

СХІДНОУКРАЇНСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
імені ВОЛОДИМИРА ДАЛЯ
(м. Київ)

Факультет Інформаційних технологій та електроніки
(повне найменування факультету)

Кафедра Електронних апаратів
(повна назва кафедри)

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА
до дипломної роботи

освітньо-кваліфікаційного рівня магістр
(бакалавр, спеціаліст, магістр)

спеціальності 171 – Електроніка
(шифр і назва спеціальності)

на тему DC-DC конвертер для волоконно-оптичних систем зв'язку

Виконав: студент групи Ел-22дм

Нурдигін О.П.
(прізвище, та ініціали) _____
(підпис)

Керівник Паєранд Ю.Е.
(прізвище та ініціали) _____
(підпис)

Завідувач кафедри Паєранд Ю.Е.
(прізвище та ініціали) _____
(підпис)

Рецензент Самойлова Ж.Г.
(прізвище та ініціали) _____
(підпис)

Київ - 2023

СХІДНОУКРАЇНСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
імені ВОЛОДИМИРА ДАЛЯ
(м. Київ)

Факультет Інформаційних технологій та електроніки
Кафедра Електронних апаратів
Освітньо-кваліфікаційний рівень магістр
(бакалавр, спеціаліст, магістр)
Спеціальність 171 – Електроніка
(шифр і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ЕА

Ю.Е. Паєранд
“ ” 2023 року

З А В Д А Н Н Я

НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Нурдигіну Олександр Петровичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи DC-DC конвертер для волоконно-оптичних систем зв'язку
керівник проекту (роботи) Паєранд Юрій Едуардович, к.т.н., професор
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)
затверджені наказом вищого навчального закладу від _____
2. Строк подання студентом проекту (роботи) 20.11.2023
3. Вихідні дані до роботи матеріали переддипломної практики

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

- 1) Аналітичний огляд
- 2) Проектування DC-DC конвертера струму
- 3) Результати моделювання та їх аналіз
- 4) Висновки

5. Дата видачі завдання 01.09.2023

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Загальний розгляд питань і завдань	01.08.23 - 05.08.23	
2	Огляд силових електронних перетворювачів	06.08.23 - 16.08.23	
3	Порівняння топологій перетворювачів напруги і струму	17.08.23 - 25.08.23	
4	Розрахунок параметрів перетворювача	26.08.23 - 16.09.23	
5	Моделювання з використанням ідеальних компонентів	17.09.23 - 30.09.23	
6	Моделювання з використанням реальних компонентів	01.10.23 - 14.09.23	
7	Аналіз результатів моделювання	15.10.23 - 24.10.23	
8	Висновки	25.10.23 - 31.10.23	
9	Оформлення пояснювальної записки	01.11.23 - 19.11.23	
10	Передача роботи на перевірку та рецензування	20.11.23 - 25.11.23	

Студент Нурдигін О.П.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник проекту (роботи) Паєранд Ю.Е.
(підпис) (прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: 74 сторінки, 50 рисунків, 7 таблиць, 16 посилань.

Тема кваліфікаційної роботи: DC-DC конвертер для волоконно-оптичних систем зв'язку.

Об'єкт дослідження: DC-DC конвертер з живленням за струмом.

Мета роботи: дослідження і проектування DC-DC перетворювача для живлення ретрансляторів.

В процесі роботи проведені аналітичний огляд, виконані розрахунки DC-DC конвертера з живленням за струмом і його компонентів, проведено моделювання з використанням ідеальних і реальних компонентів за допомогою програми LTspice.

В результаті роботи підтверджена концепція запропонованого DC-DC конвертера з живленням за струмом та показана його ефективність.

Робота виконана за період навчання в магістратурі з 01 жовтня 2022 року по 31 грудня 2023 року на кафедрі «Електронні апарати» (завідувач кафедри, професор, канд. техн. наук Ю.Е. Паеранд).

DC-DC КОНВЕРТЕР, СТРУМ, ВОЛЗ, РЕТРАНСЛЯТОР, LTSPICE

ЗМІСТ

Вступ.....	6
Розділ 1. АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД.....	8
1.1 Особливості живлення підводних волоконно-оптичних систем зв'язку.....	8
1.2 Огляд силових електронних перетворювачів.....	13
1.3 Порівняння DC-DC перетворювачів з живленням за напругою і струмом.....	16
1.4 Приклад топології DC-DC перетворювача з живленням за напругою.....	19
1.5 Приклад топології DC-DC перетворювача з живленням за струмом.....	20
1.6 Висновки за розділом	22
Розділ 2. ПРОЕКТУВАННЯ DC-DC КОНВЕРТЕРА З ЖИВЛЕННЯМ ЗА СТРУМОМ.....	23
2.1 Електричні характеристики.....	23
2.2 Фізичні характеристики.....	24
2.3 Аналіз усталеного режиму роботи DC-DC перетворювача струму.....	26
2.3.1 Стан 1. Перемикачі S_1 та S_2 увімкнено, S_3 та S_4 вимкнено.....	27
2.3.2 Стан 2. Перемикачі S_1 та S_2 вимкнено, S_3 та S_4 увімкнено.....	28
2.3.3 Стан 3. Усі перемикачі ввімкнено.....	28
2.4 Взаємозв'язок між робочим циклом, коефіцієнтом трансформації та вхідним струмом.....	33
2.5 Розрахунок параметрів перемикачів.....	36
2.6 Розрахунок параметрів випрямляючих діодів.....	39
2.7 Характеристики вихідних конденсаторів.....	41
2.8 Висновки за розділом.....	46
Розділ 3. РЕЗУЛЬТАТИ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ЇХ АНАЛІЗ.....	47
3.1 Моделювання з використанням ідеальних компонентів	47
3.2 Моделювання з використанням реальних компонентів.....	58
3.3 Порівняння результатів моделювання.....	67
3.4 Висновки за розділом	69
ВИСНОВКИ	71
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	73

ВСТУП

Волоконно-оптичні системи зв'язку давно стали основою сучасних телекомунікаційних мереж, серед всього іншого саме вони забезпечують роботу мережі Інтернет. Незамінними для функціонування Інтернету є підводні волоконно-оптичні лінії зв'язку (ВОЛЗ), які з'єднують мережеве обладнання на різних континентах і віддалених островах, адже швидкості і низькі затримки, які вони забезпечують, дозволяють проектувати підмережі Інтернету надвисокої складності.

Підводні ВОЛЗ в довжину мають тисячі кілометрів, тому для забезпечення їх роботи використовуються регенератори (ретранслятори) оптичних сигналів, адже їх загасання не дозволяє побудувати лінію такої довжини без використання ретрансляторів. Окрім регенерації сигналу ретранслятори використовуються як вмістилище для різноманітних датчиків, таких як сенсори тиску і температури та датчики визначення параметрів оптичних сигналів. Все це потребує електричного живлення, яке можна забезпечити лише з використанням конвертерів (перетворювачів), адже на лініях такої протяжності неможлива передача електричного сигналу у формі, яка може використовуватись обладнанням ретрансляторів.

