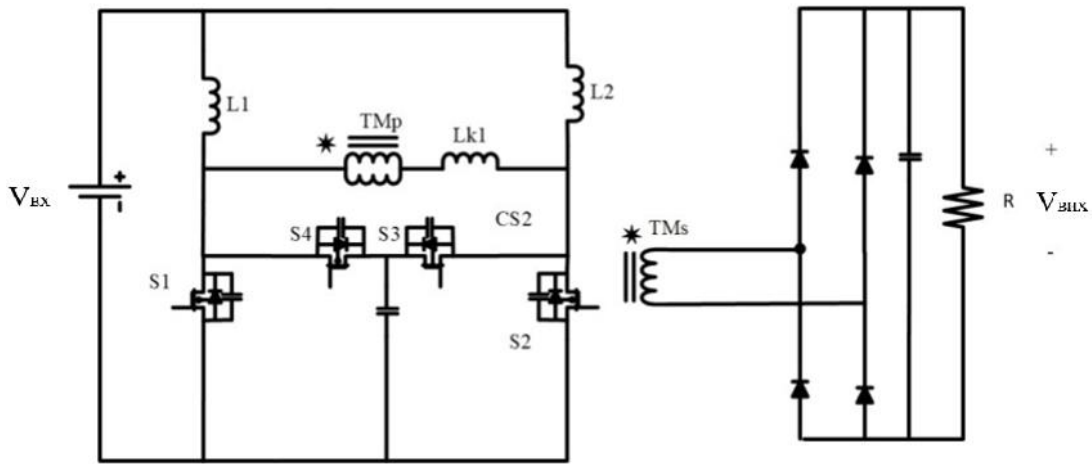


Рисунок 1.5 - Ізольований DC-DC перетворювач з живленням від струму типу LL

Основна перевага цього підходу полягає в тому, що він керується ШІМ, і необхідний коефіцієнт повороту зменшується принаймні наполовину за допомогою підсилювального каскаду. Інша перевага полягає в тому, що вхідний струм має дуже низький струм завдяки чергуванню, що дуже бажано для фотоелектричних застосувань. Однак вихідні діоди все одно повинні витримувати повну вихідну напругу. В [10] використано той самий підхід, що і в [9], з тією різницею, що до кожної ноги на виході додано подвоювач напруги рис. 1.6. Це допоможе зменшити необхідний коефіцієнт трансформації для перетворювача і забезпечити різні варіанти керування. Керування може здійснюватися як ШІМ, так і фазовим зсувом.

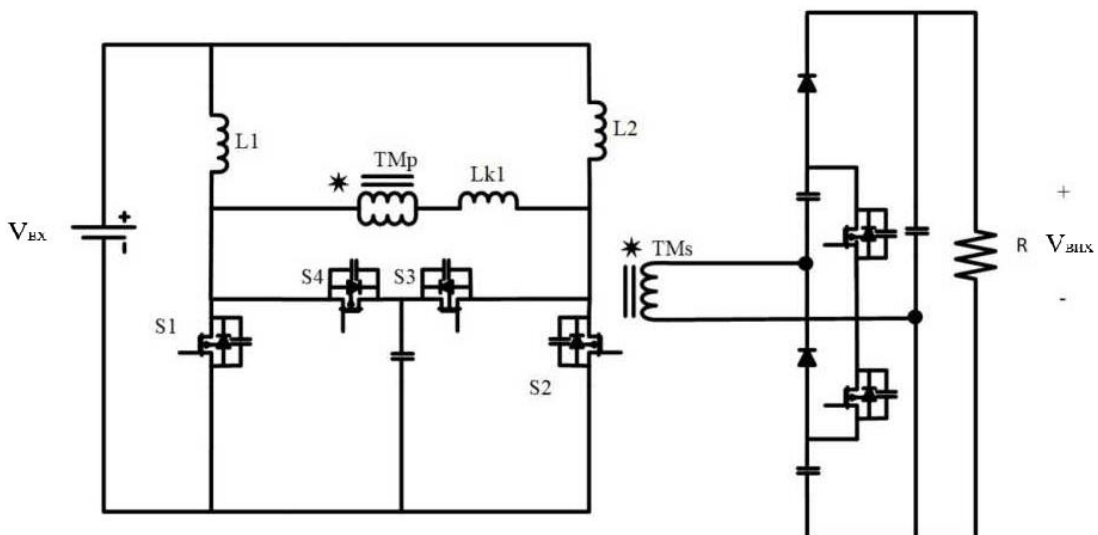


Рисунок 1.6 - Ізольований DC-DC перетворювач з живленням за струмом і вихідною напругою, збільшеною вчетверо.

Щоб зменшити напругу на вихідних діодах і перемикачах, необхідно зменшити коефіцієнт трансформації трансформатора. Щоб зменшити коефіцієнт трансформації трансформатора, перетворювач повинен працювати з високим робочим циклом, що збільшить напругу на первинних ключах. Для використання трансформатора з коефіцієнтом трансформації 1:1 перетворювач повинен працювати з номінальним робочим циклом, вищим за 0,6. В іншому випадку необхідно збільшити коефіцієнт трансформації, що призведе до збільшення напруги на вторинних вимикачах і діодах.

1.2 Аналіз схем неізовольованих DC-DC перетворювачів

У цій категорії розглядатимуться лише схеми, які забезпечують високий коефіцієнт підсилення за напругою. Незважаючи на те, що базові перетворювачі, такі як понижувальні, підвищувальні, підпадають під цю категорію, вони не будуть обговорюватися через недоліки, згадані вище. Схеми неізовольованих DC-DC перетворювачів можна розділити на дві основні групи. схеми на основі комутованих конденсаторів і схеми на основі зв'язаних котушок індуктивності. Кожна з них буде детально розглянута в наступних підрозділах.

1.2.1 Конденсаторні DC-DC перетворювачі.

У цьому типі перетворювачів конденсатори заряджаються, а потім перемикаються на зарядку іншого набору конденсаторів. Більшість з цих схем підходять для застосувань з низькою потужністю, за винятком кількох, які були запропоновані для застосувань з високою потужністю. Багаторівневий буст-перетворювач є одним з них [13]. Конфігурація багаторівневого підвищувальних-перетворювача показана на рис.1.7.

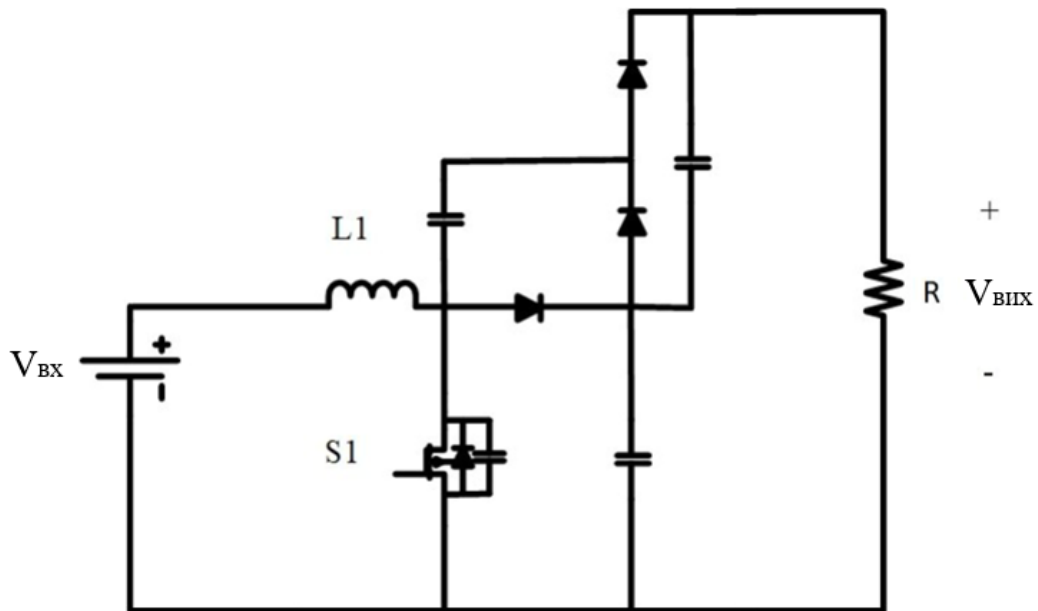


Рисунок 1.7 - Багаторівневий DC-DC буст-перетворювач

Видно, що коли вимикач увімкнено, котушка індуктивності заряджається, конденсатор 1 розряджається на конденсаторі 4, а конденсатор 5 розряджається на конденсаторі 3. Коли вимикач вимкнений, індуктор розряджається на конденсаторі 1, конденсатор 4 розряджається на конденсаторі 2, а конденсатор 3 розряджається на навантаженні.

$$V_{вих} = \frac{nV_{вх}}{1-D} \quad (1.1)$$

Основна проблема цього перетворювача полягає в тому, що коли конденсатор вмикає інший конденсатор, це викликає миттєву зміну напруги на іншому конденсаторі, що спричиняє сильний стрибок струму/перехідний процес. Перехідний струм спричиняє значні втрати на провідність та комутацію рис.1.8.

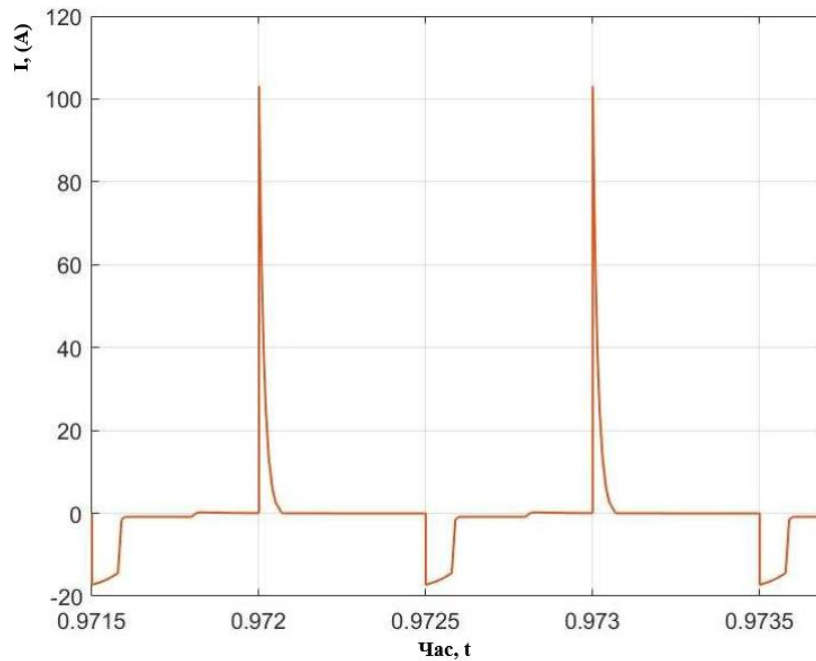


Рисунок 1.8 - Перехідний процес струму конденсатора багаторівневого підвищувального DC-DC перетворювача

Причина, чому це застосовується на практиці, полягає в тому, що перехідний струм обмежений паразитним опором конденсатора. Однак втрати перетворювача не можуть бути в розумних межах. Для того, щоб покращити цю схему, необхідно усунути перехідний струм. У перетворювачі з [13] додано котушку індуктивності на шляху між двома конденсаторами рис.1.9.

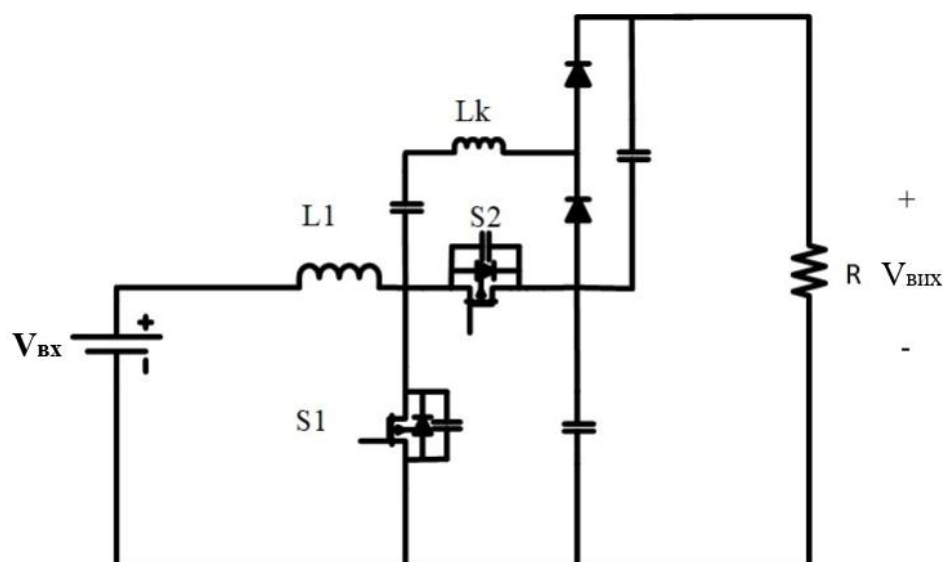


Рисунок 1.9 - Багаторівневе підсилення з проміжною котушкою індуктивності для усунення перехідних процесів струму

Котушка індуктивності успішно усуває перехідний струм і доводить ККД до розумного діапазону. Однак котушка індуктивності спричиняє падіння напруги як на перехідному конденсаторі, так і на другому вихідному конденсаторі. Для того, щоб підняти напругу з 36 В до бажаного рівня 400 В з розумним робочим циклом перемикавання, потрібно більше двох рівнів.

$$V_{вих} = \frac{nV_{вх}}{1-D} - \Delta V \quad (1.2)$$

1.2.2 Перетворювачі постійного струму на основі індуктивності

У літературі розроблено багато схем, які включають зв'язані котушки індуктивності з комутованими конденсаторними перетворювачами. Детальний огляд цих схем наведено в [6-9].

У роботі [6] як первинний елемент передачі енергії для вторинного конденсатора використовується зв'язана котушка індуктивності рис.1.10.

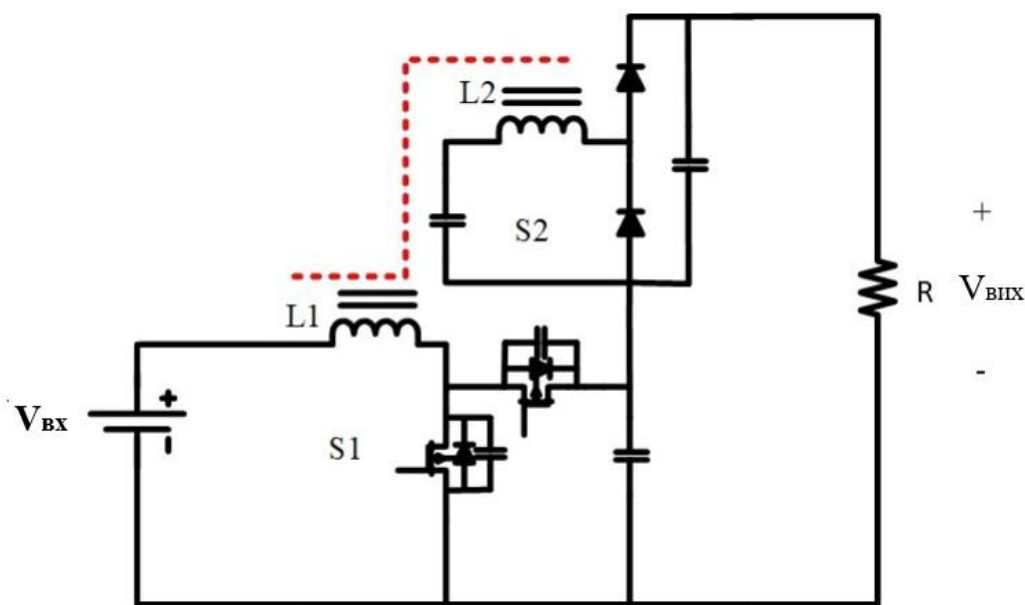


Рисунок 1.10 - Багаторівневе підсилення із котушкою індуктивності випрямляча.

У цій конфігурації немає високого перехідного струму, оскільки вона працює як випрямляч, що подвоює напругу. Однак, оскільки котушка індуктивності повністю ізольована і підключена до виходу, вона є єдиним

елементом передачі енергії, відповідальним за зарядку вихідного конденсатора, а це означає, що коефіцієнт трансформації повинен бути достатньо високим, щоб зарядити конденсатор до потрібного рівня. Підключивши вторинну котушку індуктивності до головного вимикача зі зворотною полярністю, котушка індуктивності і перший вихідний конденсатор відповідають за зарядку другого конденсатора. Це означає, що другий конденсатор матиме додаткове значення напруги, що складається з напруги котушки індуктивності та напруги першого конденсатора, що дозволяє використовувати менший конденсатор для тієї ж самої кількості необхідної енергії рис.1.11.

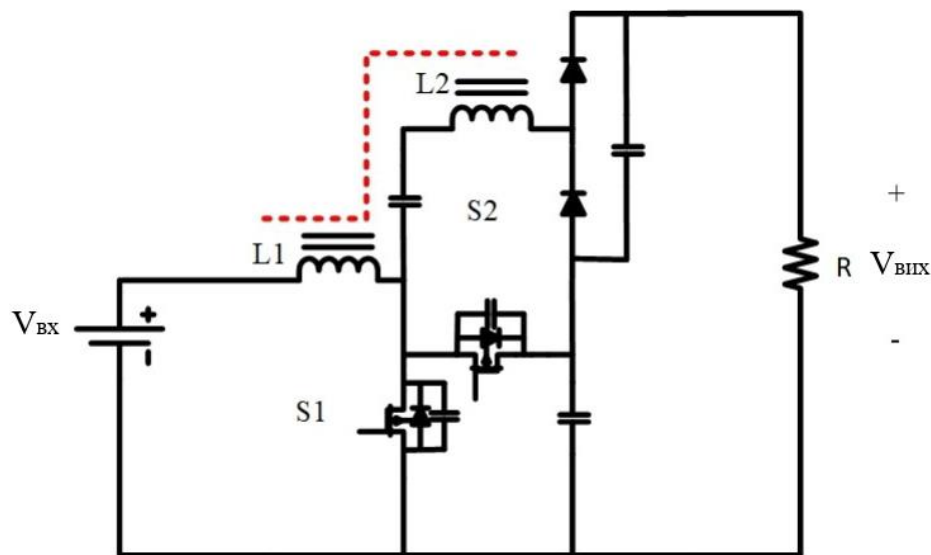


Рисунок 1.11 - Багаторівневий підсилювач із котушкою індуктивності, підключеною до першого виходу конденсатор.

Вимога до коефіцієнта трансформації зменшиться, а падіння напруги на другому вихідному конденсаторі буде усунуто. Фактично, другий вихідний конденсатор завжди матиме вищу напругу, ніж перший вихідний конденсатор. Цей підхід реалізовано в [8].

$$V_0 = V_{co1} + V_{co2} = V_{ex} \frac{KN + 2}{1 - D} \quad (1.3)$$

Видно, що всі ці схеми використовують вхідну котушку індуктивності для магнітного зв'язку. Це призведе до високих пульсацій вхідного струму для пов'язаної котушки індуктивності рис.1.12. Високі пульсації впливатимуть на

термін служби батарей. Це також ускладнить відстеження MPPT для фотоелектричних панелей.