Оскільки використання підводних ВОЛЗ є масовим і темпи їх будівництва лише зростатимуть у майбутньому, актуальним є питання створення ефективних перетворювачів електричних сигналів для живлення ретрансляторів та датчиків ВОЛЗ.

У цій кваліфікаційній роботі представлено перевірку концепції DC-DC конвертера для живлення ретрансляторів і датчиків, які використовуються в підводних системах зв'язку.

Запропонований перетворювач знижує вхідний струм від 0,9 А до 0,625 А, зберігаючи вихідну напругу 24 В і вихідну потужність 15 Вт. Ці значення обрані з огляду на стандартні електричні параметри підводних ВОЛЗ та вимоги до живлення їх ретрансляторів [1]. Також проведено повний стаціонарний аналіз і детально описано модель запропонованого перетворювача. Імітаційне моделювання й оцінка

продуктивності моделі перетворювача проведені за допомогою програмного забезпечення LTspice.

Модель перетворювача є конкурентною і з незначними модифікаціями готова до масового виробництва.

Розділ 1

АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД

1.1 Особливості живлення підводних волоконно-оптичних систем зв'язку

Від початку часів комунікація була однією з найбільш важливих частин людської природи. Те, що спочатку починалося як обмін інформацією за допомогою мови, тепер перетворилося на безліч методів комунікації. Завдяки наявності різноманітних комунікаційних систем можна знаходити та збирати інформацію швидше, ніж будь-коли раніше. Комунікаційну систему можна визначити як метод, за допомогою якого інформація від джерела (передавача) передається до місця призначення (одержувача) через канал (середовище поширення) [1]. Однією з основних подій в еволюції систем зв'язку було винайдення електричного телеграфу. Винахід телеграфу вперше показав, що електронний пристрій може успішно передавати текстові повідомлення швидше, ніж фізичний транспорт, який спочатку був найпоширенішим способом обміну інформацією. Відтоді комунікаційні системи значно розширилися з появою телефону, фонографа, радіо, телебачення, Інтернету. Суспільство значною мірою залежить від різних комунікаційних систем, починаючи від телефонії й закінчуючи збором даних за допомогою супутників, розташованих за тисячі кілометрів над землею.

Однією з інновацій у розвитку систем зв'язку стало створення оптичних волокон і волоконно-оптичних систем зв'язку. Оптичне волокно - це волокно з гнучкого скла або пластику, яке може передавати світло з одного кінця в інший з мінімальною втратою сили. Оптичні волокна можна з'єднувати разом для створення волоконно-оптичних кабелів. Оптичні волокна також використовуються як датчики, як пристрої для передачі електроенергії, а найчастіше - як частина волоконно-оптичних систем зв'язку [2]. Волоконно-оптичні системи зв'язку передають інформацію з одного місця в інше, передаючи імпульси інфрачервоного світла через оптичне волокно. Інфрачервоне світло є несучою хвилею, яка модулюється для передачі інформації. З моменту свого виникнення, волоконна оптика стала швидко

поширюватись і зайняла місце основного засобу зв'язку. Серед поширених застосувань волоконної оптики – забезпечення функціонування систем мобільної та бездротової телефонії, Інтернету, кабельного телебачення, комп'ютерних мереж, систем спостереження і безпеки, промислового управління, світлофорів, зв'язку і управління інженерними мережами та багато іншого [2].

Волоконно-оптичні системи зв'язку широко використовуються сьогодні, оскільки вони можуть передавати голос, відео і телеметричні дані з високою пропускнуою здатністю на великі відстані, і в цих випадках їм надається перевага перед електричними кабелями. Ще одне дуже поширене застосування волоконно-оптичних технологій можна знайти в підводних системах зв'язку, які разом утворюють лінії зв'язку між континентами або іншими суходолами [1].

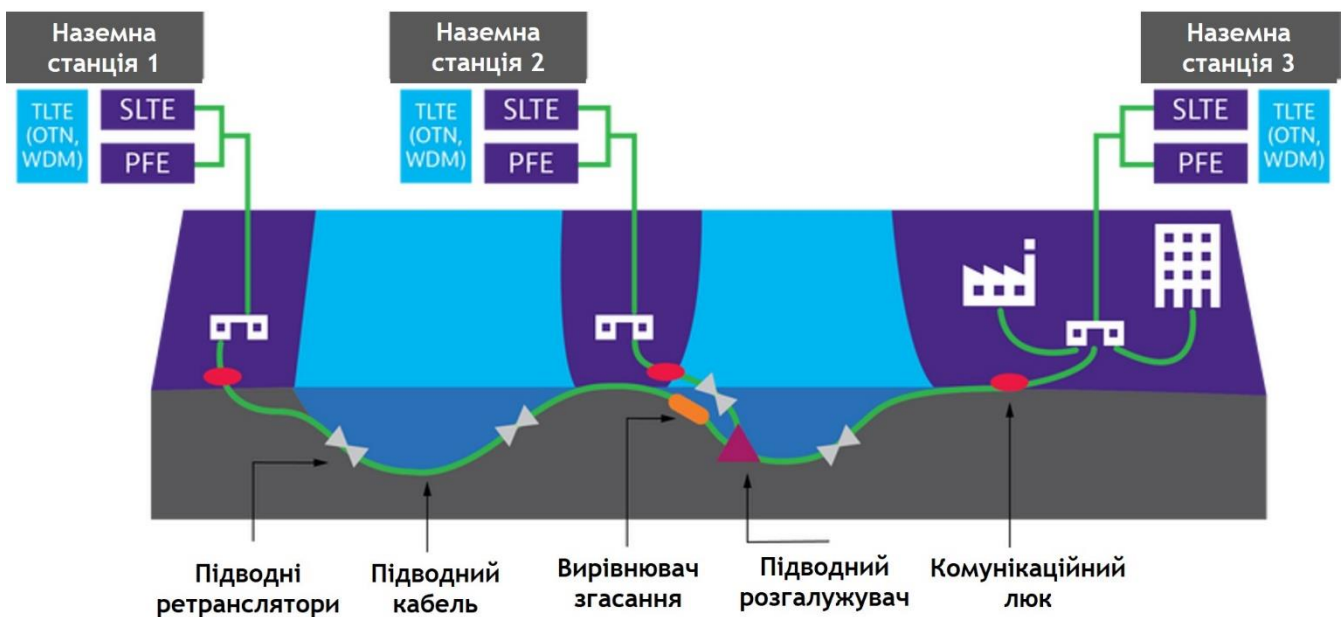


Рисунок 1 - Стандартна підводна кабельна система [3]

Підводні волоконно-оптичні системи складаються з кількох основних компонентів, як показано на рис. 1. Одним з основних компонентів є підводний волоконно-оптичний кабель. Він складається з певної кількості волокон, які покриті шарами металу і композитних матеріалів для захисту. Розмір кабелю залежить від глибини морського дна, де він прокладається, як показано на рис. 2.

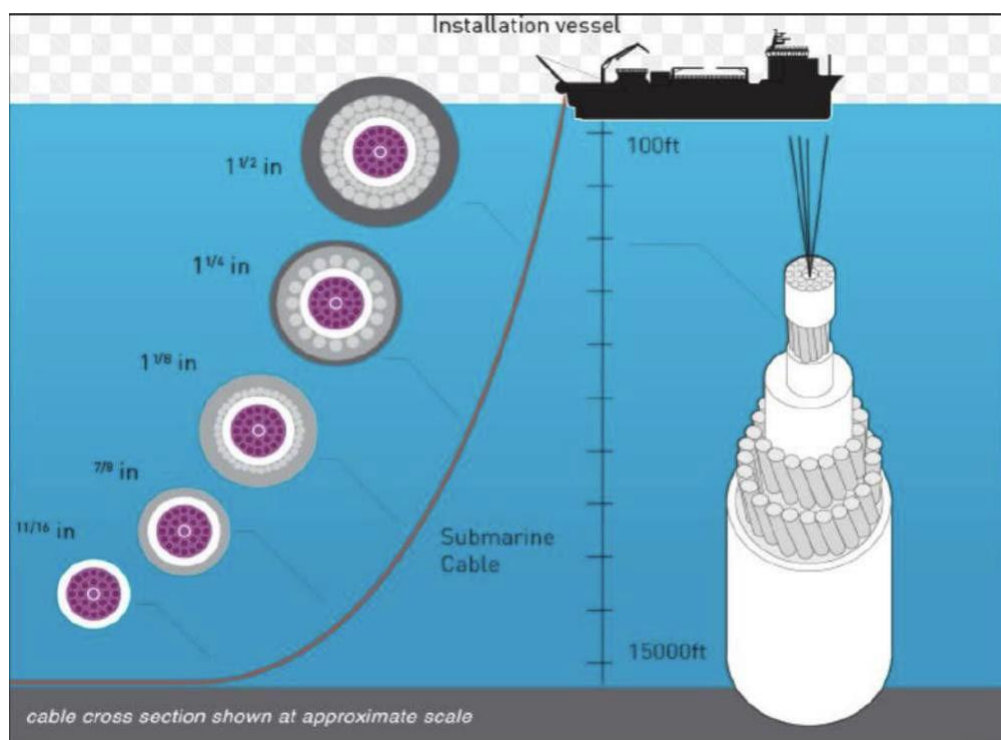


Рисунок 2 – Розміри підводних волоконно-оптичних кабелів залежно від глибини океану [4]

Також цими кабелями проходить струму, який виробляється обладнанням для подачі електроенергії (PFE). PFE розміщуються на кінцевих станціях на суходолі і подають електроенергію для роботи оптичних регенераторів, які є складовою частиною підводних волоконно-оптичних систем зв'язку. Деякі з основних вимог до PFE включають високу надійність, щоб уникнути переривання роботи активної лінії зв'язку, забезпечення стабільної подачі струму, функцій захисту, щоб уникнути перевантаження по струму, високої ефективності перетворення від первинного джерела до вихідної потужності, а також гарантування захисту осіб, які виконують технічне обслуговування, через небезпечну високу напругу, що генерується PFE обладнанням [5]. Точка виходу кабелю на берег - це місце, де кабель переходить з моря на суходіл і закінчується на кінцевій станції, де кабель під'єднується до наземної мережі [6].

Важливим аспектом системи є ретранслятори (регенератори). Ретранслятори використовуються в системі зв'язку для регенерації інфрачервоної світлової хвилі. Вони є невід'ємною частиною системи, оскільки оптичні сигнали можуть

поширюватися лише на відстані 100-400 км [6]. На рис. 3 показано, що ці ретранслятори розміщені в капсулах для захисту електронних компонентів всередині і розташовані через кожні 50-100 км в межах лінії зв'язку. Ретранслятор складається з циліндричного герметичного корпусу, зазвичай діаметром 300-360 мм і довжиною від 600 до 1200 мм, який містить внутрішні компоненти, муфти і обмежувачі вигину [7].

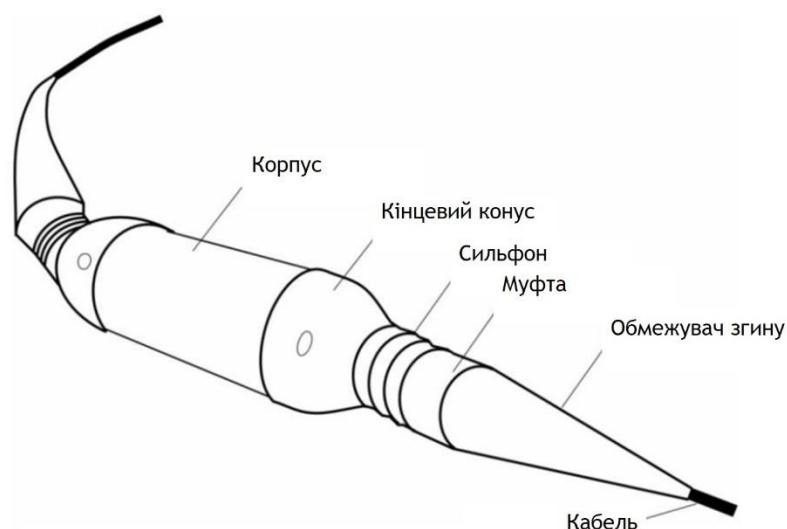


Рисунок 3 - Типова конструкція підводного телекомунікаційного ретранслятора [7]

Підводні волоконно-оптичні системи зв'язку також використовують датчики для збору даних про систему зв'язку та її оточення. Дані з цих датчиків також можуть бути використані для надання інформації про зміни клімату і навіть мають потенціал для забезпечення раннього попередження про землетруси та цунамі [7]. Деякі з найбільш використовуваних датчиків включають сенсори температури і тиску.

Існує два основних методи розміщення датчиків у системі. Перший полягає в інтеграції датчиків у корпус ретранслятора. Цей метод є зручним, оскільки всі компоненти системи будуть розміщені в одному місці. У цьому випадку корпус ретранслятора повинен бути достатньо великим, щоб вмістити датчики та будь-які інші компоненти, необхідні для їх роботи. Але при використанні цього метода більш ймовірним є перегрівання, тому використання радіаторів і компонентів з високими температурними характеристиками в конструкції є дуже важливим [7].

Другий варіант - використання зовнішнього корпусу поряд з ретранслятором, де розміщуються датчики. Перевага цього методу полягає в тому, що датчик температури знаходиться подалі від тепла, що розсіюється ретранслятором. Недоліком цього методу є те, що він потребує додаткових силових провідників та оптичних волокон для з'єднання корпусу ретранслятора з корпусом датчика. На рис. 4 та 5 показано способи монтажу датчиків всередині ретранслятора та всередині зовнішнього блоку відповідно.