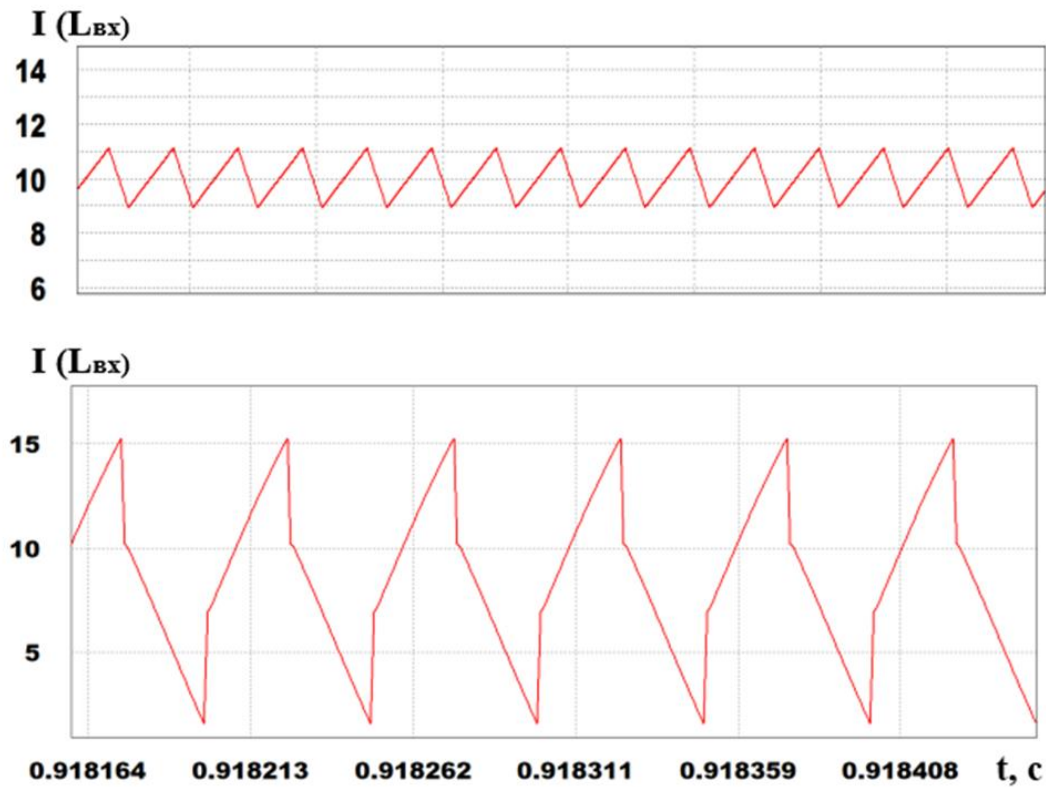


Рисунок 1.12 - Пульсації струму входних котушок індуктивності без зв'язку та зі зв'язком.

Перетворювачі постійного струму на основі SEPIC мають дві котушки індуктивності, а з'єднання входної котушки індуктивності можна було б уникнути, що забезпечило б низький рівень пульсацій входного струму. В [10] представлено модифікований SEPIC-перетворювач рис.1.13.

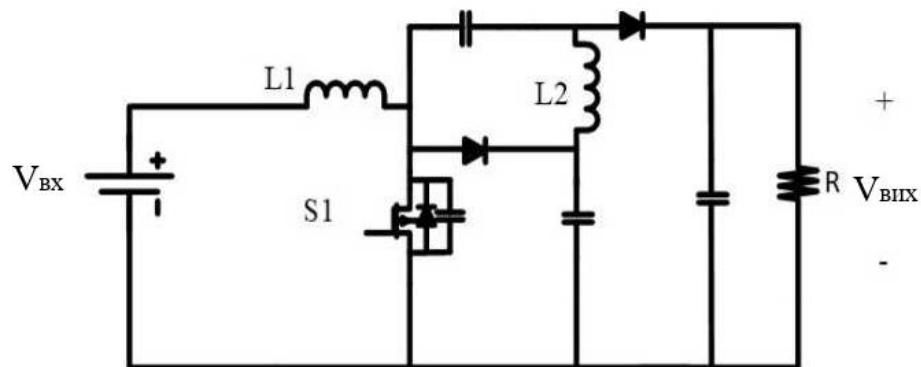


Рисунок 1.13 - Модифікований перетворювач SEPIC

Цей перетворювач забезпечує вищий коефіцієнт підсилення напруги, ніж звичайний підвищувальний перетворювач, що є дуже бажаним. Однак, для інтерфейсу з мережею коефіцієнт підсилення напруги все одно повинен бути вищим, а високий робочий цикл і напруга будуть присутніми без використання будь-яких множників рис.1.14.

$$V_0 = \frac{1+D}{1-D} V_{ex} \quad (1.4)$$

У роботі [10-12] до попередньо модифікованого SEPIC додано комірку-перемножувач. Новий перетворювач має низький рівень пульсацій на вході та коефіцієнт підсилення напруги, який здатен підвищити напругу до потрібного рівня при прийнятному робочому циклі.

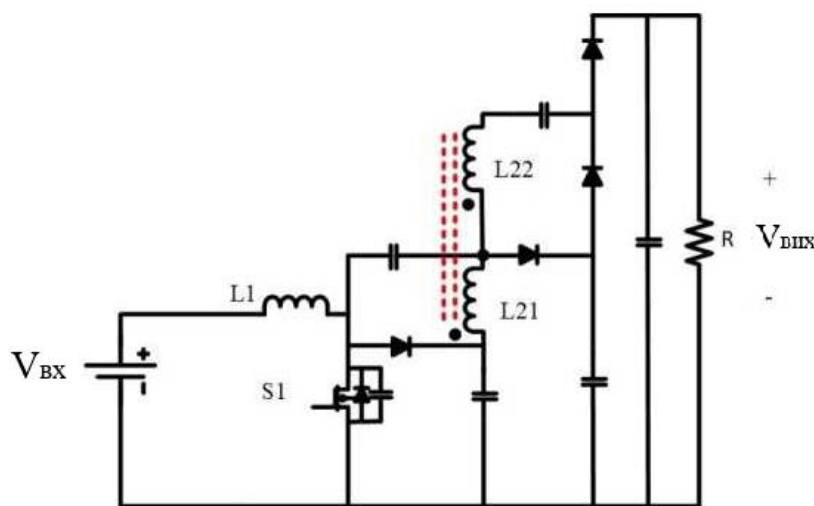


Рисунок 1.14 - Модифікований перетворювач SEPIC з елементом множника

$$V_0 = \frac{2+n+D}{1-D} V_{ex} \quad (1.5)$$

Інший спосіб отримати низький рівень пульсацій вхідного струму - це використання каскадного з'єднання підсилювальних перетворювачів. Каскадні (або квадратичні) підвищувальні перетворювачі з елементами множення описані в статтях літературні джерела. У роботі [11] показано квадратичний

підвищувальний перетворювач зі зв'язаною котушкою індуктивності для збільшення коефіцієнта підсилення напруги рис.1.15.

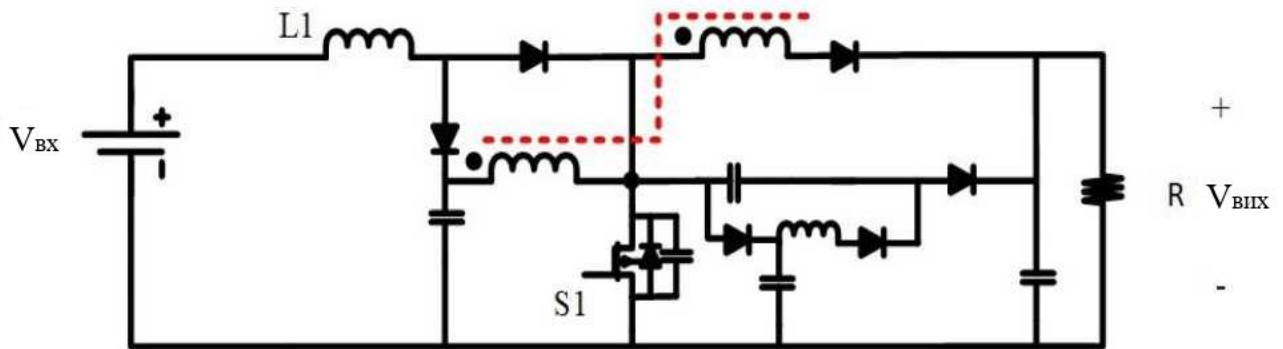


Рисунок 1.15 - Квадратичний підвищувальний перетворювач із зв'язком з котушкою індуктивності.

Така конфігурація збільшує коефіцієнт підсилення напруги, але не зменшує напругу на перемикачі. Тому для зменшення втрат на перемикання додається демпферна комірка. У [9] запропоновано квадратичний підсилювальний DC-DC перетворювач з елементом множника, який заряджає два паралельно з'єднані конденсатори і розряджає їх послідовно рис.1.16.

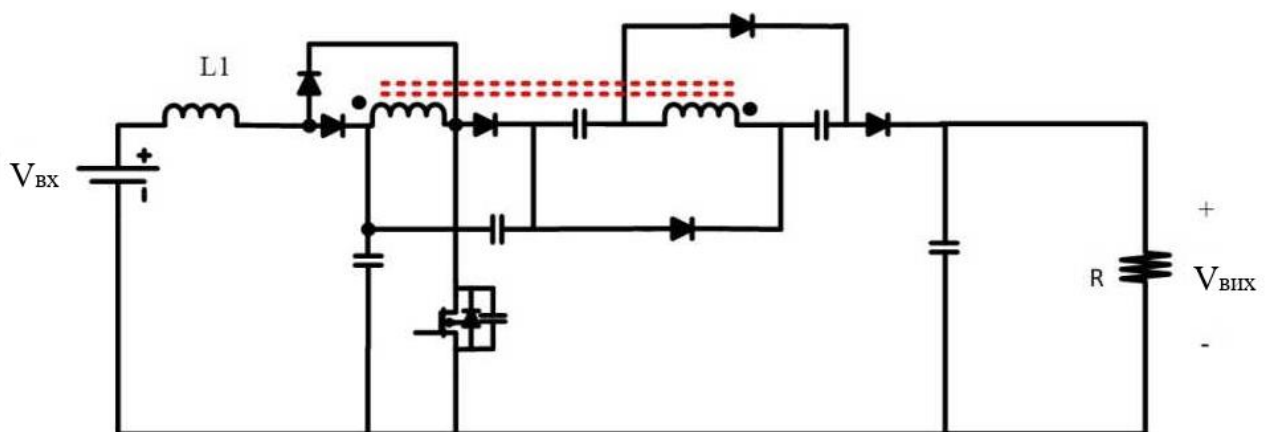


Рисунок 1.16 - Квадратичний підвищувальний перетворювач з елементом множника.

Цей перетворювач має вищий коефіцієнт підсилення напруги, ніж попередній перетворювач на основі SEPIC, за рахунок більшої кількості компонентів. Насправді, всі ці перетворювачі з високим коефіцієнтом

підсилення напруги досягаються за рахунок великої кількості компонентів. Крім того, складність перетворювача зростає, якщо потрібно мати низький рівень пульсацій вхідного струму.

1.3. Висновок до розділу

У цьому розділі проведено аналітичний огляд схем та роботи ізолюваних та неізолюваних DC-DC перетворювачів. Проведено аналітичний огляд неізолюваних DC-DC перетворювачів які поділяються на: конденсаторні DC-DC перетворювачі та перетворювачі постійного струму на основі індуктивності. Провівши огляд було виділено наступні питання, які потрібно дослідити: Розробити систему з використанням DC-DC перетворювача. Виконати моделювання та експериментальні дослідження створеної системи DC-DC перетворювача.

2 ПРОЕКТНО-КОНСТРУКТОРСЬКИЙ РОЗДІЛ

2.1 Модель DC-DC перетворювач з розширеним режимом плавного перемикання

Можливим способом покращення раніше розглянутих схем є збільшення вихідної напруги та зменшення вхідного струму. Це можна зробити, інтегрувавши помножувачі в DC-DC перетворювачі на основі SEPIC. SEPIC-перетворювач має вхідну котушку індуктивності, яка при правильному виборі розміру може ефективно зменшити вхідні пульсації. Основна ідея цього перетворювача полягає в тому, що елемент мультиплікатора оптимізований для заряджання двох конденсаторів замість одного.

Видно, що запропонована схема значно покращує коефіцієнт підсилення за напругою. Однак є дві проблеми, з якими стикається ця схема. По-перше, головний перемикач важко перемикається. Друга проблема полягає в тому, що не відбувається покращення робочого циклу. Це означає, що для того, щоб отримати вихід 400 В, коефіцієнт заповнення повинен бути не менше 0,7. Для того, щоб протидіяти жорсткому перемиканню в запропонованій схемі, перетворювач модифіковано так, щоб мати синхронну роботу перемикача в комірці SEPIC. Для розширення діапазону м'якого перемикання додається послідовна котушка індуктивності. В результаті перетворювач буде виглядати наступним чином рис.2.1.

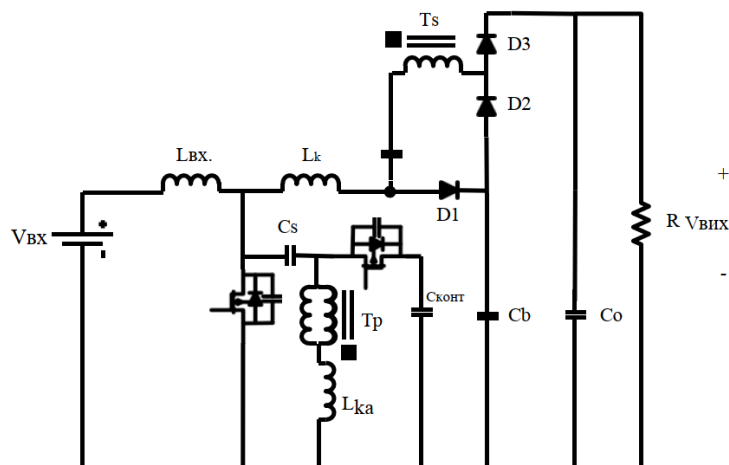
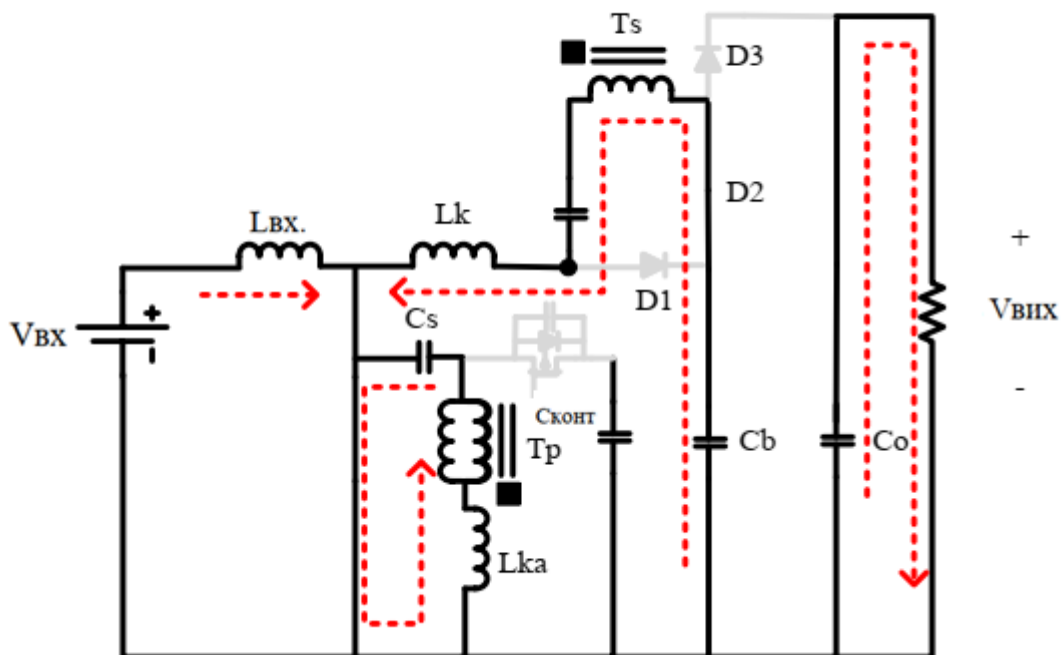


Рисунок 2.1 - Запропонований DC-DC перетворювач з розширеним режимом плавного перемикання

Перший період перемикання (режим 1) рис.2.2:



У цьому режимі перемикач 1 увімкнений, а перемикач 2 вимкнений, як показано на рисунку 2.2

23

Другий період перемикання (режим 2) рис.2.3

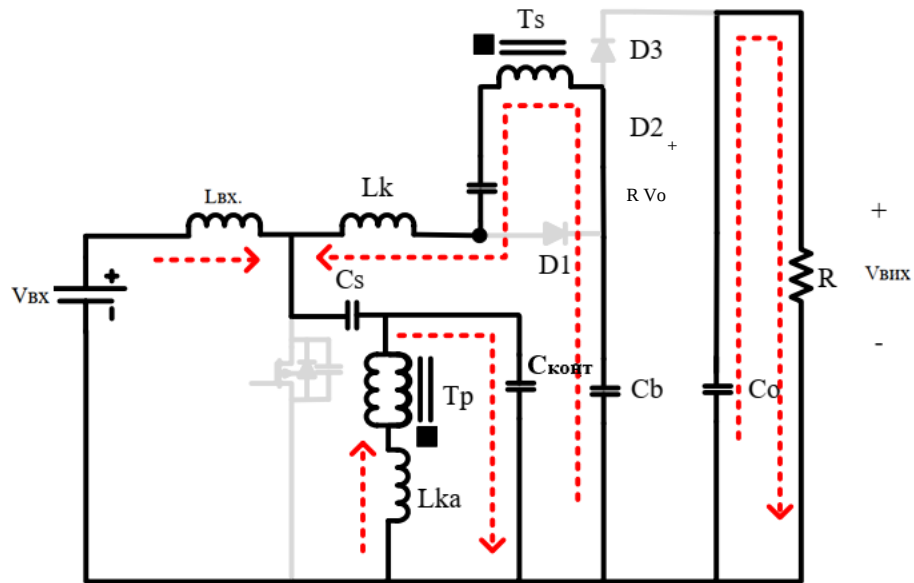


Рисунок 2.3 - Другий період перемикання

На початку цього стану вимикач 1 вимкнено. Конденсатор $C_{\text{конт}}$ буде затискати $I_{L_{ka}}$ і струм почне зменшуватися. Діод D2 продовжуватиме проводити струм до тих пір, поки струм не досягне нуля в кінці цього періоду.

Третій період перемикання (режим 3) рис.2.4.

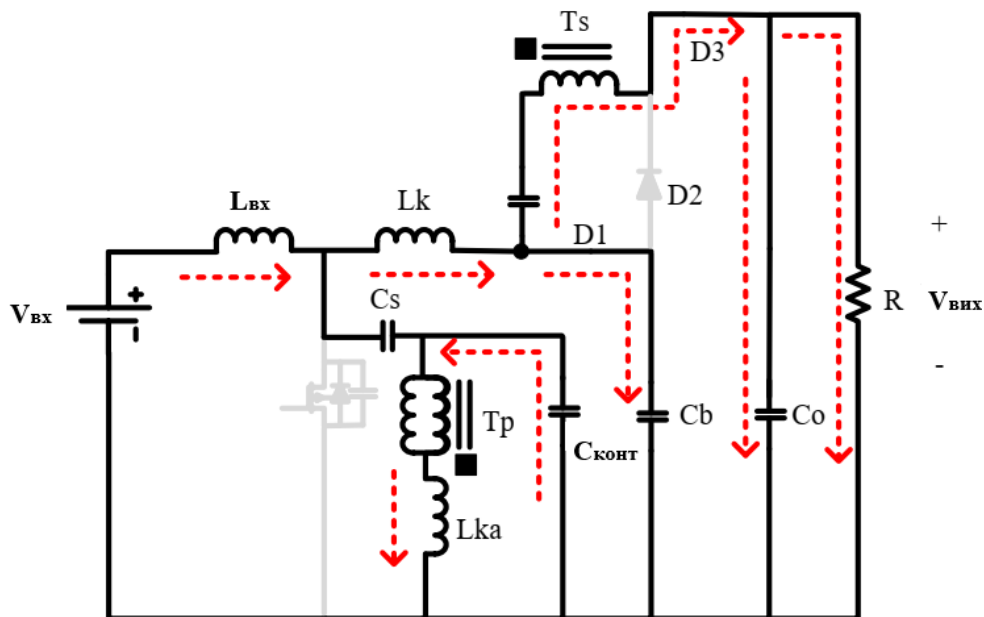


Рисунок 2.4 - Третій період перемикання

У цьому режимі перемикання струм на діоді 2 досягає нуля і він вимикається. Діоди 1 і 3 вмикаються. Вихідний конденсатор м'яко заряджається через СТ і трансформатор за рахунок наявності L_{ka} на шляху заряду.

Четвертий період перемикання (режим 4) рис.2.5.

У цьому стані перемикання перемикач 1 увімкнений, а перемикач 2 вимкнений. Діоди 1 і 3, однак, все ще проводять струм, і їхні струми зменшуються, поки не досягнуть нуля в кінці цього періоду.