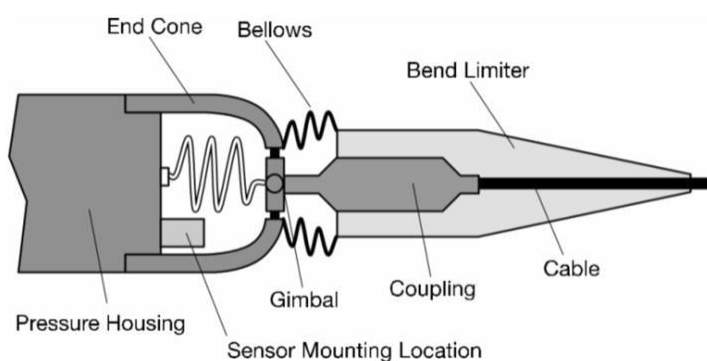


Рисунок 4 - Приклад монтажу датчика всередині ретранслятора [7]

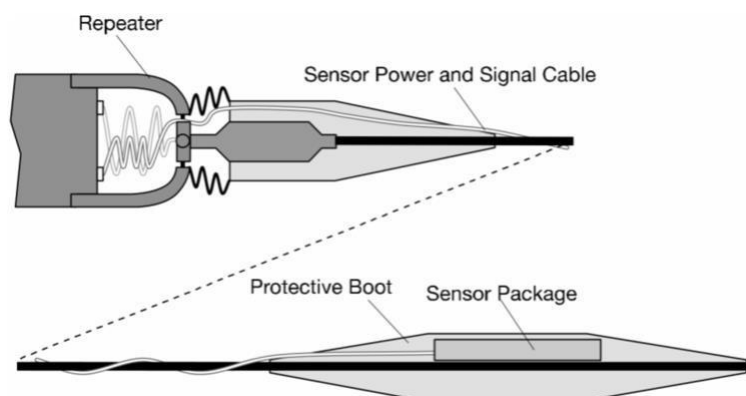


Рисунок 5 - Приклад монтажу датчиків всередині зовнішнього блоку [7]

Для використання датчиків і живлення самого ретранслятора у підводній капсулі потрібне джерело живлення постійного струму для живлення системи. Це джерело живлення повинно бути здатним перетворювати велику напругу і струм, які проходять через систему зв'язку, на більш керовані величини. Без цього процесу перетворення датчики й ретранслятор функціонувати не можуть. Для успішного досягнення цієї мети при збереженні ефективності системи використання силової

електроніки стає необхідним. Силу електроніку можна визначити як науку про ефективну обробку потоку електричної енергії шляхом керування напівпровідниковими пристроями для задоволення потреб споживачів або вимог користувача [8].

1.2 Огляд силових електронних перетворювачів

Силова електроніка дозволяє користувачеві контролювати напругу і струм в системі, перетворюючи їх в форму, яка відповідає вимогам навантаження або користувача. Чотири основні категорії силових електронних перетворювачів складаються з AC-DC, AC-AC, DC-AC та DC-DC конвертерів. Силкові електронні системи використовуються в широкому діапазоні застосувань, оскільки більшість перетворень електричної енергії сьогодні здійснюється за допомогою силової електроніки. Це робить розвиток силової електроніки та інновації в цій галузі необхідними для прогресу в цій сфері. Одними з важливих факторів, пов'язаних з проектуванням систем силової електроніки, є ефективність і надійність. Ефективність визначається як відношення середньої вихідної потужності до середньої вхідної потужності, причому вищі значення ефективності вказують на те, що мінімальна потужність втрачається в системі у вигляді тепла або інших втрат. Надійність пристрою визначає, чи буде він продовжувати працювати належним чином в умовах, які не є оптимальними, що впливає на термін служби пристрою.

Ефективність системи є важливим фактором, оскільки вона безпосередньо пов'язана з енергоспоживанням системи; таким чином, вона впливає на експлуатаційні витрати системи. Ефективність також має вирішальне значення, коли мінімізація фізичного розміру системи є пріоритетом. Ефективність системи визначається тим, що в ній відбувається дуже мала втрата енергії, що в подальшому передбачає використання невеликих компонентів або уникнення використання системи охолодження, яка збільшує вартість системи в цілому. Що стосується надійності, то в залежності від застосування системи та середовища, в якому вона використовується, велика кількість різноманітних факторів може поставити під

загрозу безпечну роботу компонентів. Ці фактори можуть серйозно вплинути на надійність системи, що може призвести до потенційно небезпечних ситуацій для кінцевих користувачів. Деякі приклади таких факторів включають високі температури, тиск, температурні цикли, вібрації, електромагнітні перешкоди та радіацію [9].

Присутність цих факторів може вплинути на безпечну роботу багатьох чутливих компонентів в електричних системах, які можуть включати електронні пристрої, конденсатори, котушки індуктивності, контролери та різноманітні датчики. Як наслідок, кожен компонент, обраний для системи, повинен бути здатним протистояти будь-якому з потенційних стресорів, з якими він може зіткнутися.

Як згадувалося раніше, один з типів силових електронних перетворювачів відомий як DC-DC перетворювач. DC-DC перетворювачі використовуються, коли первинне джерело постійного струму має забезпечувати живлення декількох різних компонентів, які потребують постійного струму, значення якого відмінне від джерела. Вихідна напруга і струм DC-DC перетворювача можуть бути вищими, нижчими або рівними вхідним значенням, залежно від того, яка схема або топологія використовується. Перемикальні DC-DC перетворювачі використовують у своїй роботі твердотільні перемикачі і забезпечують живлення, тимчасово накопичуючи вхідну енергію, а потім вивільняючи її на виході при іншій напрузі або струмі. Наприклад, коли один зі складових перемикачів системи закритий, джерело забезпечує живлення навантаження, одночасно заряджаючи компоненти накопичувача енергії. Коли перемикач розмикається, джерело від'єднується від навантаження, в результаті чого накопичувач енергії розряджається і подає живлення на навантаження [10]. Контролер зворотного зв'язку також може бути доданий до перетворювача, щоб мінімізувати похибку між опорним значенням і фактичним вихідним значенням. В результаті, чергуючи стани і використовуючи контролер зі зворотним зв'язком, DC-DC перетворювач може ефективно передавати енергію і забезпечувати постійну вихідну напругу і струм.

Для визначення продуктивності DC-DC перетворювача можна провести вимірювання ККД, пульсацій напруги, лінійного регулювання, регулювання

навантаження за допомогою моделювання та експериментального тестування [8]. Лінійне регулювання розраховується для визначення того, як зміна вхідної напруги може вплинути на вихідну напругу перетворювача. Лінійне регулювання (ΔV_{out}) розраховується за допомогою рівняння 1, в якому $V_{out(max)}$, $V_{out(nominal)}$ і $V_{out(min)}$ - це середні вихідні напруги, виміряні при повному навантаженні, коли на систему подається максимальна, номінальна і мінімальна вхідна напруга, відповідно.

$$\Delta V_{out} = \frac{V_{out(max)} - V_{out(min)}}{V_{out(nominal)}} \quad (1)$$

Регулювання навантаження ($\Delta V_{out(10\%)}$) визначає, як зміна навантаження (вихідного струму) ланцюга може вплинути на вихідну напругу перетворювача. Регулювання навантаження розраховується за допомогою рівняння 2, в якому $V_{out(10\%)}$ і $V_{out(90\%)}$ визначаються як середні вихідні напруги, виміряні при 10% навантаженні і 90% навантаженні відповідно.

$$\Delta V_{out(10\%)} = \frac{V_{out(10\%)} - V_{out(90\%)}}{V_{out(90\%)}} \quad (2)$$

Повертаючись до двох методів монтажу волоконно-оптичних датчиків, згаданих раніше, у випадку волоконно-оптичних датчиків, розміщених у капсулах підводних ретрансляторів, величина напруги, що подається на датчики, повинна бути значно знижена. У підводних системах зв'язку для передачі даних по довгих лініях волоконно-оптичного кабелю від джерела живлення подається висока напруга (1000-5000В). Якби ця напруга була негайно подана на датчики, вони б вийшли з ладу, оскільки ці компоненти не розраховані на роботу з надзвичайно високою напругою. Існує щонайменше два типи DC-DC перетворювачів, які можуть бути використані для вирішення цієї проблеми: топології з живленням за напругою та топології з живленням за струмом. Топології з живленням за напругою живляться напругою на вході, тоді як топології з живленням за струмом живляться струмом на вході.

1.3 Порівняння DC-DC перетворювачів з живленням за напругою та струмом

Основна відмінність між топологіями живлення за напругою і струмом полягає в способі накопичення енергії. Перетворювачі постійного струму з живленням за напругою використовують ємнісні методи накопичення, тоді як перетворювачі з живленням за струмом використовують індуктивні методи накопичення в своїй конструкції. Перетворювачі з живленням за напругою є більш поширеною топологією, що робить її найбільш інтуїтивно зрозумілим вибором для проектування. Однак, коли в системі є кілька навантажень, кожне з яких вимагає різної потужності та напруги, це може бути не найідеальнішим методом. Передача потужності на великі відстані також може створити технічні проблеми для топології з живленням за напругою. У випадку системи підводних ретрансляторів, якщо є кілька підводних ретрансляторів, з'єднаних послідовно і розташованих на значній відстані один від одного, то кожен ретранслятор матиме різну вхідну напругу. Залежно від того, наскільки сильно змінюється ця напруга, кожен керований напругою DC-DC перетворювач на кожному ретрансляторі потенційно може потребувати редизайну для обробки вхідної напруги. Оскільки струм не змінюється залежно від кількості послідовно з'єднаних модулів ретрансляторів, а також від відстані між ними та джерелом живлення, використання DC-DC перетворювачів з живленням за струмом є оптимальнішим й вхідний струм стає більш стабільною величиною в порівнянні з вхідною напругою. На рис. 6 і 7 наведено приклади спрощених схем обох перетворювачів.

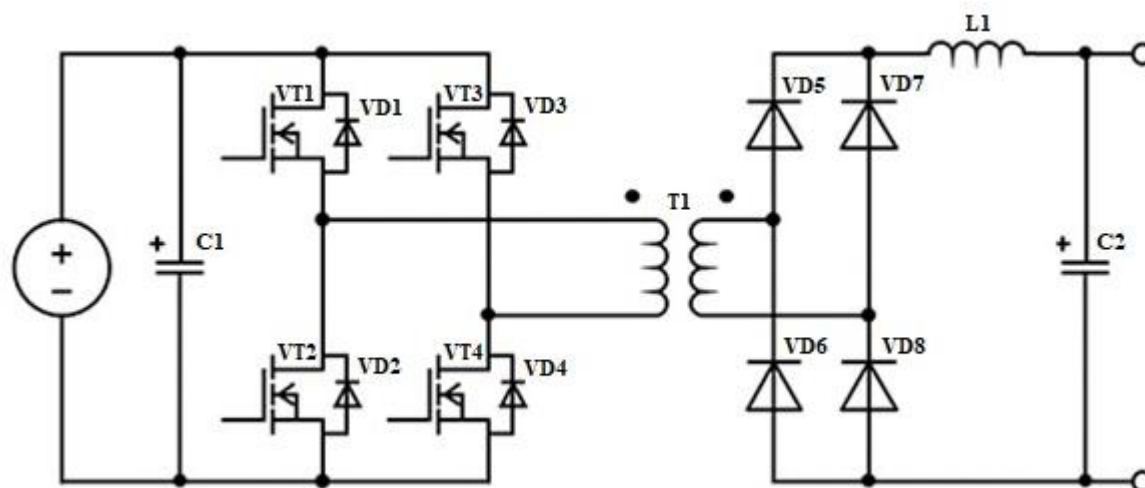


Рисунок 6 - Приклад DC-DC перетворювача з живленням за напругою [11]

Спрощена схема перетворювача з живленням за напругою показана на рис. 6. Перетворювач складається з H-моста, силового трансформатора T1 і вихідних випрямляючих діодів D5 - D8 [11]. Прикладами джерел вхідної напруги можуть бути акумуляторна батарея, джерело постійного струму або випрямлена мережа змінного струму. Конденсатор C1 потрібен для забезпечення низького імпедансу шини на високих частотах. Котушка індуктивності L1 і конденсатор C2 утворюють фільтр низьких частот, який видаляє компоненти змінного струму на виході. Якщо транзистори Q1 і Q2 або Q3 і Q4 увімкнені одночасно, струм в них швидко зростає, що призводить до виходу з ладу за мікросекунди. Як і при стандартній широтно-імпульсній модуляції (ШІМ), Q1 і Q4 працюють протягом напівциклу, а Q2 і Q3 - протягом іншого напівциклу, збуджуючи трансформатор T1 однаковою мірою під час їх чергування [11].

Усреднюючи випрямлену напругу на вторинній стороні трансформатора, виробляється вихідна напруга постійного струму, яка пропорційна періоду провідності H-моста.