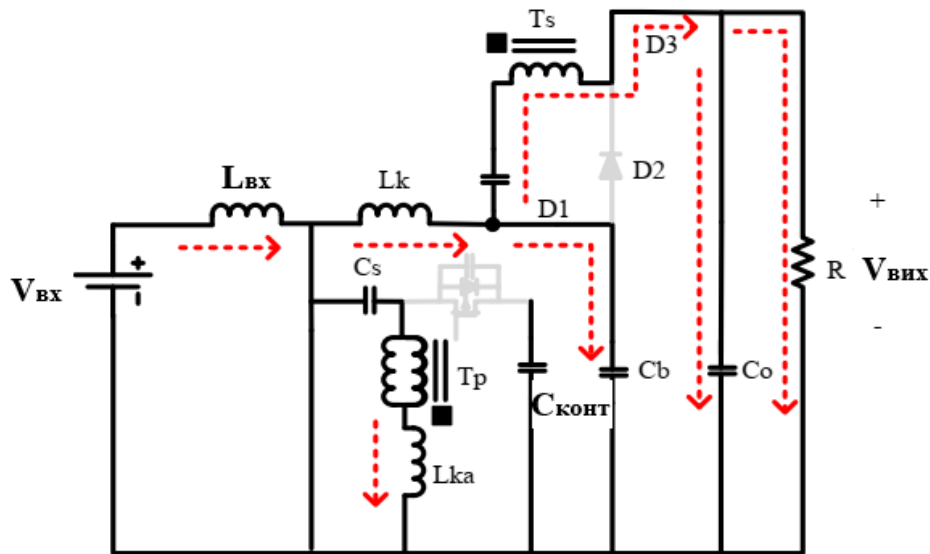


Рисунок 2.5 - Четвертий період перемикання

П'ятий період перемикання (режим 5) рис.2.6.

У цьому стані струм D3 досягає нуля і він вимикається, а діод 1 все ще проводить струм. Конденсатор Cb приймає енергію в Lk, а вихідний конденсатор Co розряджає її на навантаження.

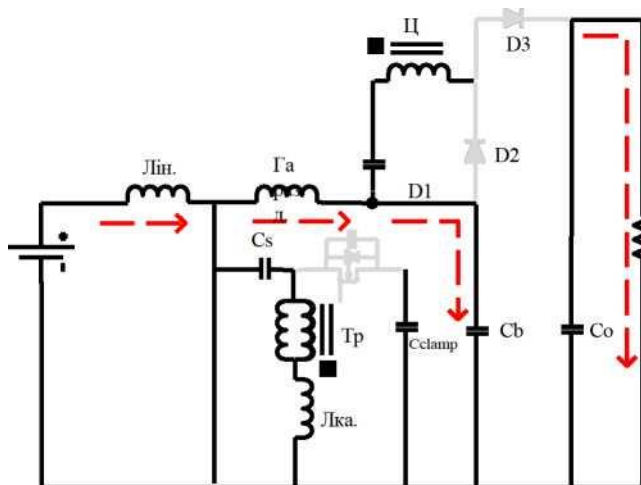


Рисунок 2.6 - П'ятий період перемикання

Осцилограми змінних перетворювача можна побачити на рисунку рис.2.7.

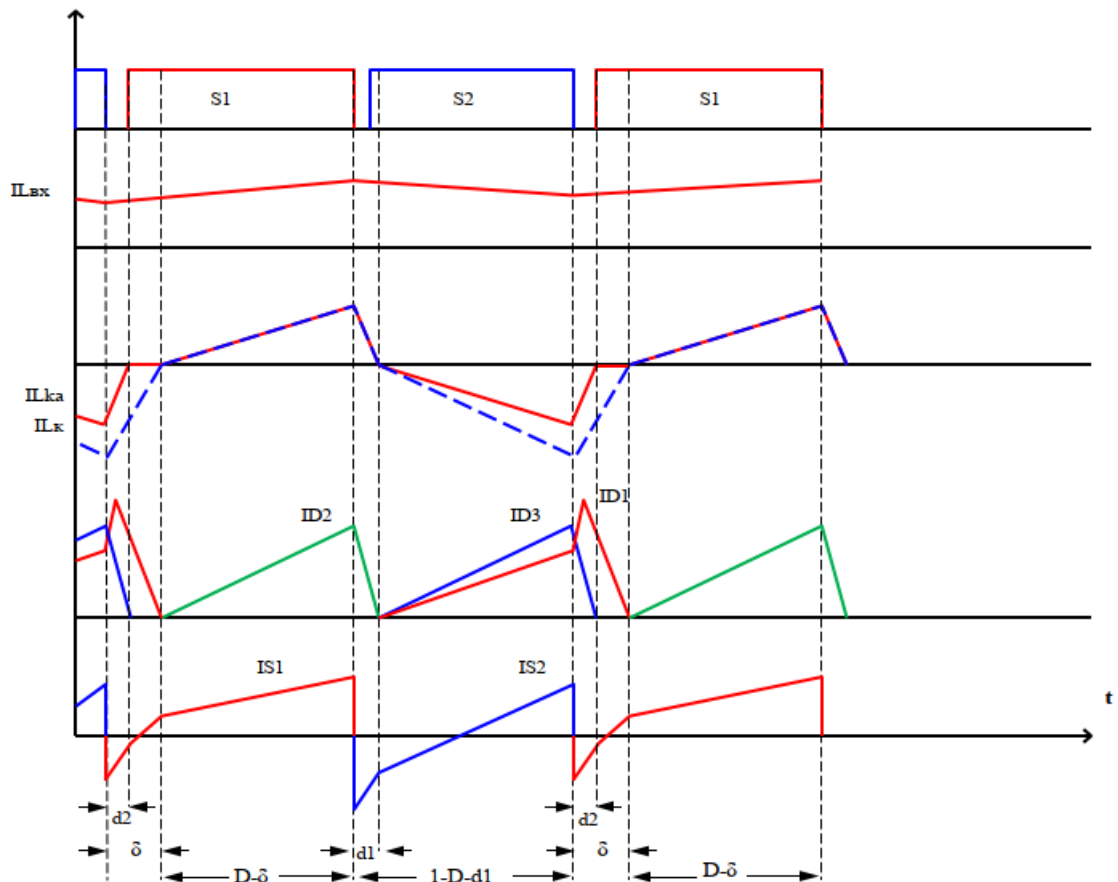
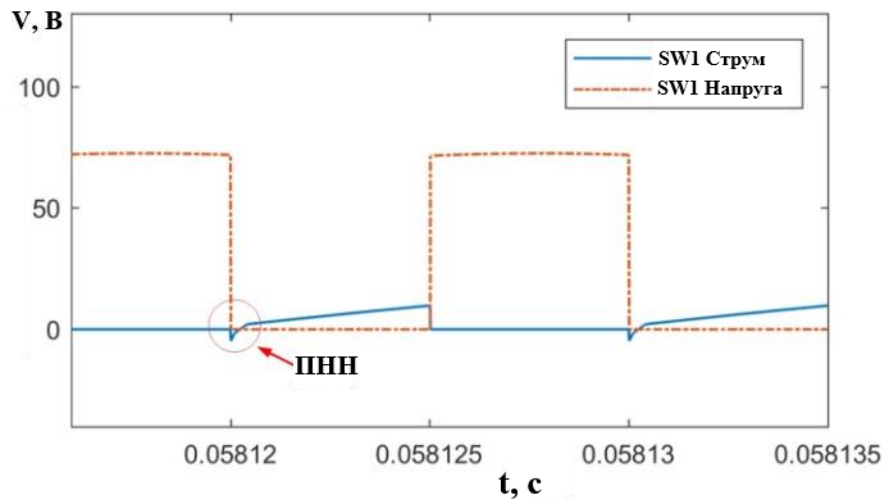


Рисунок 2.7 - Осцилограми перетворювача

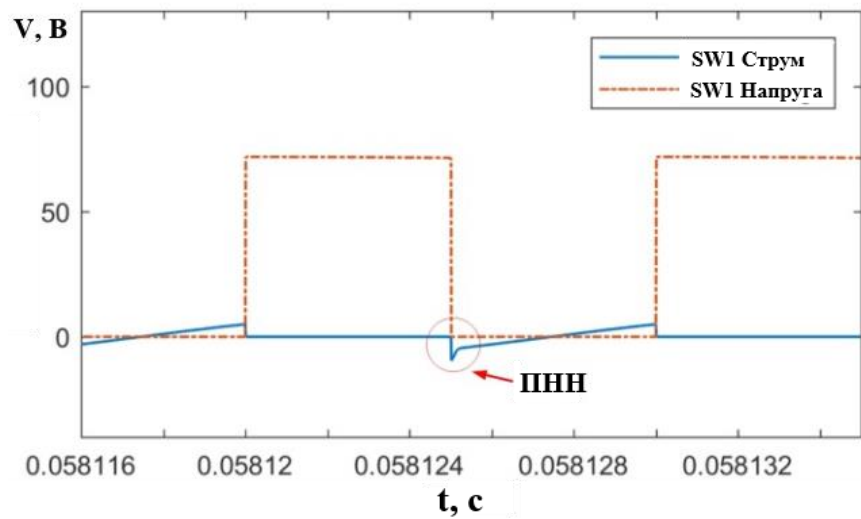
Нижче наведено аналіз роботи перетворювача, щоб показати очікувані переваги і те, як робота перемикача покращується за допомогою послідовної індуктивності. Використані параметри наведені в таблиці 2.1. Імітаційний тест досліджує роботу перемикачів для перемикання нульової напруги (ПНН) і роботу діодів для перемикання нульового струму (ПНС) наведено на рис.2.8.

Таблиця 2.1: Параметри перетворювача

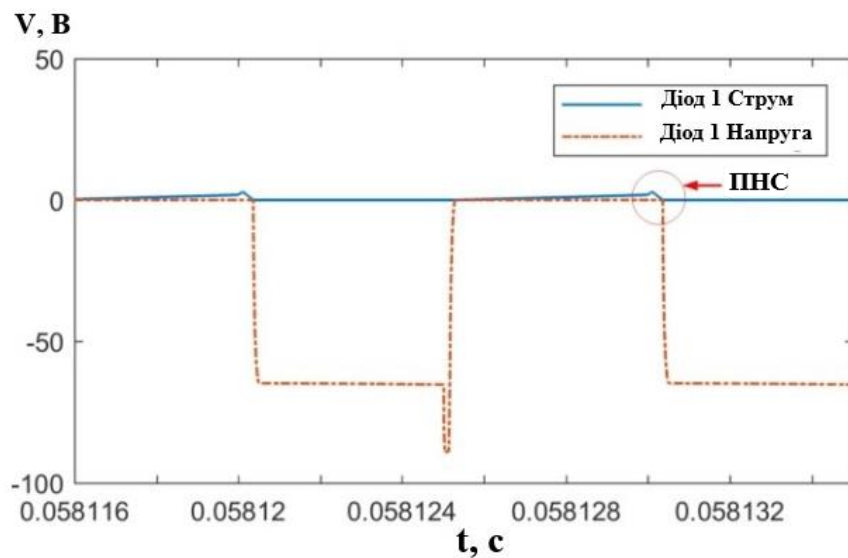
Параметр	Значення
V_{BX}	36 В
L_{BX}	47 мкГн
L_m	500 мкГн
L_k	6 мкГн
L_{ka}	3 мкГн
C	14.1 мкФ
D	0.5
f	100 кГц
R	420 Ом



(а)



(б)



(в)

Рисунок 2.8 - Осцилограми напруги і струму перетворювача: (а) перемикача 1 перемикання нульової напруги (ПНН). (б) перемикача 2 перемикання нульової напруги (ПНН). (в) діода 1 перемикання нульового струму (ПНС)

Видно, що другий запропонований варіант забезпечує ПНН для всіх активних ключів, а котушка індуктивності L_k розширює діапазон м'якого перемикання залежно від її вибраного значення. Однак розширення діапазону м'якого перемикання відбувається за рахунок зменшення коефіцієнта підсилення вихідної напруги. Через те, що затримка вимкнення діода призводить до зменшення коефіцієнта підсилення вихідної напруги перетворювача. Отже, існує компроміс, який необхідно враховувати при використанні цього підходу. Інша проблема - робочий цикл. Для того, щоб зменшити втрати на провідність, необхідно зменшити і робочий цикл. В обох підходах немає гальванічної розв'язки в каскаді постійного струму. Тому для підключення до мережі необхідний розділовий трансформатор на 50 Гц.

2.2 Модель ізольованого DC-DC перетворювача

Новий підхід може бути розроблений шляхом інтеграції помножувачів в ізольовані схеми DC-DC. Щоб спростити конструкцію і зменшити номінальний розмір компонента, можна використовувати трансформаторну з коефіцієнтом трансформації 1:1. Такий підхід ніколи раніше не випробовувався. Таким чином, можна реалізувати новий ізольований DC-DC перетворювач. Запропонована система рис.2.9 поєднує в собі високий коефіцієнт підсилення напруги та низький рівень пульсацій вхідного струму, а також зменшення номінальних параметрів компонентів. Вона також забезпечує гальванічну розв'язку без збільшення напруги на вторинних компонентах. Коефіцієнт трансформації становить 1:1, що усуває потребу в різних рівнях ізоляції та усуває потребу в різних обмотках, а також спрощує компонування обмоток трансформатора. Завдяки використанню ізольованих помножувачів вихідна напруга може бути збільшена без збільшення напруги на вихідних вимикачах.

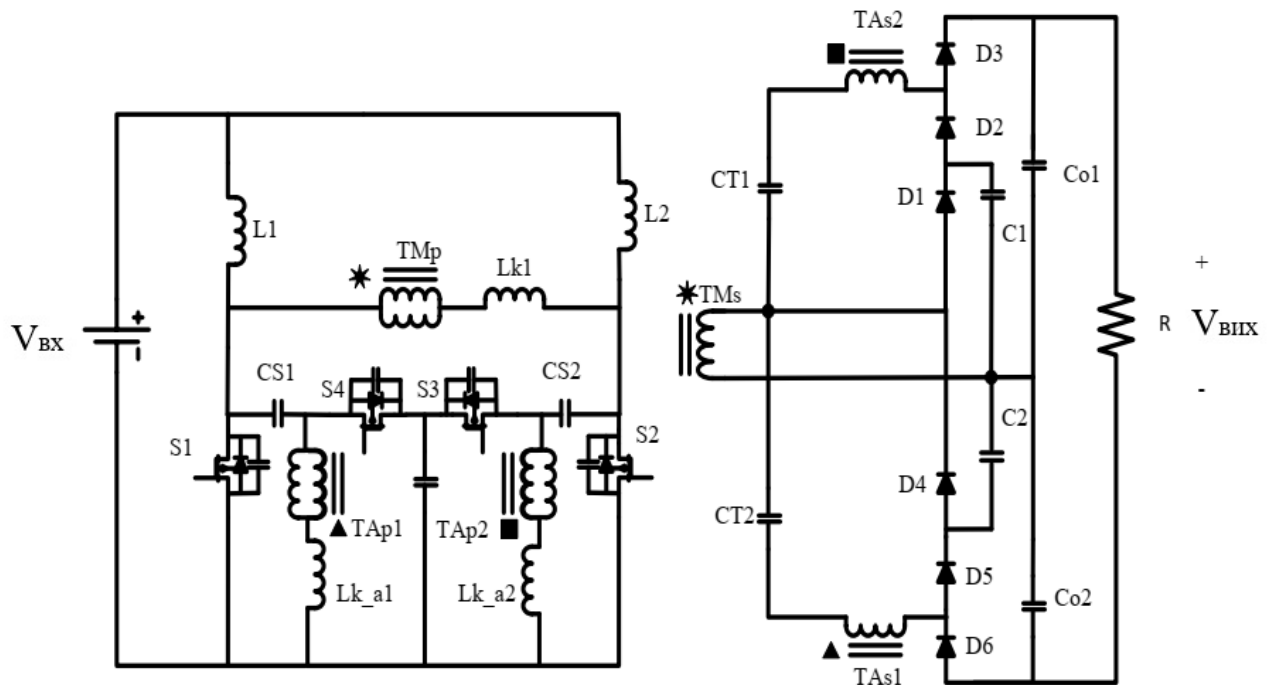


Рисунок 2.9 - Пропонована конфігурація перетворювача.

Співвідношення 1:1 допоможе мінімізувати напругу на діодах d2, d3, d5 і d6. Приймавши таку конфігурацію, можна отримати дуже високу напругу, використовуючи компоненти з дуже низьким номіналом. Крім того, оскільки дві комірки розділяють навантаження робочого циклу, втрати на комутацію та провідність зменшуються зі зменшенням робочого циклу. У наступному розділі буде детально описано теорію роботи запропонованого перетворювача.

2.2.1 Стани перемикання перетворювача

Перший стан; (t_0-t_1) $S_1 > \text{увімкнено}$ $s_3 > \text{увімкнено}$ $s_2 > \text{вимкнено}$ $s_4 \rightarrow \text{вимкнено}$ рис. 2.10:

У цьому випадку діоди 1, 3 і 5 увімкнені, а діоди 2, 4 і 6 вимкнені. Конденсатор C1 заряджається від основного трансформатора, а конденсатор Co1 заряджається від основного трансформатора, трансформатора CT1 і допоміжного трансформатора. З іншого боку, конденсатор CT2 заряджається від основного трансформатора, допоміжного трансформатора і від C2. Конденсатор C2 розряджається на навантаження.

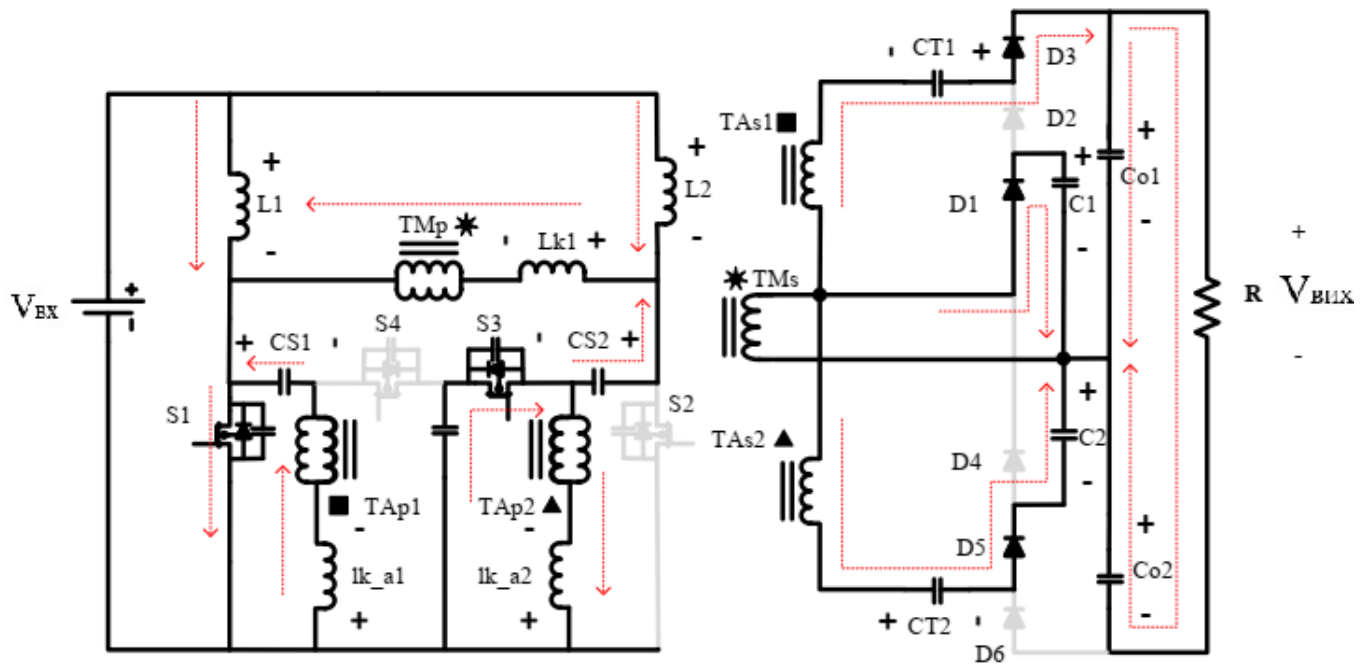


Рисунок 2.10 - Перший стан перемикання.

CS1 тепер розряджається в комірці помножувача допоміжного трансформатора, а конденсатор контактів, як і CS2, завершують процес заряджання з попереднього стану. Після того, як конденсатори заряджені і перебувають в однаковому стані перемикання, конденсатор контактів починає живити допоміжний трансформатор, а CS2 починає розряджатися в основний трансформатор.

Другий стан; (t_1-t_2) S1 -> вимкнено s3 -> увімкнено s2 -> вимкнено s4 -> увімкнено рис.2.11:

У цьому випадку S1 вимикається і струм основного трансформатора починає циркулювати через s3 і s4. Струм допоміжного трансформатора 1 падає до нуля і діод D3 вимикається. Конденсатори Cs1 і конденсатор контактів заряджаються, а конденсатор Cs2 продовжує розряджатися по спадаючій. Іншими словами, конденсатор продовжує розряджатися, але з меншою швидкістю.