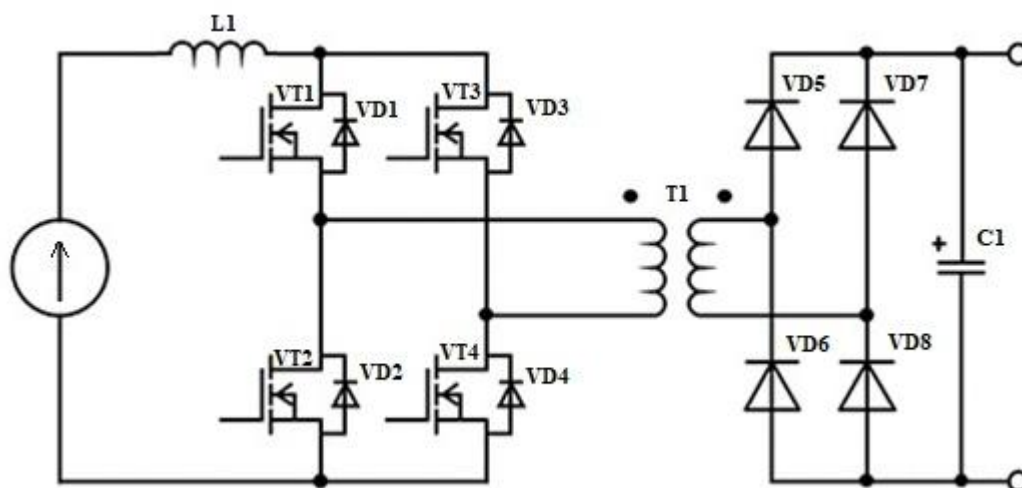


Рисунок 7 - Приклад стандартного DC-DC перетворювача з живленням за струмом [11]

Як показано на рис. 7, стандартний перетворювач з живленням за струмом складається з H-моста, силового трансформатора і вихідних випрямляючих діодів. Котушка індуктивності $L1$ необхідна для забезпечення високого імпедансу шини на високих частотах. На відміну від перетворювача напруги, вихідний фільтр складається з одного компонента - конденсатора $C1$. Для функціонування перетворювача необхідно, щоб транзистори $Q1 - Q4$ модулювалися ШІМ, але в цьому випадку ніколи не дозволяється, щоб $Q1$ і $Q3$ або $Q2$ і $Q4$ одночасно перебували в неспровідному стані. Це обмеження забезпечує, що вхідний опір H-моста є завжди скінченним, інакше джерело струму створювало б руйнівну високу напругу [11]. Усереднюючи випрямлений струм на вторинній стороні трансформатора, вихідний постійний струм пропорційний періоду провідності H-моста. На трансформатор не впливають коливання напруги увімкненого стану й різний час наростання та спаду напруги. У DC-DC перетворювачів струму однією з проблем є насичення осердя, якому можна запобігти, якщо значення ампер-витків збудження знаходяться в допустимих межах, навіть для постійного струму [11]. Порівняння DC-DC перетворювачів з живленням за напругою та струмом вказує на те, що залежно від типу застосування варто розглянути обидва типи перетворювачів і визначити, який з них може забезпечити найкращі результати для кінцевого користувача.

1.4 Приклад топології DC-DC перетворювача з живленням за напругою

Один з прикладів понижувального DC-DC перетворювача з живленням за напругою для волоконно-оптичних датчиків представлено в роботі [10]. Перетворювач знижує вхідну напругу 5000-6000 В до вихідної 24 В, яка живить вхід датчиків, розташованих у капсулі підводного ретранслятора. Завершена система складається з двох каскадів, де перший каскад є нерегульованим конденсаторним перетворювачем, який знижує вихідну напругу до діапазону значень, відповідного для обраного другого каскаду [10]. Другий каскад - це топологія регульованого зворотного перетворювача, який регулює кінцевий вихід до бажаних 24 В. Каскад 1 використовує топологію експоненціального перемикаючого конденсатора (ESC) четвертого порядку, оскільки він забезпечує високий коефіцієнт перетворення 1/16 і може підтримувати ефективність, коли регулювання напруги не є необхідним. З іншого боку, каскад 2 використовує топологію перетворювача зі зворотним зв'язком для ефективного зниження напруги від першого каскаду до бажаного значення 24 В [10]. На рис. 8 показано схему запропонованого понижувального DC-DC перетворювача з живленням за напругою. Конструкція була змодельована в LTspice і показала ефективність приблизно 74,95% при тестуванні за номінальної вхідної напруги та повного навантаження. За тих самих умов вихідна напруга перетворювача має пульсації 1,525%, а коефіцієнт регулювання лінії та навантаження - 0,0457% та 0,183% відповідно [7]. Результати цієї статті показують, що запропонована конструкція змогла задовольнити більшість вимог системи, лише з дещо нижчим ніж бажано ККД.