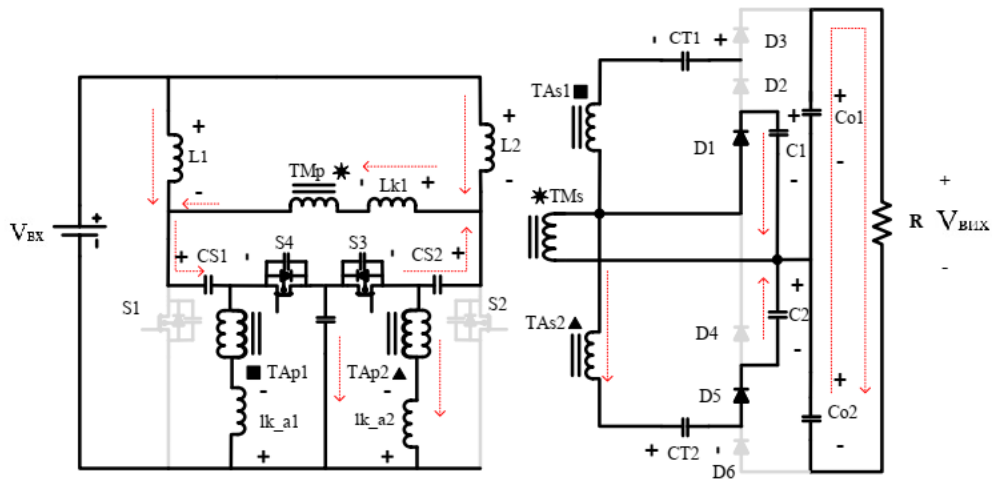


Рисунок 2.11 - Другий стан перемикавання.

Конденсатор $CT2$ продовжує заряджатися від $C2$, основного трансформатора та допоміжного трансформатора 2.

Третій стан перемикавання; (t_2-t_3) $S1 \rightarrow$ вимкнено $s3 \rightarrow$ вимкнено $s2 \rightarrow$ увімкнено $s4 \rightarrow$ увімкнено:

Коли $S3$ вимикається, вихід конденсатора $S3$ починає заряджатися, а конденсатор $S2$ починає розряджатися. Коли конденсатор $S2$ повністю розряджається, його корпусний діод починає проводити струм, забезпечуючи умову ПНН для увімкнення вимикача $S2$ в кінці цього періоду перемикавання.

Четвертий стан перемикавання; (t_3-t_4) $S1 \rightarrow$ вимкнено $s3 \rightarrow$ вимкнено $s2 \rightarrow$ увімкнено $s4 \rightarrow$ увімкнено рис. 2.12:

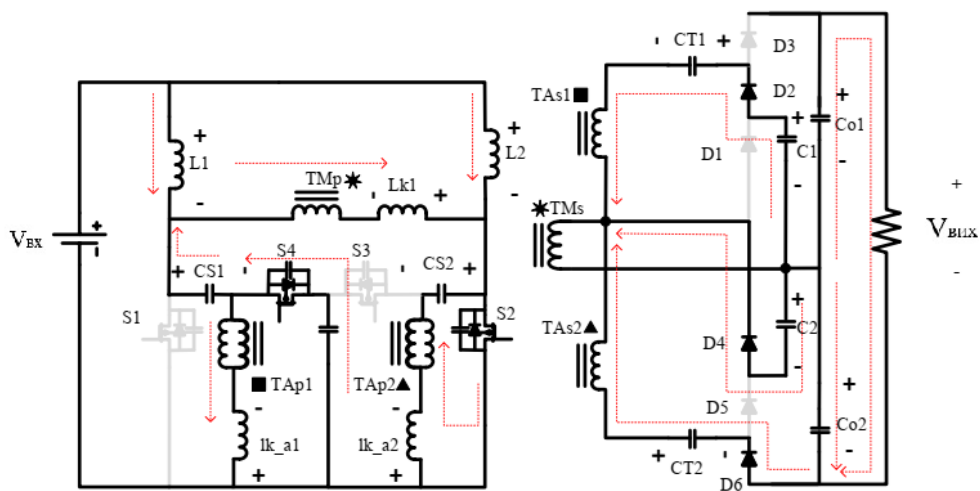


Рисунок 2.12 - Четвертий стан перемикавання.

У цьому випадку перемикач 2 увімкнено. Діоди 2, 4 і 6 увімкнені, а діоди 1, 3 і 5 вимкнені. $C2$ заряджається від основного трансформатора, а $Co2$

заряджається від основного трансформатора, CT2 і допоміжного трансформатора. З іншого боку, конденсатор CT1 заряджається від головного трансформатора, допоміжного трансформатора і від C1. Конденсатор C1 розряджається на навантаження.

Тепер CS2 розряджається в елемент помножувача допоміжного трансформатора, а конденсатор контактів, так само як і CS1, завершують процес заряджання з попереднього стану. Після того, як конденсатори заряджені і перебувають в однаковому стані перемикання, конденсатор контактів починає живити допоміжний трансформатор, а CS1 починає розряджатися в основний трансформатор.

П'ятий стан перемикання; (t_4 - t_5) S1 -> вимкнено s3 -> увімкнено s2 -> вимкнено s4 -> увімкнено рис. 2.13:

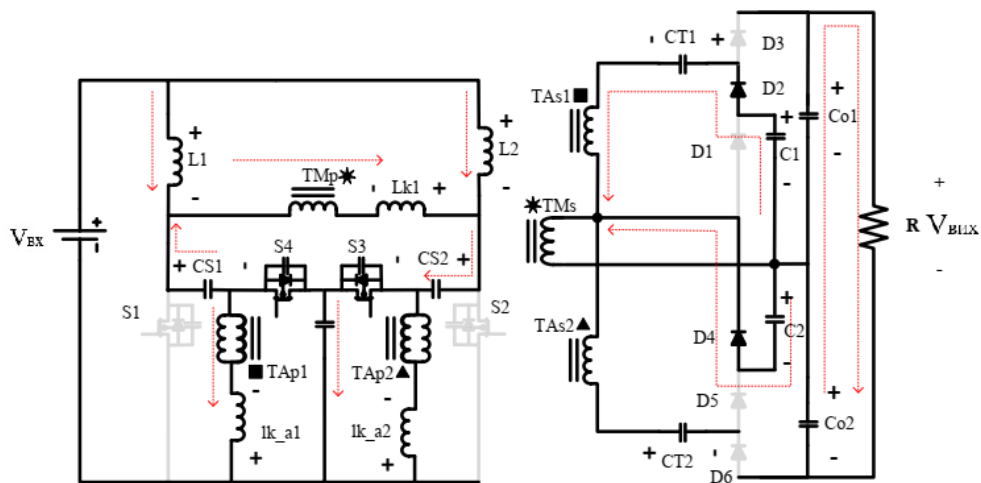


Рисунок 2.13 – П'ятий стан перемикання

У цьому випадку S2 вимикається і струм основного трансформатора починає циркулювати через s3 і s4. Струм допоміжного трансформатора 2 падає до нуля і діод D6 вимикається. Конденсатори CS2 і конденсатор контактів заряджаються, а конденсатор CS1 продовжує розряджатися в порядку зменшення. Конденсатор CT1 продовжує заряджатися від C1, основного трансформатора і допоміжного трансформатора 1.

Шостий стан перемикання; (t_5 - t_6) S1 -> увімкнено s3 -> увімкнено s2 -> вимкнено s4 -> вимкнено.

Коли S4 вимикається, вихід конденсатора S4 починає заряджатися, а конденсатор S1 починає розряджатися. Коли конденсатор S1 повністю

розряджається, його корпусний діод починає проводити струм, забезпечуючи умову ПНН для ввімкнення вимикача S1 в кінці цього періоду перемикавання. Осцилограми, що описують роботу цього перетворювача, представлені на рис.2.14.

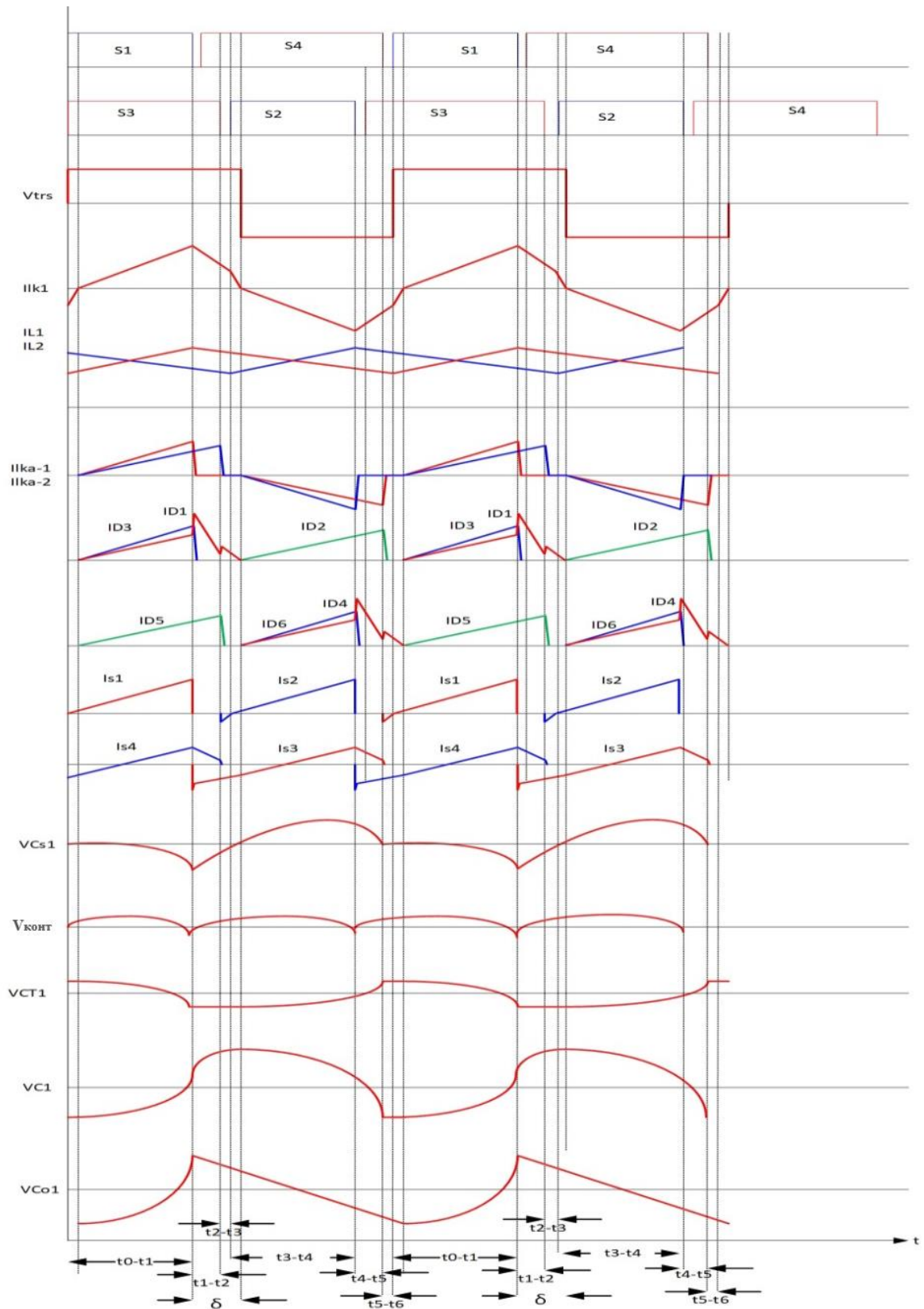


Рисунок 2.14 – Осцилограми перетворювача протягом повного циклу

2.2.2 Коефіцієнт підсилення за напругою та розрахункові рівняння

У наведених нижче рівняннях коефіцієнт трансформації головного і допоміжного трансформаторів вважається 1:1, а індуктивності витоків l_{k-a1} і l_{k-a2} вважаються дуже малими і набагато меншими, ніж індуктивності намагнічування їхніх трансформаторів, і тому їхнім падінням напруги нехтуємо для цілей розрахункових рівнянь для конденсаторів, а також вважаємо, що вони дорівнюють одна одній. З вольт-секундного балансу на $L1$ і $L2$ знаходимо

$$V_{Cs1} = V_{Cs2} = V_{ex} \quad (2.1)$$

$$V_{конт} = V_{ex} \frac{D}{1-D} \quad (2.2)$$

Аналогічно, з вольт-секундного балансу на $Lk1$ знаходимо:

$$V_{C1} = 2V_{ex} \frac{(D-2\delta)}{1-D} = V_{C2} \quad (2.3)$$

Де δ - період, коли струм витоків головного трансформатора досягає нуля. З огляду на те, що падіння напруги на витках допоміжних трансформаторів незначне:

$$V_{CT1} = V_{CT2} = V_{C1} + V_{C2} + V_{конт} = \frac{V_{ex}}{1-D} (4(D-2\delta) + D) \quad (2.4)$$

А напруга на вихідних конденсаторах дорівнює:

$$V_{Co1} = V_{Co2} = V_{CT1} + V_{C2} + V_{Cs} = \frac{V_{ex}}{1-D} (6(D-2\delta) + 1) \quad (2.5)$$

А вихідна напруга перетворювача розраховується як:

$$V_o = V_{Co1} + V_{Co2} = \frac{V_{ex}}{1-D} (12(D-2\delta) + 2) \quad (2.6)$$

І з принципу збереження енергії:

$$\frac{V_o}{V_{ex}} = \frac{I_{ex}}{I_o} = \frac{1}{1-D} (12(D-2\delta) + 2) \quad (2.7)$$

А оскільки кожна вхідна котушка індуктивності ділить половину струму, середній струм на кожній котушці становить:

$$I_{L1} = I_{L2} = \frac{V_o}{R(1-D)} (6(D-2\delta) + 1) \quad (2.8)$$

І від середнього струму на $D1$:

$$\frac{1}{T} = \left\{ \int_{\delta}^D I_{lk1} \cdot dt + \int_D^{0.5} I_{lk1} \cdot dt + \int_{0.5}^{0.5+\delta} I_{lk1} \cdot dt \right\} = 3 \frac{V_o}{R} \quad (2.9)$$

Розв'язання цього інтегрування відносно δ призвело б до довгих рядів членів, які потрібно було б упорядкувати, і в решті-решт призвело б до рівняння, що визначає δ як:

$$\delta^2 - \delta(D + 12Q) + \left(D(6Q - \frac{1}{4}) + \frac{D^2 + 2Q}{2} \right) = 0 \quad (2.10)$$

Звідки можна знайти δ і визначити Q :

$$Q = \frac{6L_{k1} \cdot f_{sw}}{R} \quad (2.11)$$

Після знаходження δ , пікове значення струму витоку можна знайти наступним чином:

$$I_{lk1_пiкoвe} = \frac{V_{ex}}{1-D} (1 - 2(D - 2\delta)) \frac{D - \delta}{L_{k1} f_{sw}} \quad (2.12)$$

А значення конденсаторів повинні бути засновані на бажаному відсотку пульсацій:

$$C_{T1,2} \geq \frac{1}{\frac{\Delta V_{CT}}{V_{CT}} \cdot R \cdot f_{sw}} \cdot \frac{12(D - 2\delta) + 2}{4(D - 2\delta) + D} \quad (2.13)$$

$$C_{o1,2} \geq \frac{2(1 - D + \delta)}{\frac{\Delta V_{Co}}{V_{Co}} \cdot R \cdot f_{sw}} \quad (2.14)$$

$$C_{1,2} \geq \frac{6(D - 2\delta) + 1}{\frac{\Delta V_C}{V_{Co}} \cdot R \cdot f_{sw} \cdot (D - 2\delta)} \quad (2.15)$$

$$C_{s1,2} > \frac{24(D - 2\delta) + 4}{\frac{\Delta V_{Cs}}{V_{Cs}} \cdot R \cdot f_{sw} \cdot (1 - D)} \quad (2.16)$$

Для розрахунку трансформатора використано метод добутку площ. Для вибору розміру осердя трансформатора було використано наступне рівняння:

$$A_p = A_e \cdot A_w = \frac{\frac{V_{ex}}{1-D} \cdot (0.5 + \delta) \cdot I_{lk1_дйоче}}{B_{макс} \cdot J \cdot K \cdot f_{sw}} \quad (2.17)$$

Де $B_{макс}$ - максимальна бажана густина потоку в осерді, а J - бажана густина струму в провіднику. З розрахованого тут добутку площ можна вибрати відповідне січення, якщо воно має більший добуток площ, ніж розрахований з технічного паспорта. Після цього можна розрахувати кількість витків:

$$N_1 = N_2 = \frac{\frac{V_{ex}}{1-D} \cdot (0.5 + \delta)}{2B_{макс} \cdot A_e \cdot f_{sw}} \quad (2.18)$$

Той самий підхід було використано для допоміжних трансформаторів, де добутком площі для вибору осердя є:

$$AP_a = A_e \cdot A_w = \frac{V_{ex} \cdot D \cdot I_{lka_дйоче}}{B_{макс} \cdot J \cdot K \cdot f_{sw}} \quad (2.19)$$

А кількість витків можна знайти як:

$$N_{a1} = N_{a2} = \frac{V_{ex} \cdot D}{2B_{макс} \cdot A_e \cdot f_{sw}} \quad (2.20)$$

Для конструкції індуктора витоку вибирається щілинне осердя з відомою ефективною проникністю. Тоді кількість витків розраховується як:

$$n = \sqrt{\frac{L \cdot l_e}{\mu_e \cdot A_e}} \quad (2.21)$$

На наступному рисунку (рис. 2.15) показано коефіцієнт підсилення напруги порівняно з іншими роботами, і з нього видно, що коефіцієнт підсилення напруги значно вищий. Слід також зазначити, що розглянутий коефіцієнт підсилення напруги для запропонованого перетворювача є практичним коефіцієнтом підсилення напруги, який враховує ефект падіння напруги на індуктивності витоку, в той час як коефіцієнт підсилення напруги інших перетворювачів є ідеальним.