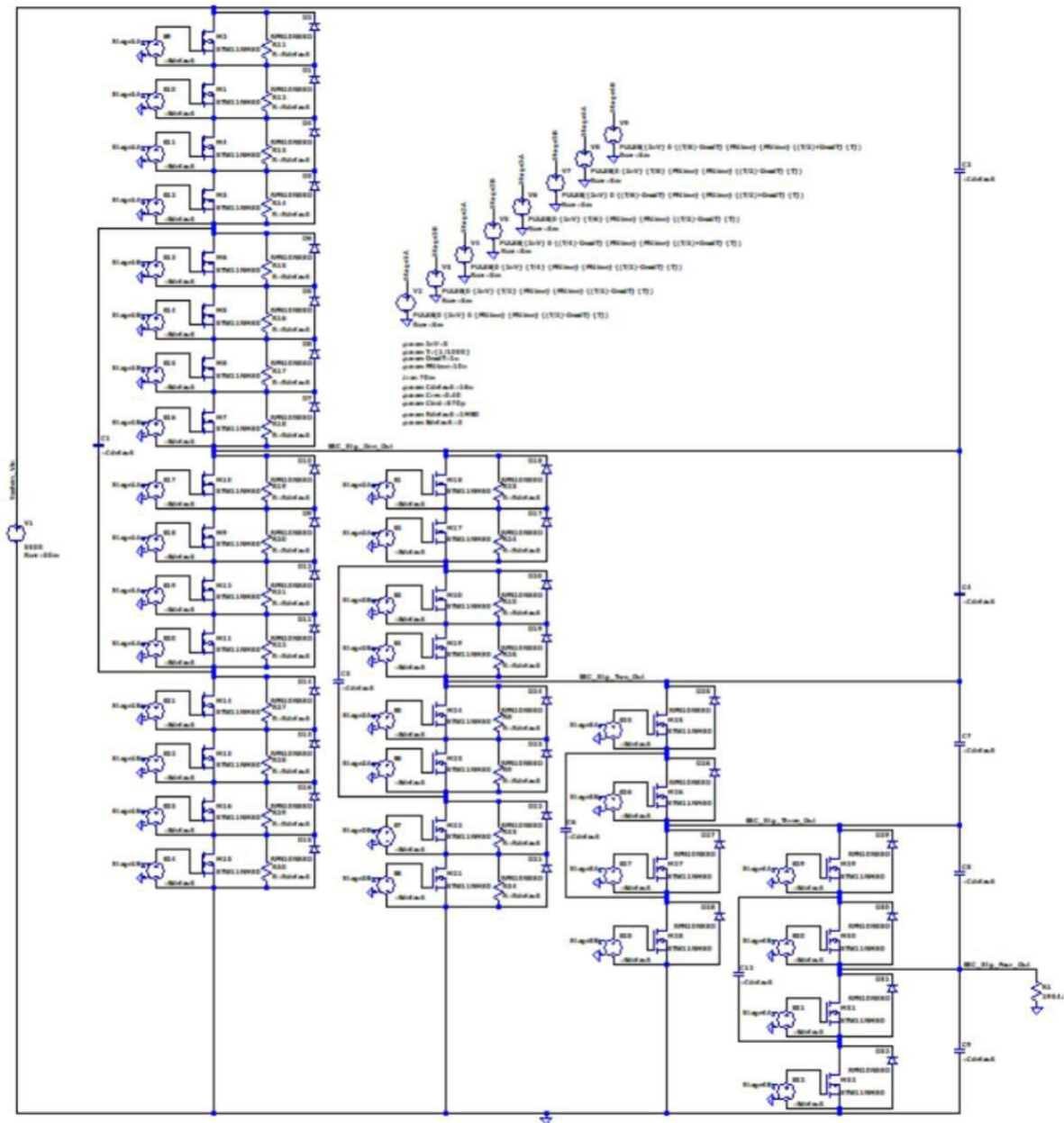


Рисунок 8 - Імітаційна модель каскаду 1 з використанням топології 4-го порядку ESC, LTspice [10]

1.5 Приклад топології DC-DC перетворювача з живленням за струмом

Один з прикладів DC-DC перетворювачів з живленням за струмом, розроблений для пониження напруги, був представлений в роботі [12]. У цій статті запропоновано та змодельовано в програмному забезпеченні EMTDC/PSCAD перетворювач струму для використання у фотоелектричних системах.

Фотоелектричні системи потребують силових електронних перетворювачів,

оскільки вони діють як інтерфейс між вхідними джерелами і навантаженням для отримання бажаних вихідних сигналів. У цій топології досягається нульове перемикання струму пристроїв на первинній стороні і нульове перемикання напруги на вторинній стороні [12]. Це мінімізує втрати на комутацію, а також напругу і струм на силових електронних пристроях.

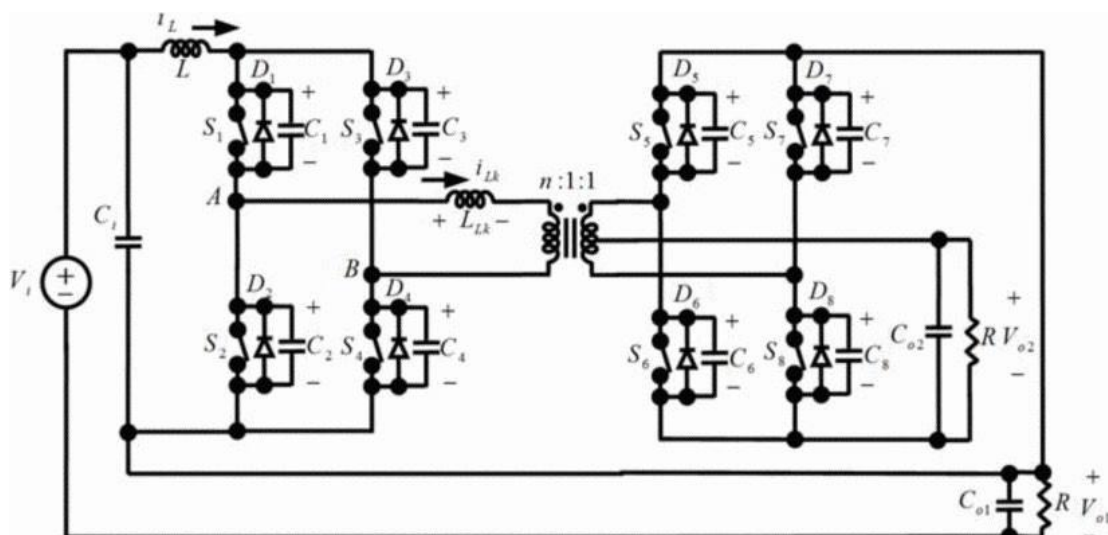


Рисунок 9 - Двохвихідний понижувальний повномостовий DC-DC перетворювач струму з плавним перемиканням [12]

У схемі (рис. 9) перетворювача струму діоди D1-D8 є внутрішніми діодами перемикачів S1-S8, а конденсатори C1-C8 представляють собою їх паразитні конденсатори. Робочий цикл перемикачів S1-S4 повинен бути більше 50%, тоді як робочий цикл перемикачів S5-S8 повинен бути менше 50% [12]. Вхідна котушка індуктивності L зменшує пульсації вхідного струму. Індуктивність витоку, L_{LK} , і паралельно включені з транзисторами паразитні конденсатори забезпечують плавне перемикання. У цій конструкції C_{01} і C_{02} є вихідними фільтруючими конденсаторами, а подвійні виходи в даній конструкції забезпечуються за допомогою триобмоткового трансформатора на вторинній обмотці. У такій топології після ввімкнення пари перемикачів S1 і S4 на стороні первинної обмотки, а також S6 і S7 на стороні вторинної обмотки, інші пари (S2 і S3) й (S5 і S8) відключені [12]. В результаті струм ключів на первинній стороні досягає нуля і ємність комутуваного пристрою починає заряджатися.

Моделювання конструкції виконано після завершення аналізу восьми режимів роботи схеми. Розрахунки коефіцієнта підсилення напруги для обох виходів, а також рівняння для визначення розмірів котушок індуктивності, які будуть використані в конструкції, визначені за допомогою аналізу схеми. У симуляції робочий цикл, що використовується на первинній стороні, становив 0,67 при співвідношенні витків трансформатора 8:1:1. При вхідній напрузі 48 В ця конструкція змогла знизити напругу до 15,5 В на виході V_{01} і 7,54 В на V_{02} , що дуже близько до розрахункових значень 13,76 В і 6,89 В відповідно.

Аналіз DC-DC перетворювачів з живленням за напругою та струмом веде до мети цієї роботи, яка спрямована на проектування, дослідження та аналіз DC-DC перетворювача для живлення ретрансляторів та підводних датчиків що містяться в їх капсулах і працюють з низьким рівнем постійного струму.

1.6 Висновки за розділом

Проаналізовано особливості живлення підводних ВОЛЗ, існуючі типи силових перетворювачів електроенергії і ті з них, які можуть використовуватися для живлення ретрансляторів підводних ВОЛЗ та їх датчиків. Проведено порівняння DC-DC перетворювачів з живленням за напругою і струмом, наведено їх приклади. Обґрунтовано доцільність використання саме DC-DC перетворювачів з живленням за струмом для живлення ретрансляторів підводних ВОЛЗ та їх датчиків.