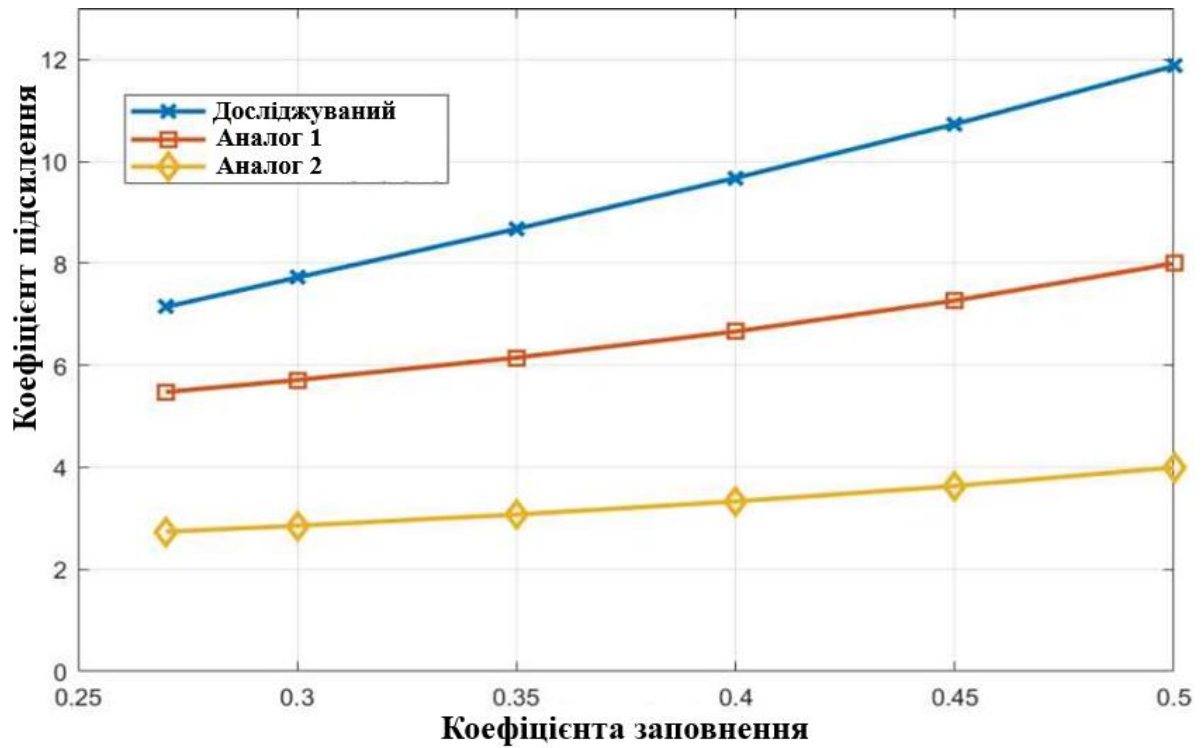


Рисунок 2.15 – Порівняння коефіцієнта підсилення за напругою для запропонованого перетворювача з іншими перетворювачами

Нормоване співвідношення перемикавання до напруги у запропонованого перетворювача порівняно з іншими представлено на рис.2.16

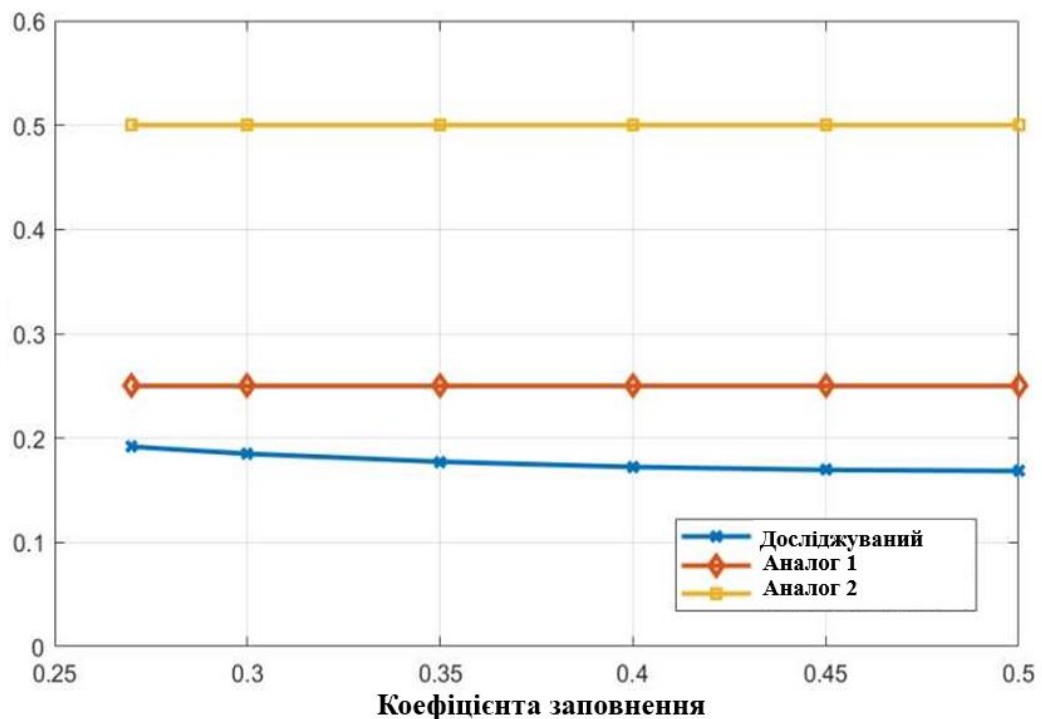


Рисунок 2.16 – Порівняння нормованої напруги комутації для запропонованого перетворювача з іншими.

Видно, що нормалізоване співвідношення напруг комутаторів є значно меншим, ніж у порівнюваних схемах, що дозволяє використовувати комутатори з нижчим номіналом. Для перевірки розрахункових рівнянь і представленого аналізу було реалізовано симуляцію PSIM з вхідною напругою 36 В і вихідною напругою 380 В. Коефіцієнт заповнення завантаження в цьому випадку становитиме близько 0,43. Перетворювач живить навантаження 450 Ом. Перша осцилограма - це осцилограма вхідного струму, яка показана на рис. 2.17.

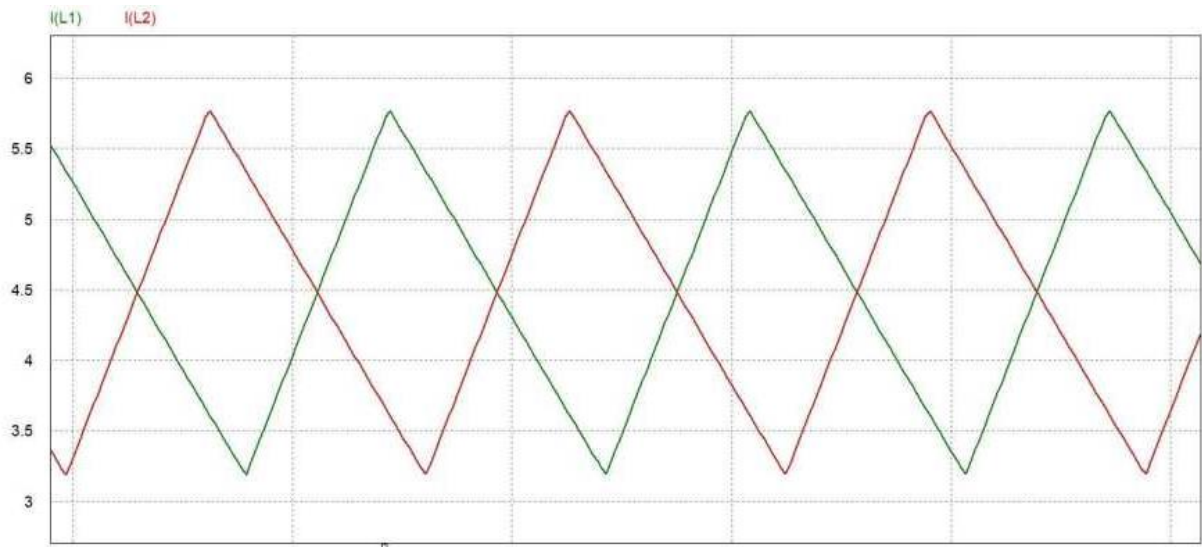


Рисунок 2.17 – Вхідні струми перетворювача

На рис. 2.18 показано струм витоку головного трансформатора, який узгоджується з аналізом

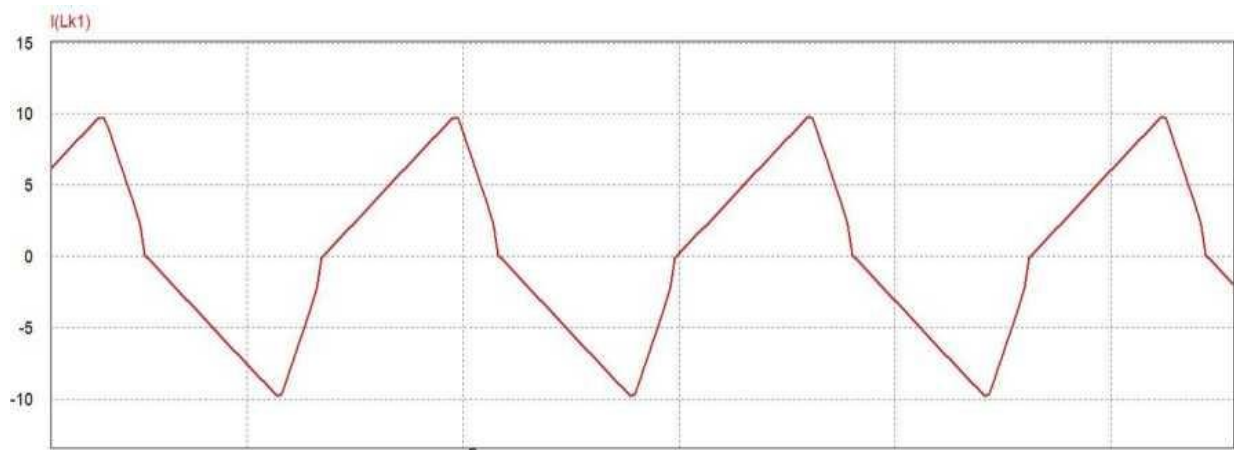


Рисунок 2.18 – Струм витоку головного трансформатора

Наступні змодельовані осцилограми показують напруги D1, D2 і D3 на рис.2.19



Рисунок 2.19 – Осцилограми напруги діодів D1, D2 і D3.

Видно, що форми хвиль від моделювання узгоджуються з аналізом, а значення узгоджуються з розрахунковими.

2.3. Моделювання регулятора зворотного зв'язку DC-DC перетворювача та результати моделювання

Регулювання вихідної напруги здійснюється за допомогою ПІ-ланцюга зворотного зв'язку.

Регулююча передатна функція буде мати вигляд:

$$G_v(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.22)$$

І вибрані параметри ПІ є такими:

$$K_p = 0.1 \quad (2.23)$$

$$K_i = 20 \quad (2.24)$$

Тоді схема управління зі зворотним зв'язком буде мати наступний вигляд, який представлено на рис.2.20.

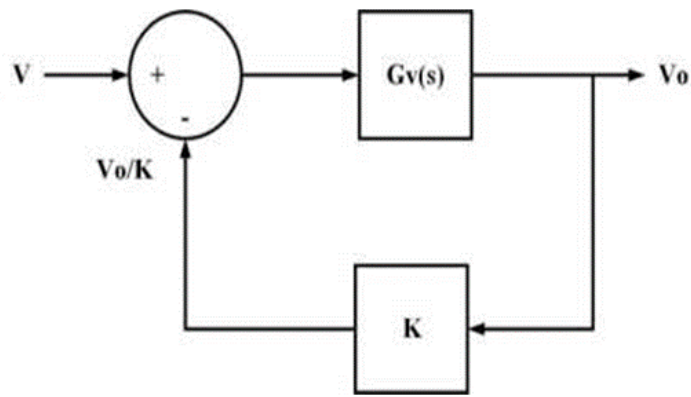


Рисунок 2.20 – Схема кола зворотнього зв'язку для регулювання напруги.

Далі контур зворотного зв'язку тестувався в безперервному часовому моделюванні за допомогою програмного забезпечення PSIM. Перший тест полягає у введенні кроку вхідної напруги. Реакцію вихідної напруги представлено на рис. 2.21.

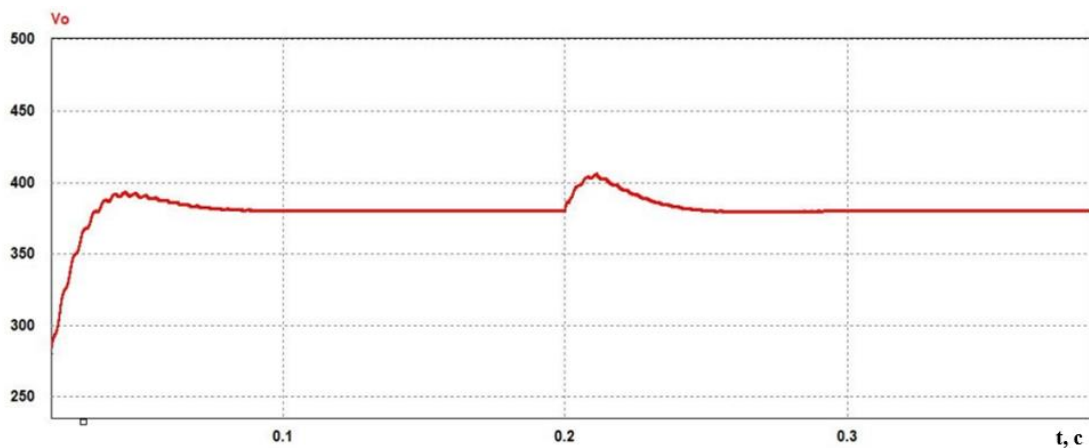


Рисунок 2.21 – Ступінчаста характеристика вихідної напруги після збільшення вхідної з 36 до 39 В

Видно, що напруга була відрегульована і стабілізована на рівні 380 вольт. Коефіцієнт заповнення, що генерується контролером, також можна побачити на рис. 2.22.

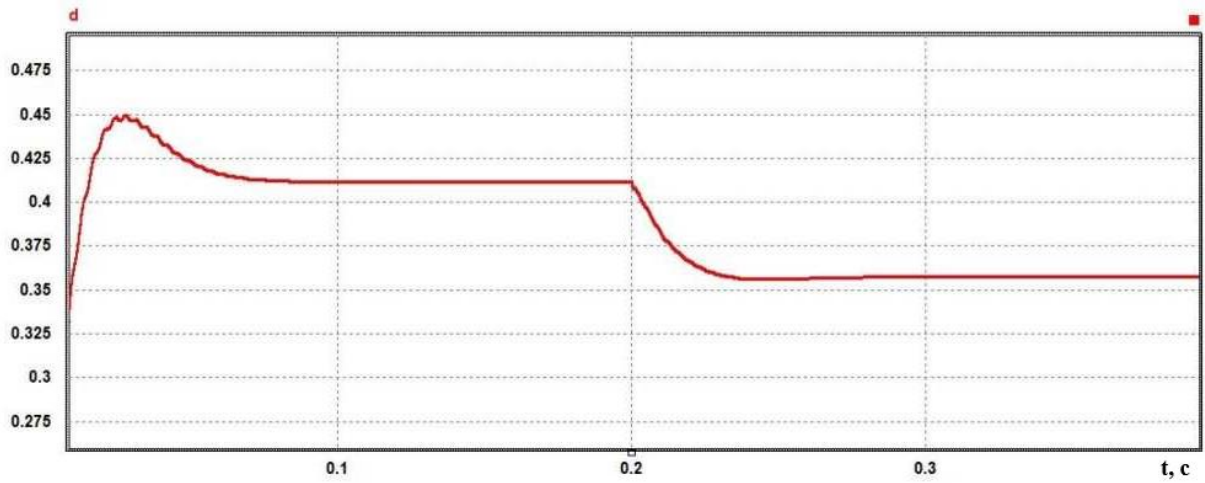


Рисунок 2.22 – Графік коефіцієнта заповнення після збільшення вхідної напруги.

Видно, що згенерований коефіцієнт заповнення зменшився з 0,413 до 0,36, щоб стабілізувати вихідну напругу на потрібному рівні. Наступний тест полягав у введенні ступінчастого навантаження. Спочатку перетворювач подавав 380 вольт на резистор 450 Ом. Для спостереження за реакцією паралельно був підключений резистор на 1000 Ом. Реакцію перетворювача при регулюванні напруги можна побачити на рис. 2.23.

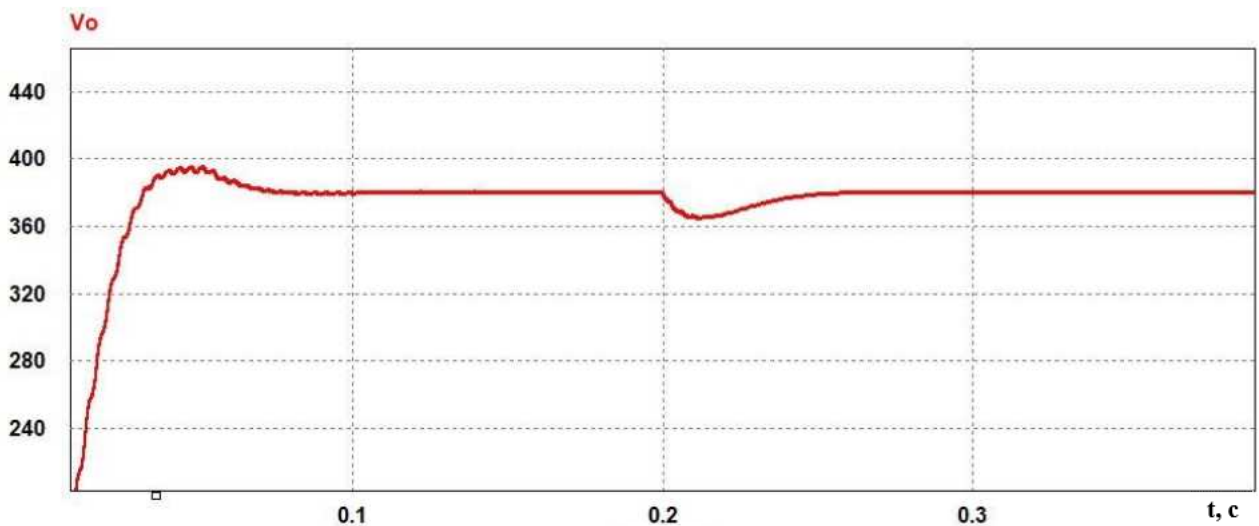


Рисунок 2.23 – Залежність вихідної напруги при збільшенні навантаження.

Вхідні струми L1 і L2 представлені на рис. 2.24:

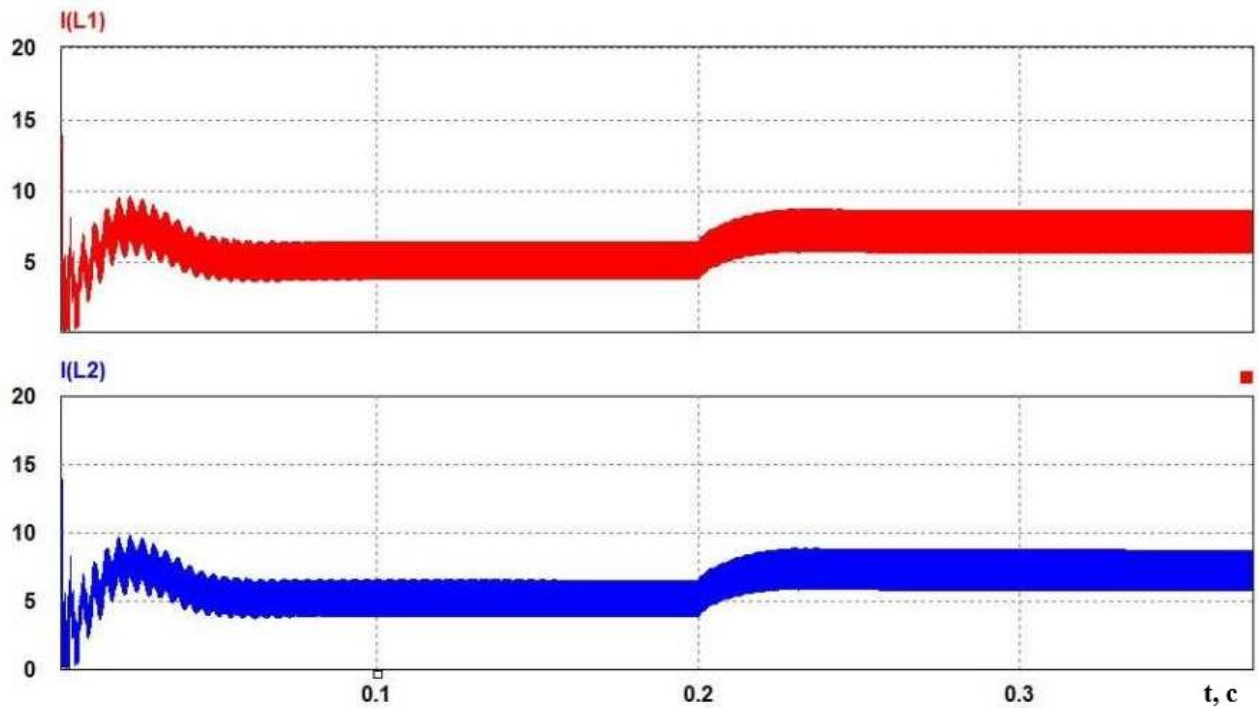


Рисунок 2.23 – Вхідні струми перетворювача при збільшенні навантаження.

Струми зросли після збільшення навантаження з 5 до 7,5 А. Після тестування регулятора зворотного зв'язку в неперервному часі, регулятор дискретизується. Перетворення Тастіна визначає еквівалентну величину для кожного члена (S) в безперервній часовій області. Еквівалентним членом для кожного (S) буде

$$S = \frac{2}{T} \cdot \frac{Z-1}{Z+1} \quad (2.25)$$

Тоді розроблений компенсатор буде таким:

$$G_v(Z) = K_p + K_i \frac{T}{2} \frac{z+1}{z-1} \quad (2.26)$$

А після підстановки K_p та K_i передавальна функція набуває вигляду:

$$G_v(Z) = 0.1 + \frac{z+1}{2500(z-1)} \quad (2.27)$$

Ця передавальна функція може бути реалізована в нашому проекті для цифрового керування перетворювачем.

2.4 Висновки до розділу

Для спрощення конструкції і зменшення номінального розміру компонентів запропонованого перетворювача, було використано трансформатор з коефіцієнтом трансформації 1:1. що усунуло потребу в різних рівнях ізоляції та усунуло потребу в різних обмотках, а також спростило компонування обмоток трансформатора. Співвідношення коефіцієнтом трансформації 1:1 допомогло мінімізувати напругу на діодах d2, d3, d5 і d6. Також наведено розрахункові рівняння і порівняння перетворювача з іншими роботами з точки зору коефіцієнта підсилення напруги і напруги перемикання.

Проведено тестування контура зворотного зв'язку в безперервному часовому моделюванні за допомогою програмного забезпечення PSIM. З отриманих осцилограм видно, що напруга була стабілізована на рівні 380 вольт. Коефіцієнта заповнення, що генерується контролером зменшився з 0,413 до 0,36, щоб стабілізувати вихідну напругу на потрібному рівні. Далі було проведено тест, що полягав у введенні ступінчастого навантаження. Спочатку перетворювач подавав 380 вольт на резистор 450 Ом. Для спостереження за реакцією паралельно був підключений резистор на 1000 Ом. Струми зросли після збільшення навантаження з 5 до 7,5 А

3 НАУКОВО-ДОСЛІДНИЦЬКИЙ РОЗДІЛ

3.1. Експериментальна установка для проведення дослідження

Для перевірки концепції цього перетворювача в лабораторії було розроблено прототип вихідної потужності 450 Вт і напруги 380 В.

Таблиця 3.1: Параметри експерименту

Параметр	Значення
V_{ex}	36 В
$V_{вих}$	380 В
P	450 Вт
Частота	25 КГц

Створення прототипу складається з двох етапів. Перший етап - проектування та визначення розмірів пасивних компонентів. Другий етап - визначення розмірів перемикача та проектування драйвера затвору.

Першим кроком на цьому етапі є пошук правильного розміру конденсатора для бажаної потужності та вихідної напруги. Величина конденсатора C_{s1}/C_{s2} повинна бути більшою за 120 мкФ. Крім того, на цих конденсаторах пульсації струму найвищі. Тому плівкові конденсатори використовуються через їх здатність витримувати високі пульсації струму. Оскільки відомо, що інші конденсатори менші за C_{s1}/C_{s2} , то всі інші конденсатори вибираються більшими за 120 мкФ. Тому для цього прототипу були обрані конденсатори з металізованої поліпропіленової плівки 70 мкФ.

Котушки індуктивності фільтра (або вхідні котушки індуктивності) є досить поширеними і не вимагають спеціальних процедур проектування. Єдині два фактори - це опір постійному струму і струм насичення, які впливають на характеристики вхідних котушок індуктивності. З розрахункового рівняння випливає, що необхідні котушки індуктивності $L1/L2$ повинні бути більше 200 мкГн. Було обрано котушки індуктивності з екранованим фільтром, які мають дуже низький опір постійному струму і струм насичення 6 А.

Максимальний струм, необхідний для цієї котушки індуктивності, становить 4,5 А.

Для головного трансформатора обрано сердечник E55/28/21, щоб задовольнити значення добутку площі, необхідне для головного трансформатора. Як провід використовується вита пара 26 AWG в пучку з трьох жил. Трансформатор має 14 витків як для первинної, так і для вторинної обмотки. За допомогою аналізатора імпедансу виміряна індуктивність витоків для основного трансформатора становить 3 мкГн, а індуктивність намагнічування - близько 990 мкГн.

Для допоміжних трансформаторів була використана така ж процедура. Було обрано провід E42/21/15, щоб задовольнити необхідне значення добутку площ. Той самий провід 26 AWG був використаний у вигляді виті пари, оскільки через допоміжні трансформатори протікає менший струм. Вимірний виті становить 1 мкГн, а намагнічувальна індуктивність - близько 900 мкГн.

Індуктивність витоків серії була розроблена з сердечником ETD 29/16/10 і зазором 1 мм. Кількість витків для цього вибрано так, щоб отримати індуктивність близько 21 мкГн, тобто 11 витків. Використовується той самий провід 26 AWG з виті парою з 2 витків.

3.1.1 Вибір розміру перемикача та драйвера затвору

На цьому етапі обговорюються розміри перемикачів і діодів. Після цього представлено і детально описано схему драйвера затвору, яка використовується для цих перемикачів. Оскільки максимальний робочий цикл, який демонструє перетворювач, становить 0,5, максимальна напруга на перемикачі в будь-якому випадку не перевищуватиме 72 вольт. Тому було обрано MOSFET на 100 В з дуже низьким опором увімкнення 3,9 мОм. Аналогічно, максимальна напруга на діодах становить 150 В. Тому можна використовувати діод на 250 В. Оскільки в лабораторії є доступні діоди на 650 В, вони використовуються в цьому прототипі.

Схема приводу затвора, яка використовується для цих перемикачів, показана на рис. 3.1, яка в основному являє собою повнохвильовий випрямляч і лінійний регулятор (L7815), підключений до оптопари FOD3120. Оптопари

забезпечують ізоляцію між сигнальною та силовою сторонами. І захищає мікроконтролер від високих бічних напруг.

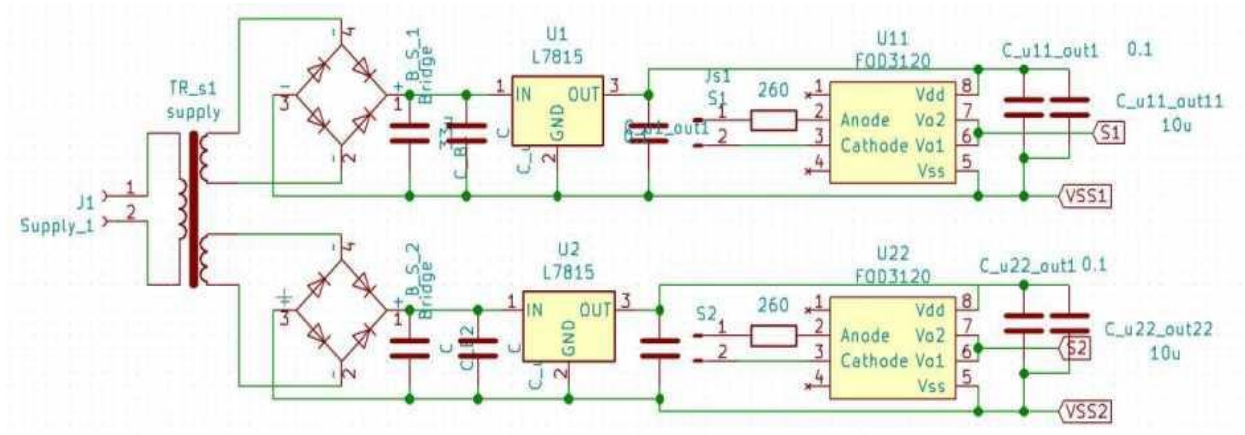


Рисунок 3.1 - Схема керування МОП-транзисторами з використанням оптронів

Де L7815 - регулятор на 15 В, а FOD3120 - оптрон для керування затвором. Схема FOD3120 показана на рис. 3.2.

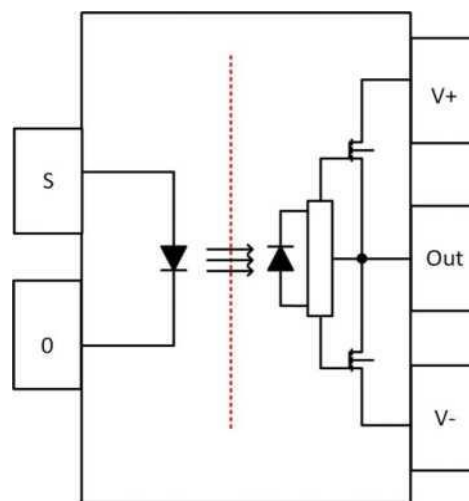


Рисунок 3.2 - Внутрішня функціональна схема оптронів

Оптрон подає напругу 15 В на затвор, коли напруга між анодом і катодом позитивна. Напруга на затворі дорівнює нулю, коли напруга між анодом і катодом дорівнює нулю або від'ємна.

3.1.2 Дизайн друкованої плати та дизайн перетворювача

Етап проектування та компонування друкованої плати також складається з багатьох кроків. Першим кроком є креслення схеми системи. Програмне

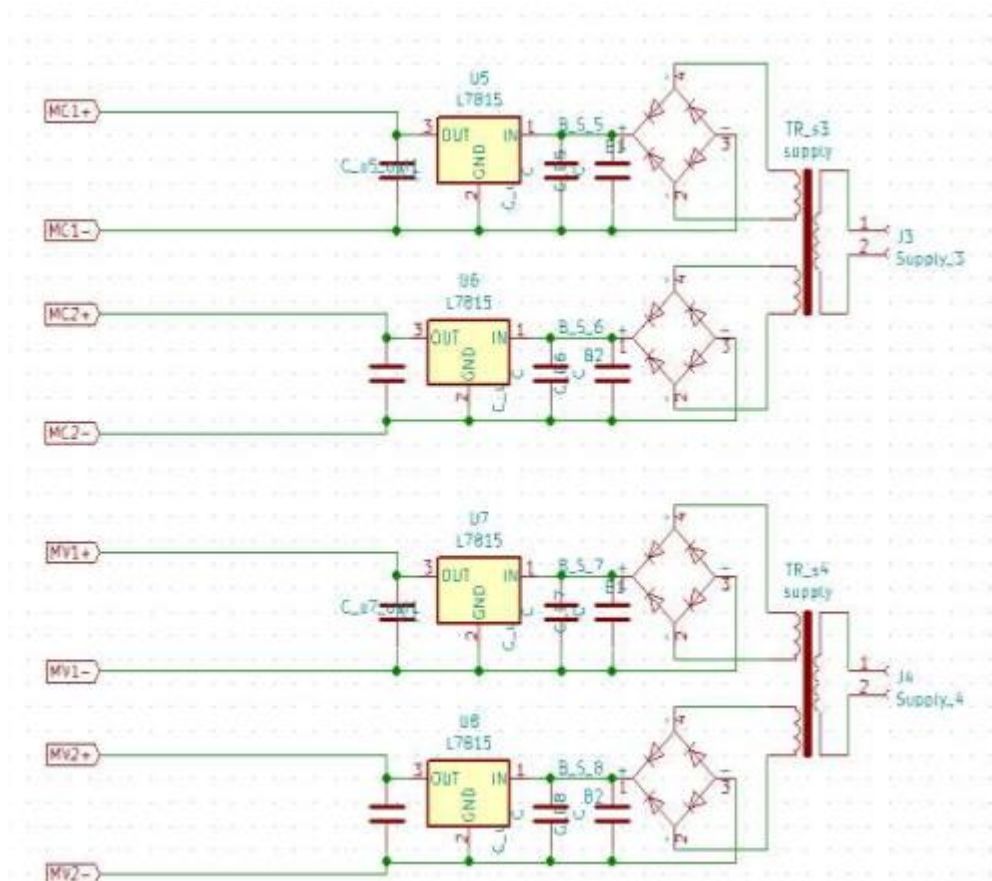


Рисунок 3.4 - Схеми живлення драйверів перемикачів та цензорів.

Після креслення схеми, наступним кроком є призначення місця для кожного символу фізичному компоненту на друкованій платі. Після призначення всіх контактів, їх можна розмістити на друкованій платі. Після знаходження відповідного розташування компонентів можна прокласти всі силові та сигнальні кабелі як для переднього, так і для заднього шарів.

3.2 Експериментальні дослідження DC-DC перетворювача

У цьому розділі наведено кілька експериментальних результатів. Кожен експеримент реалізовано для дослідження певних параметрів продуктивності окремо.

Перший експеримент був проведений як перевірка концепції, щоб підтвердити аналіз, зроблений у другому розділі. На рис. 3.6 показано розроблений прототип та його макет. Струм входних котушок індуктивності вимірюється за допомогою 2 датчиків LA25NP. Перемикачі керуються

драйверами FOD 3182 з ізольованими плаваючими джерелами живлення. Крім того, кожен вимикач оснащений RC-обмежувачем для запобігання перенапруг від паразитних індуктивностей при вимиканні. RC-обмежувач складається з резистора 8,2 Ом і конденсатора 10 нФ, як показано на рис. 3.5. Перетворювач спочатку працює при потужності 320 Вт і вихідній напрузі 380 вольт. Вхідна напруга становить 37 вольт, а коефіцієнт заповнення або шпаруватість - 0,4.

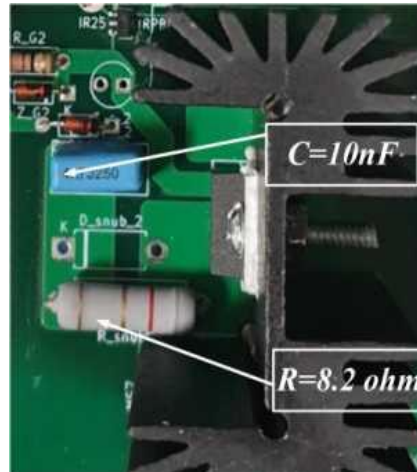


Рисунок 3.5 - RC-обмежувач, використаний у прототипі

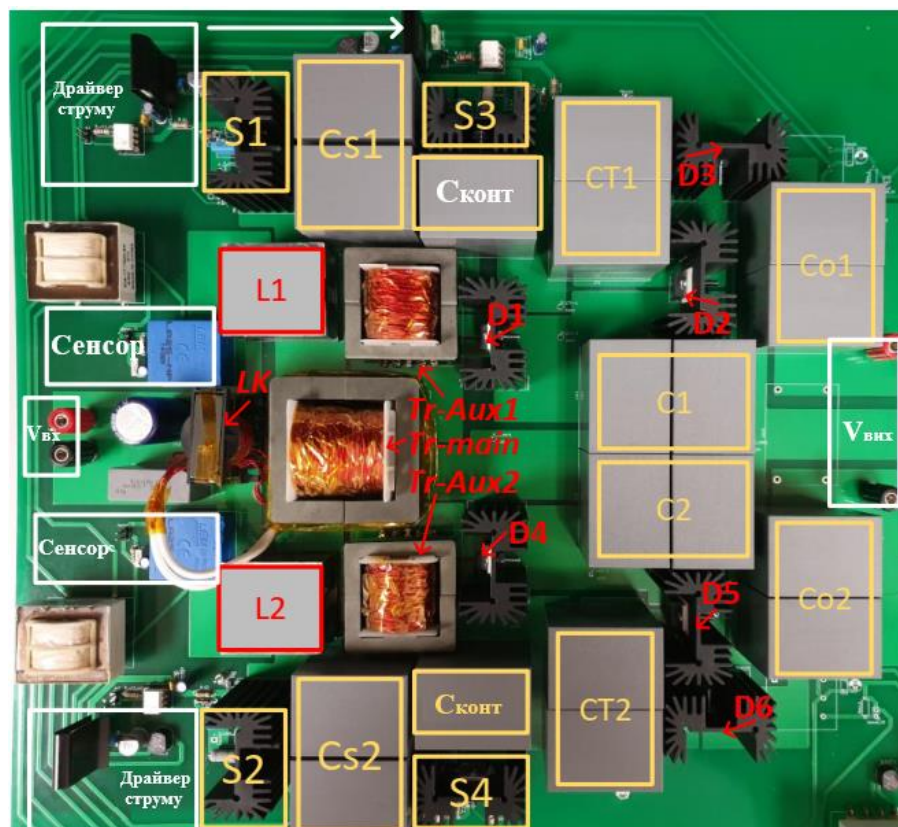
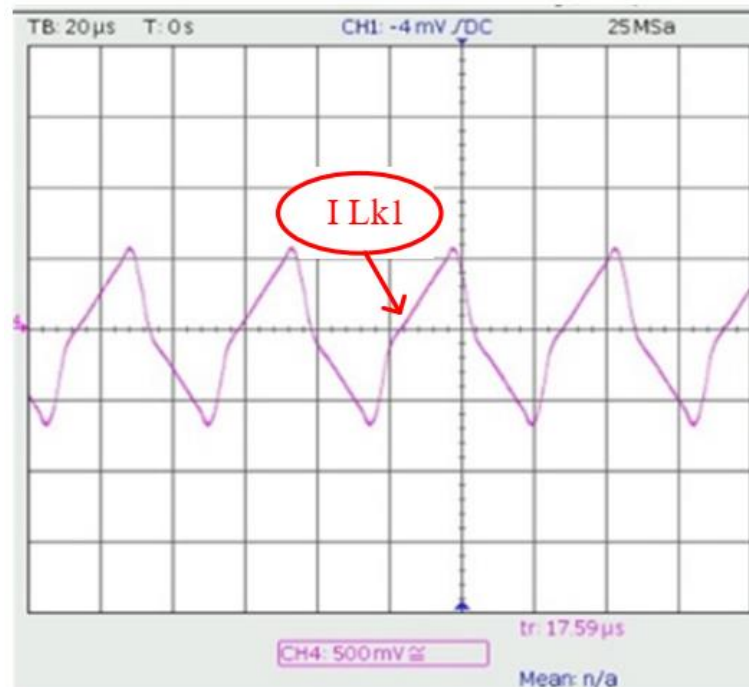
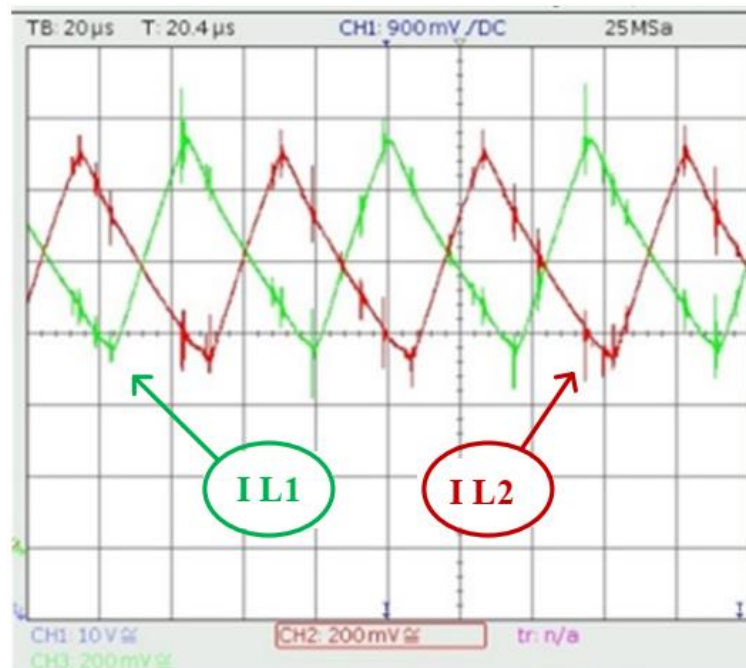


Рисунок 3.6 – Функціональна схема реалізація запропонованого перетворювача.

На рис. 3.7. а) показано форму сигналу струму головного трансформатора $ILK1$, який досліджується струмовим щупом, що відповідає представленому аналізу в другому розділі. На рис. 3.7. б) показано, що дві вхідні котушки індуктивності ділять струм порівну і ефективно зменшують пульсації вхідного джерела. З додаванням конденсаторів на вході, в поєднанні з чергуванням, джерело може досягти нульової пульсації.



а



б

Рисунок 3.7 – Осцилограма струму головного трансформатора б) Осцилограма струму вхідних котушок індуктивності

На рис. 3.8 показано активну напругу комутатора при вихідній напрузі 380 В, коефіцієнті завантаження 0,4 і навантаженні 300 Вт. Видно, що напруга на комутаторі становить 60 вольт, що набагато менше, ніж у аналогах, де вона становить 120 вольт при тому ж рівні вихідної напруги.

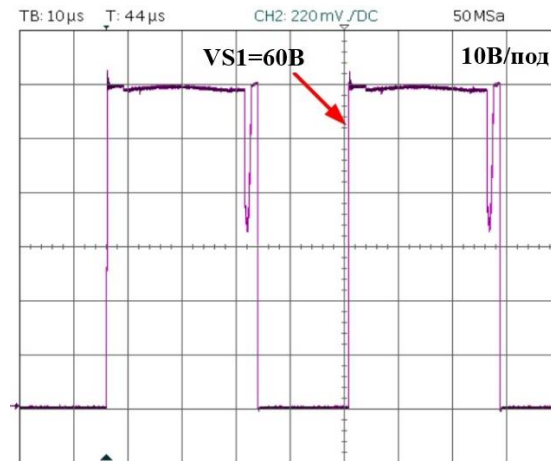


Рисунок 3.8 – Напруга на вимикачі 1, яка однакова для всіх вимикачів

На рис. 3.9 та рис.3.10 показано струми вимикачів при роботі ПНН для основного та додаткового вимикачів при повному навантаженні 450 Вт. Інші два вимикачі мають такі ж самі криві, тільки зсунуті за фазою на 180 градусів.

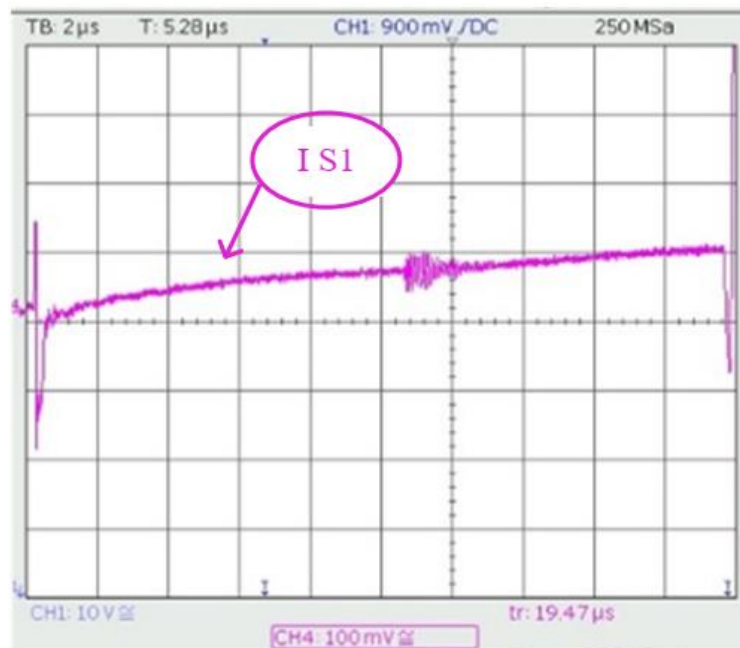


Рисунок 3.9 – Осцилограма струму вимикача 1

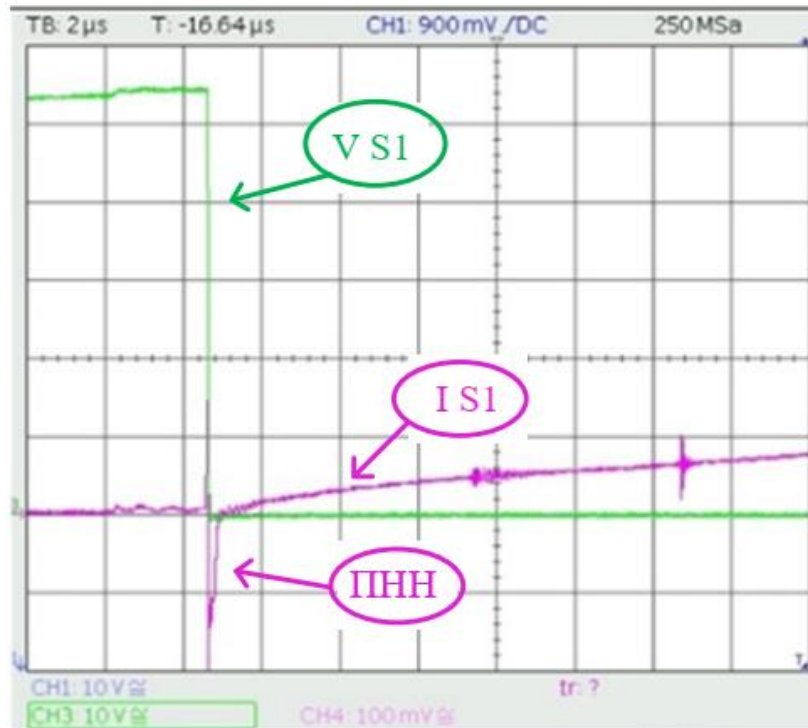


Рисунок 3.10 – Осцилограми струму та напруги вимикача 1

На рис. 3.11 показано напруги та струми всіх діодів в одній ланці. Інші діоди мають такі самі осцилограми, тільки зсунуті за фазою на 180 градусів.

Видно, що осцилограми відповідають результатам аналізу, і видно, як діод 1 збирає всі витоки. Ці вимірювання проводилися при навантаженні 450 Ом. І вихідній напрузі 380 вольт. Ефективність перетворювача можна знайти, вимірявши вхідну потужність і вихідна потужність при різних навантаженнях. На рис. 3.12 показано загальний ККД перетворювача за цих умов навантаження.

Видно, що перетворювач підтримує ККД близько 93% навіть при половинному навантаженні. Наприклад, у подібних перетворювачах ККД падає з 93% до 90% при половинному навантаженні. Крім того, подібні перетворювачі мають піковий ККД 96%, який падає до 89% при половинному навантаженні. Після цього було проведено дослідження розподілу втрат потужності при навантаженні 320 Вт і вихідній напрузі 380 вольт.

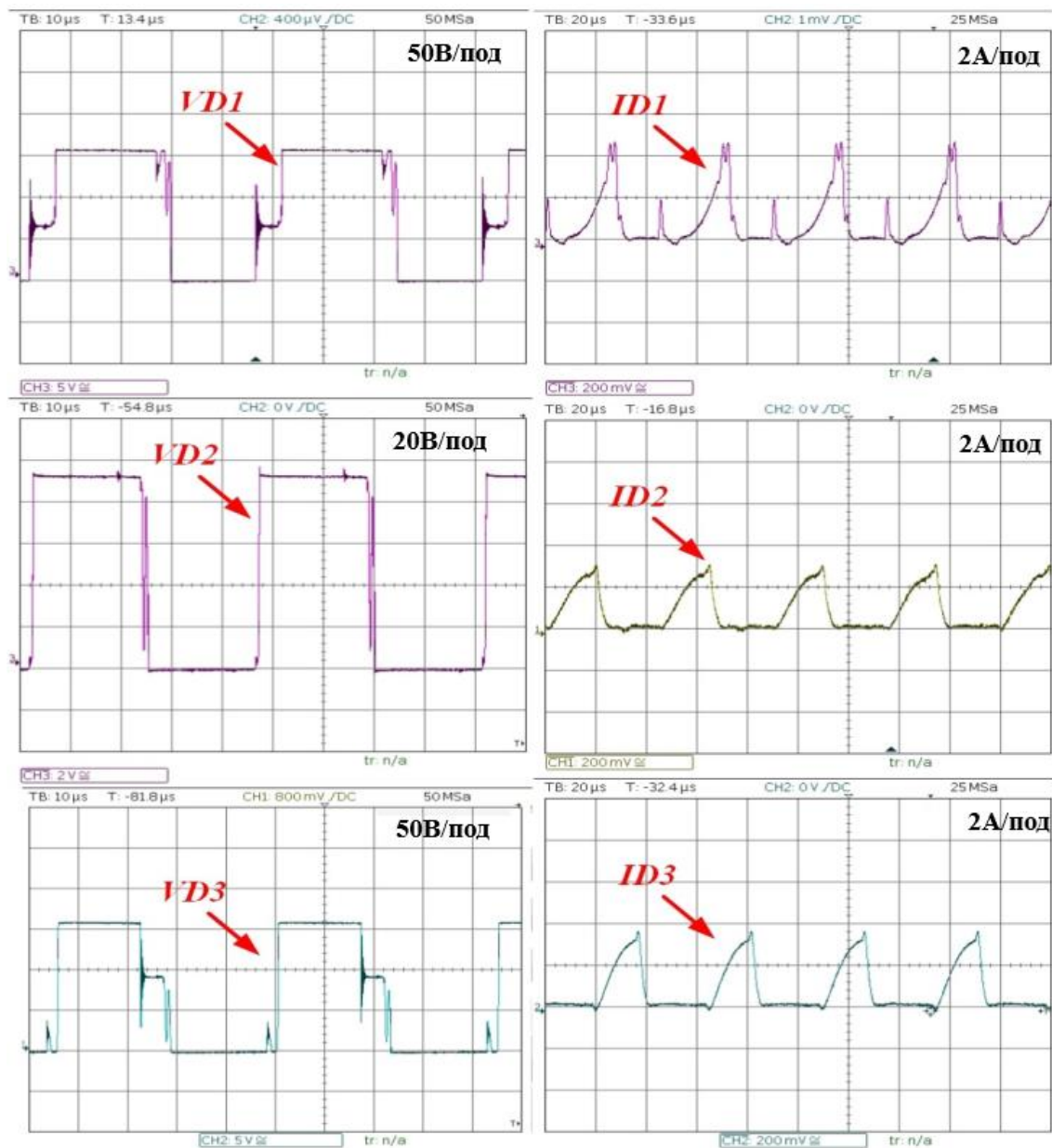


Рисунок 3.11 – Напруги та струми діодів 1, 2 та 3

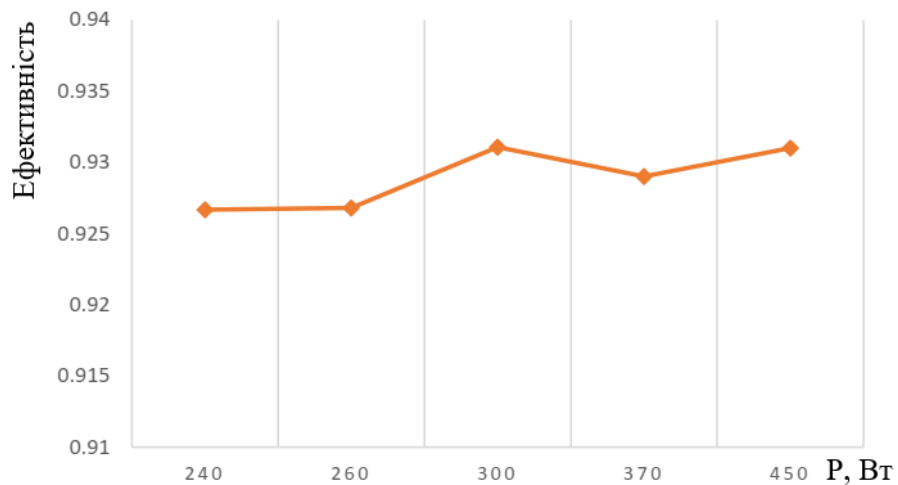


Рисунок 3.12 – Ефективність перетворювача при 37 В на вході та різних точках навантаження

Втрати для різних частин перетворювача були розраховані на основі вимірюваних струмів і паспортних параметрів. Були виконані розрахунки втрат потужності

Розподіл втрат потужності представлений на рис. 3.13 і показує, як розподіляються втрати в перетворювачі. Трансформатори зібрані вручну в лабораторії з витих парних магнітопроводів для зменшення скін-ефекту та ефекту близькості. Однак, навіть якщо опір постійному струму можна виміряти, ефективний опір проводів не може бути точно визначений при цій частоті комутації, і тому всі втрати трансформаторів об'єднані в іншій секції. Значення паразитних параметрів враховуються для фактичної температури і струму під час розрахунку втрат.

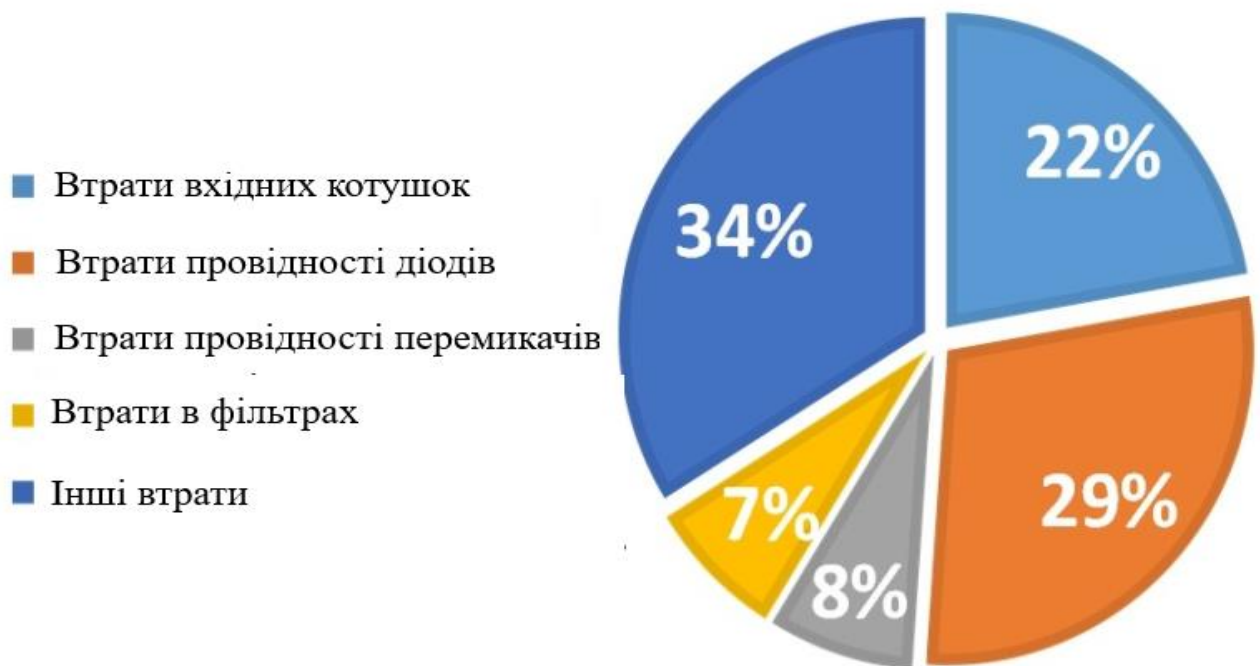


Рисунок 3.13 – Розподіл втрат потужності запропонованого перетворювача

Наступною процедурою є тестування перетворювача з інвертором і фільтром як частини повної системи. Напівмостовий інвертор встановлюється в друковану плату. Інвертор інтегрується в плату шляхом додавання всього двох MOSFET-транзисторів. Фільтр для отримання синусоїдальної форми змінного струму може бути L- фільтром, LC-фільтром або LCL-фільтром. Найпростішим фільтром буде L-фільтр. Однак L- фільтр послаблює гармоніки на дуже високих

частотах, але спричиняє велике падіння напруги. Фільтр потребує конденсатора для підтримання напруги і подальшого зменшення гармонік. Тому були досліджені LC-фільтри. Видно, що LC-фільтри більш схильні до коливань навантаження та пускових струмів. LCL-фільтр видається найкращим для загасання та коливань навантаження. Повну схему можна побачити на рис.3.14.

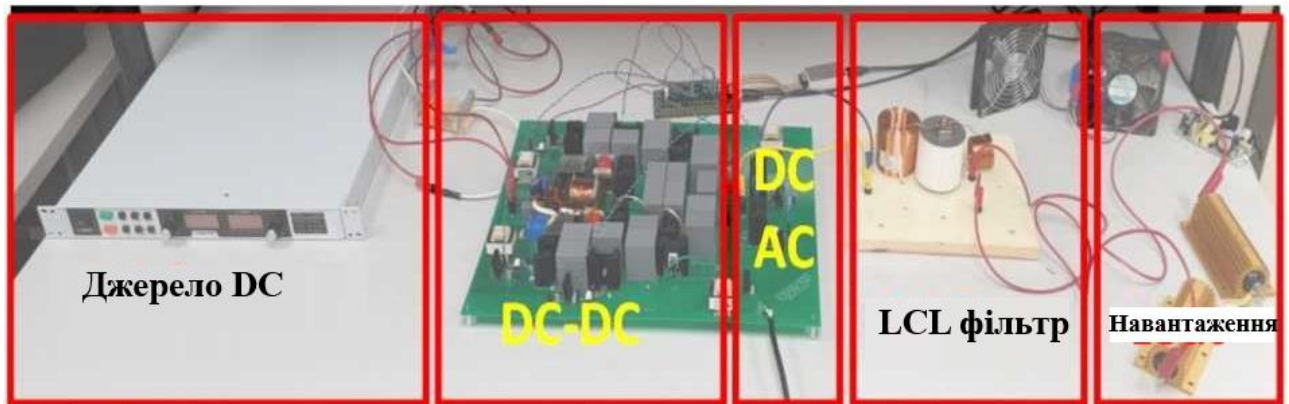


Рисунок 3.14– Повну схему досліджуваної системи.

Вихідна напруга і струм спостерігалися при різних рівнях навантаження. Перша осцилограма показує ШІМ-вихід напівмостового інвертора з вхідним струмом індуктивності LCL-фільтра:

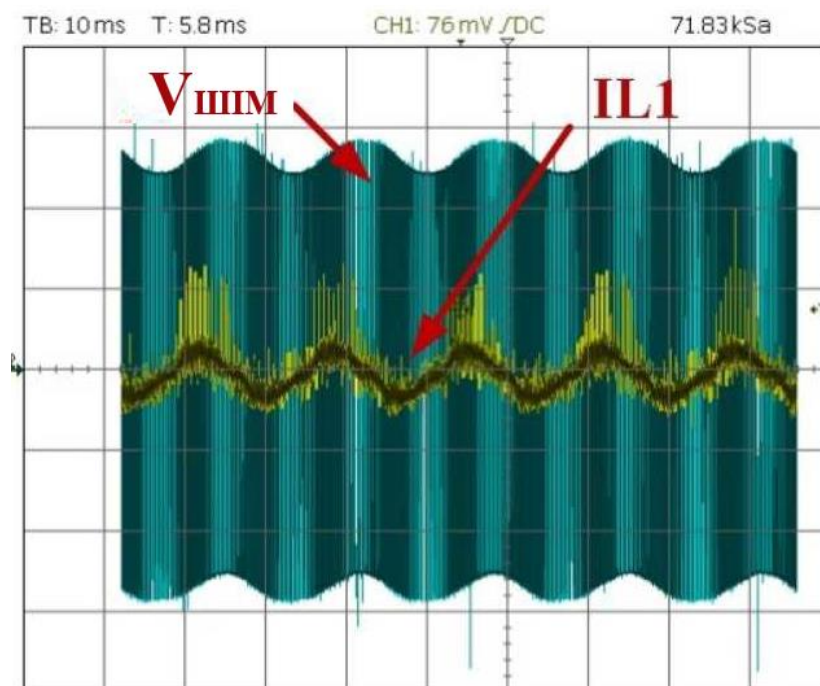


Рисунок 3.15 – Осцилограми вихідної напруга ШІМ інвертора та вхідного струму фільтра.

Цей вихід ШІМ потім подається на LCL-фільтр для отримання змінної напруги і струму при 100 В постійного струму та індексом модуляції 0,75 при навантаженні 300 Ом, як показано на рис. 3.16.

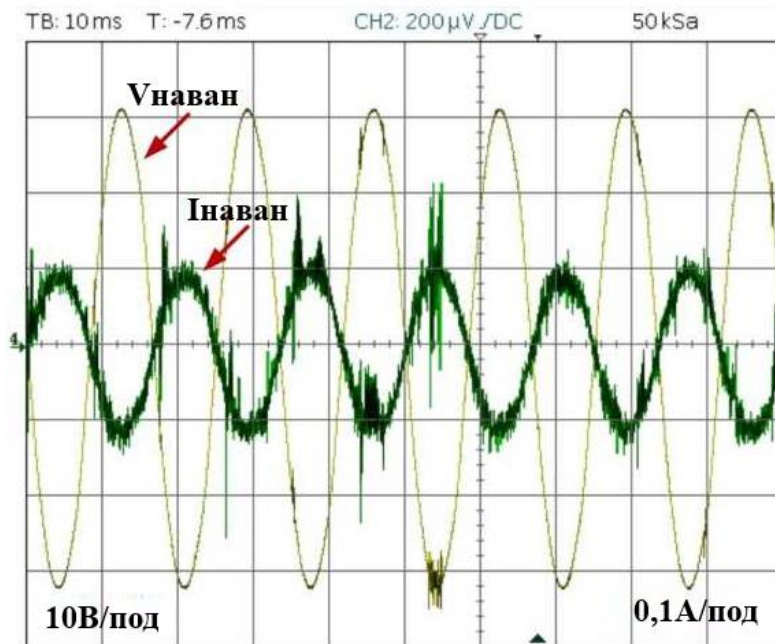


Рисунок 3.16 – Осцилограми напруги та струму навантаження при 100 В постійного струму та індексі модуляції 0,75 і навантаженні 300 Ом

Друга форма сигналу була виміряна при 200 В постійного струму та індексі модуляції 0,75 при навантаженні 300 Ом:

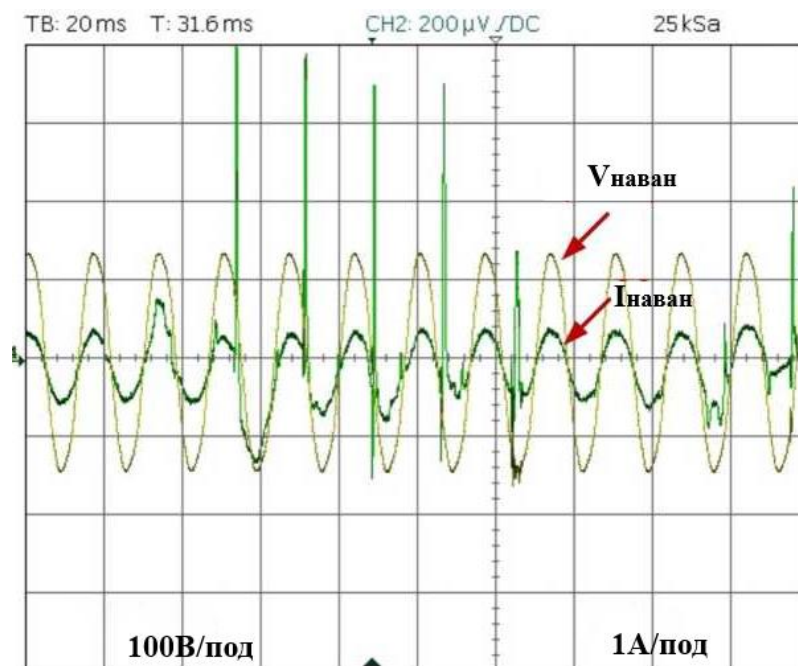


Рисунок 3.17 – Осцилограми напруги та струму навантаження при 200 В постійного струму, індексі модуляції 0,75 та навантаженні 300 Ом.

3.3 Висновки до розділу

У цьому розділі було розроблено DC-DC перетворювач фотоелектричної системи призначеної для електропостачання побутових споживачів. Описано та проаналізовано принцип побудови. Детально розглянуто дизайн та методи керування. Проведено експерименти для дослідження певних параметрів продуктивності системи. Показано, що дві вхідні котушки індуктивності ділять струм порівну і ефективно зменшують пульсації вхідного джерела. З додаванням конденсаторів на вході, в поєднанні з чергуванням, джерело може досягти нульової пульсації. Даний перетворювач підтримує ККД близько 93% навіть при половинному навантаженні.

Проведено експерименти та тестування перетворювача з інвертором і фільтром як частини повної системи. З отриманих результатів видно, що інвертор працює належним чином з розробленим DC-DC перетворювачем, а фільтр виробляє чисту синусоїдальну змінну напругу. Для зменшення пульсацій потрібні більші ємності конденсаторів, щоб зменшити амплітуду пульсацій. Однак вони все одно будуть існувати, оскільки передача енергії від конденсаторів відбувається на частоті 120 Гц

4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

4.1. Охорона праці

4.1.1 Заходи безпеки при обслуговуванні електроустановок

При дослідженні систем живлення електроустановки трансформаторних підстанцій оглядаються без зняття з них напруги, на віддалі від струмоведучих частин. Дефекти виявляються візуально – оглядом і на слух. Право одноособового огляду електроустановки має черговий із кваліфікаційною групою не нижче III або адміністративно-технічний працівник, що має V групу в установках напругою вище 1000 В і IV групу в електроустановках напругою нижче 1000 В.

При оглядах діючих електроустановок не можна проходити за огороження, знімати їх і входити в камери розподільних пристроїв, що не мають бар'єрів. При необхідності дозволяється працівникові з кваліфікаційною групою не нижче IV увійти за огороження, але за умови, що струмоведучі частини недоступні, тобто нижні фланці ізоляторів знаходяться від сталі на відстані більше 2 м, а необгороджені струмоведучі частини - на відстані більше 2,75 м при напрузі 35 кВ і 3,5 м при напрузі 110 кВ.

При менших відстанях входити за огороження можна тільки в присутності другої особи, що має кваліфікаційну групу не нижче III, і за умови, що струмоведучі частини знаходяться на відстані зазначеному в табл. 4.1.

Таблиця 4.1 – Допустимі відстані від місця проведення робіт до струмоведучих частин у залежності від їх напруги

Номинальна напруга електроустановки, кВ	Допустима відстань, м
до 15	0,7
від 15 до 35	1,0
від 35 до 110	1,5
154	2
220	2,5
330	3,5
400 і 500	4,5

Вимкнення і зміни в електричних схемах РЕМ здійснюються тільки за розпорядженням або з відома чергового персоналу, у керуванні або підпорядкуванні якого знаходиться устаткування. При пожежах, нещасних випадках або при стихійних лихах негайно потрібно вимикати електроустаткування без узгодження, з послідуєчим записом у оперативному журналі.

Розпорядження вважається виконаним після того, як черговий повідомить особисто або телефоном черговому диспетчерові енергосистеми мереженого району, черговому інженерові, тобто особі, що дала розпорядження. Керуватися показами приладів та повідомленнями осіб не оперативного персоналу про виконання розпорядження не можна.

Особа, що віддає розпорядження про переключення, обов'язково перевіряє послідовність операцій за оперативною схемою. Черговий, який отримав розпорядження, зобов'язаний повторити його і записати в оперативний журнал.

За оперативною схемою або макетові цей черговий намічає порядок операції. Якщо переключення виконують дві особи, то перша особа є старшою, роз'ясняє другій (виконавцю) завдання і послідовність його виконання.

В електроустановках напругою вище 1000 В, не обладнаних повністю блокованими від неправильних операцій роз'єднувачів, складні переключення проводяться за бланками. В бланку переключень виконується запис усіх операцій про увімкнення і вимкнення електрообладнання точно у тій послідовності, у якій ці операції повинні виконуватись.

Прості переключення на одному електричному приєднанні і переключення в електроустановках повністю обладнаних блокуванням роз'єднувачів від неправильної операції, можуть виконуватися без бланків.

Бкола переключень заповнює і підписує черговий який є безпосереднім виконавцем. Старший черговий контролюючий виконання операцій, перевіряє бланк і також його підписує. Старший черговий зачитує зміст операції виконавець повторює прочитане і приступає до виконання. Старший контролює дії виконавця і відразу відзначає в бланку виконання операції. При сумніві в

правильності операцій робота припиняється до в'яснення правильного порядку переключень. Якщо черговий робить переключення одноосібно, то він зачитує послідовність операцій вказаних у бланку телефоном старшому черговому який віддав розпорядження. Цей черговий є контролюючою особою.

Дозвіл на переключення виконавець зобов'язаний одержати телефоном безпосередньо перед їх виконанням. Приєднання вмикають або вимикають з допомогою вимикачів.

Якщо роз'єднувач має ручний привід, то операції з ним виконують в діелектричних рукавицях з ізолюваною основою. Вимикати і вмикати потрібно швидко, рішуче і до упора. Увімкнення і вимкнення роз'єднувачів виконується, як правило без навантаження. Роз'єднувачами допускається розмикати струми замикання на землю і зарядні струми повітряних і кабельних ліній не вище наведених в табл. 4.2.

Таблиця 4.2 – Залежність струму замикання на землю і зарядного струму від напруги

Напруга, kV	Струм замикання на землю, A	Зарядний струм на фазу, A
3 – 6	7,5	2,5
10 – 20	3,0	1,0
35	1,5	0,5

Дозволяється вимикати навантажувальний струм лінії до $I \leq 15 A$ при напрузі $U \leq 10 kV$.

Роз'єднувачі необхідно вмикати ривком. Якщо при цьому виникає дуга, то ножі необхідно довести до кінця. У протилежному випадку зворотний хід ножа викличе виникнення дуги й нещасний випадок. Вимикати роз'єднувачі треба, навпаки, повільно, особливо в початковий момент. Якщо з'явиться дуга при відході ножів від губок, то роз'єднувач необхідно увімкнути назад.

Роз'єднувачі відключають (включають) у діелектричних рукавицях. Роз'єднувачі з пофазним керуванням і з вертикальним розташуванням – у

діелектричних рукавицях, з використанням ізолюючих штанг і стоячи на ізолюючій підставці. Старшим може бути черговий, що має не меншу ніж IV кваліфікаційну групу. Прості перемикання на одному електричному приєднанні дозволяється виконувати оперативному персоналу, що має не нижче ніж IV кваліфікаційну групу, одноосібно.

Перевіряти відсутність напруги, накладати й знімати переносні заземлення дозволяється не менш ніж двом виконавцям.

В установках напругою до 1000 В апаратуру перемикає один працівник, що має III кваліфікаційну групу, якщо він черговий, IV кваліфікаційну групу, якщо він не є черговим.

Персонал, що виконує перемикання, повинен твердо знати, що у випадку зникнення напруги воно може бути подане знову без попередження як в умовах нормальної експлуатації, так і при аваріях.

4.2. Безпека в надзвичайних ситуаціях

4.2.1 Захист електротехнічних систем та електронної апаратури від пошкоджень, які викликані електромагнітним імпульсом ядерного вибуху

Створення напівпровідникових приладів, а потім і інтегральних схем, особливо пристроїв цифрової техніки на їх основі, і широке впровадження засобів в радіоелектронну військову апаратуру примусили військових фахівців з іншого оцінити загрозу ЕМІ. З 1970 року питання захисту зброї і військової техніки від ЕМІ стали розглядатися міністерством оборони США як що мають вищу пріоритетність.

Механізм генерації ЕМІ полягає в наступному. При ядерному вибуху виникають гамма і рентгенівське випромінювання і утвориться потік нейтронів. Гамма-випромінювання, взаємодіючи з молекулами атмосферних газів, вибиває з них так звані комптонівські електрони. Якщо вибух здійснюється на висоті 20-40 км., То ці електрони захоплюються магнітним полем Землі і, обертаючись відносно силових ліній цього поля створюють струми, що генерують ЕМІ. При цьому поля ЕМІ когерентно підсумовуються у напрямі до земної поверхні,

тобто магнітне поле Землі виконує роль, подібну фазованою антеною грат. В результаті цього різко збільшується напруженість поля, а отже, і амплітуда ЕМІ в районах південніше і на північ від епіцентру вибуху. Тривалість даного процесу з моменту вибуху від 1 - 3 до 100 *нс*.

На наступній стадії, що триває приблизно від 1 *мкс* до 1 *з*, ЕМІ створюється комптонівськими електронами, вибитими з молекул багато разів відображеним гамма-випромінюванням і за рахунок непружного зіткнення цих електронів з потоком що випускаються при вибуху нейтронів. Інтенсивність ЕМІ при цьому виявляється приблизно на три порядки нижче, ніж на першій стадії.

На кінцевій стадії, що займає період часу після вибуху від 1 *з* до декількох хвилин, ЕМІ генерується магнітогідродинамічним ефектом, породжуваним збуреннями магнітного поля Землі струмопровідних вогняною кулею вибуху. Інтенсивність ЕМІ на цій стадії вельми мала і становить декілька десятків вольт на кілометр.

Найбільшу небезпеку для радіоелектронних засобів представляє перша стадія генерування ЕМІ, на якій відповідно до закону електромагнітної індукції через надзвичайно швидкого наростання амплітуди імпульсу (максимум досягається на 3 - 5 *нс* після вибуху) наведеної напруга може досягати десятків кіловольт на метр на рівні земної поверхні, плавно знижуючись в міру віддалення від епіцентру вибуху.

Амплітуда напруги, що наводяться ЕМІ в провідниках, пропорційна довжині провідника, що перебуває в його полі, і залежить від його орієнтації щодо вектора напруженості електричного поля.

Так, напруженість поля ЕМІ в високовольтних лініях електропередачі може досягати 50 *кВ/м*, що призведе до появи в них струмів силою до 12 *тис.А*.

ЕМІ генеруються і при інших видах ядерних вибухів - повітряному і наземному. Теоретично встановлено, що в цих випадках його інтенсивність залежить від ступеня асиметричності просторових параметрів вибуху. Тому повітряний вибух з точки зору генерації ЕМІ найменш ефективний. ЕМІ

наземного вибуху буде мати високу інтенсивність, проте вона швидко зменшується в міру віддалення від епіцентру.

Ідеальною захистом від ЕМВ стало б повне укриття приміщення, в якому розміщена радіоелектронна апаратура, металевий екран.

Разом з тим ясно, що практично забезпечити такий захист у ряді випадків неможливо, тому що для роботи апаратури часто потрібно забезпечити її електричну зв'язок із зовнішніми пристроями. Тому використовуються менш надійні засоби захисту, такі, як струмопровідні мережі або плівкові покриття для вікон, стільникові металеві конструкції для повітрозабірників і вентиляційних отворів і контактні пружинні прокладки, які розміщуються по периметру дверей і люків.

Більш складною технічною проблемою вважається захист від проникнення ЕМІ в апаратуру через різні кабельні вводи. Радикальним вирішенням цієї проблеми міг би стати перехід від електричних мереж зв'язку до практично не схильним до дії ЕМІ волоконно-оптичних. Однак заміна напівпровідникових приладів у всьому спектрі виконуваних ними функцій електронно-оптичними пристроями можливо тільки у віддаленому майбутньому. Тому в даний час засобів захисту кабельних вводів найбільш широко використовуються фільтри, в тому числі волоконні, а також іскрові розрядники, металлоокисні варистори і високошвидкісні зенеревські діоди.

Найбільш раціональним підходом до проектування засобів захисту від ЕМІ кабельних вводів є створення таких роз'ємів, в конструкції яких передбачені спеціальні заходи, що забезпечують формування елементів фільтрів і встановлення вбудованих зенеревських діодів. Подібне рішення сприяє отриманню дуже малих значень ємності та індуктивності, що необхідно для забезпечення захисту від імпульсів, які мають незначну тривалість і, отже, потужну високочастотну складову. Використання роз'ємів подібної конструкції дозволить вирішити проблему обмеженою масо-габаритних характеристик пристрою захисту.

Складність вирішення завдання захисту від ЕМІ і висока вартість розроблених для цих цілей коштів і методів змушують піти на перших парах по

шляху їх вибіркового застосування в особливо важливих системах зброї і військової техніки. Першими цілеспрямованими роботами в цьому напрямку були програми захисту від ЕМІ стратегічної зброї. Такий самий шлях обраний і для захисту мають велику протяжність систем керування та зв'язку. Проте основним методом вирішення даної проблеми зарубіжні фахівці вважають створений так званих розподілених мереж зв'язку (типу "Гвен"), перші елементи яких вже розгорнуто на континентальній частині США.

Сучасний стан проблеми ЕМІ можна оцінити таким чином. Досить добре досліджені теоретично і підтверджено експериментально механізми генерації ЕМІ і параметри його вражаючої дії. Розроблено стандарти захищеності апаратури і відомі ефективні засоби захисту. Однак для досягнення достатньої впевненості в надійності захисту систем і засобів від ЕМІ необхідно провести випробування за допомогою імітатора. Що стосується повномасштабних випробувань систем зв'язку та керування, то це завдання навряд чи буде вирішена в доступному для огляду майбутньому.

Потужний ЕМІ можна створити не тільки в результаті ядерного вибуху.

Сучасні досягнення в області неядерних генераторів ЕМІ дозволяють зробити їх достатньо компактними для використання з звичайними і високоточними засобами доставки.

В даний час у деяких західних країнах ведуться роботи по генерації імпульсів електромагнітного випромінювання магнітодинамічними пристроями, а також високовольтними розрядами. Тому питання захищеності від впливу ЕМІ будуть залишатися в центрі уваги фахівців при будь-якому результаті переговорів про ядерне роззброєння.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

З проведених досліджень можна зробити наступні висновки.

Для спрощення конструкції і зменшення номінального розміру компонентів запропонованого перетворювача, було використано трансформатор з коефіцієнтом трансформації 1:1. що усунуло потребу в різних рівнях ізоляції та усунуло потребу в різних обмотках, а також спростило компонування обмоток трансформатора. Також наведено розрахункові рівняння і порівняння перетворювача з іншими роботами з точки зору коефіцієнта підсилення напруги і напруги перемикання.

Проведено тестування контура зворотного зв'язку в безперервному часовому моделюванні за допомогою програмного забезпечення PSIM. З отриманих осцилограм видно, що напруга була стабілізована на рівні 380 вольт. Коефіцієнта заповнення, що генерується контролером зменшився з 0,413 до 0,36, щоб стабілізувати вихідну напругу на потрібному рівні. Було проведено тест, у введенні змінного навантаження.. Струми зросли з 5 до 7,5 А після збільшення навантаження з 450 Ом до 1000 Ом

Описано та проаналізовано принцип побудови DC-DC перетворювач. Детально розглянуто дизайн та методи керування. Проведено експерименти для дослідження певних параметрів продуктивності розроблено DC-DC перетворювач фотоелектричної системи призначеної для електропостачання побутових споживачів. Показано, що дві вхідні котушки індуктивності ділять струм порівну і ефективно зменшують пульсації вхідного джерела. Даний перетворювач підтримує ККД близько 93% навіть при половинному навантаженні.

Проведено експерименти та тестування перетворювача з інвертором і фільтром як частини повної системи. З отриманих результатів видно, що інвертор працює належним чином з розробленим DC-DC перетворювачем, а фільтр виробляє чисту синусоїдальну змінну напругу. Для зменшення пульсацій потрібні більші ємності конденсаторів, щоб зменшити амплітуду пульсацій. Однак вони все одно будуть існувати, оскільки передача енергії від конденсаторів відбувається на частоті 120 Гц

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. H. Bai and C. Mi, "Eliminate Reactive Power and Increase System Efficiency of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC–DC Converters Using Novel Dual-Phase-Shift Control," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 6, pp. 2905-2914, Nov. 2008.
2. J. C. Mayo-Maldonado, R. Salas-Cabrera, J. C. Rosas-Caro, J. De Leon-Morales and E. N. Salas-Cabrera, "Modelling and control of a DC-DC multilevel boost converter," in *IET Power Electronics*, vol. 4, no. 6, pp. 693-700, July 2011.
3. H. Liu, H. Hu, H. Wu, Y. Xing and I. Batarseh, "Overview of High-Step-Up Coupled Inductor Boost Converters," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 2, pp. 689-704, June 2016
4. Andriychuk, V., & Filyuk, Y. (2017). RESEARCH OF ENERGY POTENTIAL OF SOLAR RADIATION IN TERNOPIL. *Scientific Journal of the Ternopil National Technical University*, (1), 85.
5. Andreychuk, V., & Filyuk, Y. (2017). Analysis of the energy potential of solar light of the western region of ukraine with the account of climatic conditions. *EUREKA: Physics and Engineering*, (4), 25-32.
6. Андрійчук, В. А., & Філюк, Я. О. (2017). Дослідження енергетичного потенціалу сонячного випромінювання в Тернополі. *Вісник Тернопільського національного технічного університету*, 85(1), 95-100.
7. Коваль, В. П., Оробчук, Б., Осадца, Я., & Костик, Л. (2022). Автоматизована вимірювальна установка для дослідження електричних характеристик фотоелектричних модулів. *Вісник Хмельницького національного університету*, (5), 168-173.
8. Філюк, Я. О., Андрійчук, В. А., Лисий, А. М., & Кваковський, Д. І. (2022). Системи керування автономною фотоелектричною установкою для віддалених споживачів. *Матеріали XI Міжнародної науково-практичної конференції молодих учених та студентів „Актуальні задачі сучасних технологій“*, 97-97.
9. Філюк, Я. О. (2019). Світлотехнічні установки з автономним живленням (Doctoral dissertation, Тернопільський національний технічний

університет ім. Івана Пулюя).

10. Андрійчук, В. А., & Філюк, Я. О. (2018, January). Системи автономного живлення зовнішнього освітлення населених пунктів на території України. In VI Міжнародна науково-технічна конференція „Світлотехніка й електроенергетика: історія, проблеми, перспективи “ (pp. 13-14). ФОП Паляниця ВА.

11. Filyuk, Y., & Andriychuk, V. ВИКОРИСТАННЯ ДАНИХ МЕТЕОСЛУЖБ ДЛЯ ОЦІНКИ ЕНЕРГЕТИЧНОГО ПОТЕНЦІАЛУ СОНЯЧНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ. Теоретичні та прикладні аспекти радіотехніки і приладобудування. Матеріали III Всеукраїнської науково-технічної конференції, 8-9 червня 2017 року: збірник тез доповідей.—Тернопіль: ФОП Паляниця ВА, 2017.—244 с., 233.

12. Колівошко, А. М., Соловко, Д. Ю., & Філюк, Я. О. (2023). Електрична мережа з розподіленими відновлювальними джерелами енергії. Матеріали XII Міжнародної науково-практичної конференції молодих учених та студентів „Актуальні задачі сучасних технологій “, 262-262.

13. Коваль В.П. Методичні вказівки до виконання кваліфікаційної роботи магістра для здобувачів другого рівня вищої освіти за ОПП Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка/ В.П. Коваль, М.Г. Тарасенко, О.А. Буняк, Л.Т. Мовчан – Тернопіль: ТНТУ, 2024. – 51 с.

14. Стручок В.С. Безпека в надзвичайних ситуаціях. Методичний посібник для здобувачів освітнього ступеня «магістр» всіх спеціальностей денної та заочної (дистанційної) форм навчання / В.С.Стручок. — Тернопіль: ФОП Паляниця В. А., 2022. — 156 с.