Розділ 2

ПРОЕКТУВАННЯ DC-DC КОНВЕРТЕРА З ЖИВЛЕННЯМ ЗА СТРУМОМ

2.1 Електричні характеристики

Як було зазначено раніше, метою цієї кваліфікаційної роботи є проектування, дослідження та аналіз DC-DC перетворювача з живленням за струмом для живлення підводних ретрансляторів і датчиків. Перетворювач буде отримувати максимальну вхідну напругу 1500 В і постійний струм 0,9 А з допуском $\pm 5\%$. Потім перетворювач повинен перетворити цю напругу у вихідну 24 В з допуском $\pm 2\%$ забезпечити постійний струм 0,625 А. Це означає номінальну вихідну потужність 15 Вт для роботи ретранслятора і датчиків, розміщених в його капсулі. Оскільки це перетворювач з живленням за струмом, величина вхідного струму в системі надзвичайно важлива, оскільки вона визначає ключові фактори в конструкції перетворювача, а також номінальну потужність джерела живлення PFE. Рис. 10 ілюструє загальний принцип запропонованого DC-DC перетворювача з живленням за струмом.

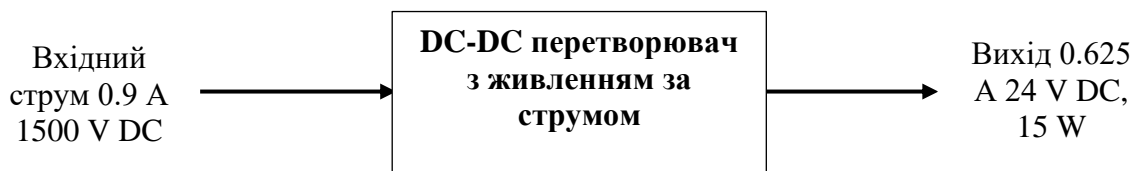


Рисунок 10 – Загальна блок-схема DC-DC перетворювача з живленням за струмом

DC-DC перетворювач з живленням за струмом також повинен мати контролер зворотного зв'язку. Цей контролер зворотного зв'язку розміщується в системі, щоб допомогти підтримувати вихідну напругу на постійному значенні 24 В постійного струму, якщо відбувається раптова зміна вхідного струму або напруги, а також вихідного струму. Додавання контролера зворотного зв'язку показано на рис. 11.

Для мінімізації тепловиділення в перетворювачі, його ККД повинен бути не менше 80% при повному навантаженні.

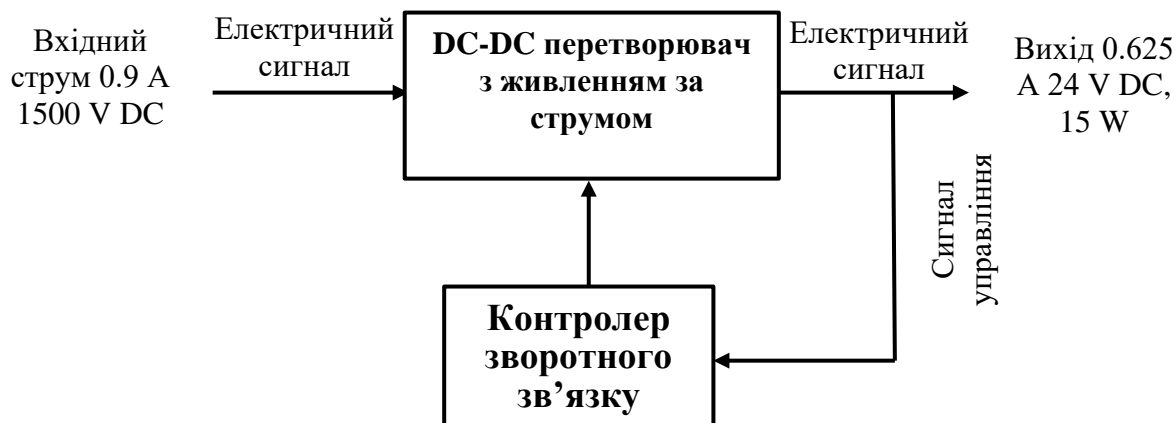


Рисунок 11 - Загальна блок-схема DC-DC перетворювача з живленням за струмом зі зворотнім зв'язком

2.2 Фізичні характеристики

Перетворювач розміщується в герметичній капсулі, яка знаходиться всередині підводної системи. Ця капсула має циліндричну форму і виготовляється з мідного матеріалу довжиною 80 см і діаметром 22 см. В наслідок цього, запропонований DC-DC перетворювач з живленням за струмом повинен бути спроектований на друкованій платі, яка вміщується всередині капсули. На рис. 12 показано схему, яка ілюструє фізичні розміри капсули.

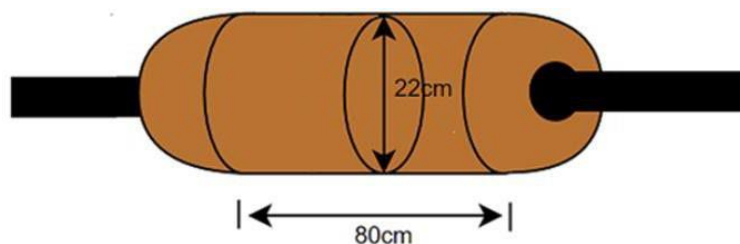


Рисунок 12 - Підводний корпус DC-DC перетворювача [10]

У таблиці 1 наведені електричні та фізичні характеристики запропонованого DC-DC перетворювача для задоволення вимог користувачів.

Таблиця 1 - Зведені системні вимоги для DC-DC перетворювача з живленням за струмом

Характеристика	Значення
Електричні характеристики перетворювача	
Максимальний вхідний струм	0.9 A
Середня вихідна напруга	24 V DC
Максимальний вихідний струм	0.625 A
Пульсація вихідної напруги	< 2%
Максимальна вихідна потужність	15 W
Загальна ефективність	≥ 80%
Фізичні вимоги до перетворювача	
Довжина	≤ 80 см
Ширина	≤ 20 см

Запропонована конструкція перетворювача повинна бути здатна перетворювати вхідний струм максимум 0,9 А в регульовану вихідну напругу 24 В при струмі повного навантаження 0,625 А. Це означає, що максимальна вихідна потужність становить 15 Вт. Запропонований перетворювач повинен використовувати ізольовану топологію з повним мостовим інвертором на первинній стороні для максимального використання трансформатора і випрямляча на вторинній стороні для отримання вихідної напруги постійного струму. Для підтримання вихідної напруги 24 В повинна бути реалізована система зворотного зв'язку із замкнутим контуром, в якій в якості датчика вихідної напруги використовується мережа дільників напруги для зменшення вихідної напруги до рівня, керованого схемою контролера.

2.3 Аналіз усталеного режиму роботи DC-DC перетворювача з живленням за струмом

Силовий каскад запропонованого DC-DC перетворювача можна змоделювати за допомогою спрощеної моделі DC-DC перетворювача з живленням за струмом, показаної на рис. 13. У цій моделі живлення здійснюється постійним струмом, що протікає через велику котушку індуктивності L , розташовану на вході. Ця котушка індуктивності необхідна для задання напруги на ній, що дозволяє отримати передавальну функцію перетворювача. Вхідна напруга \bar{V}_{in} може змінюватися залежно від вихідного струму I_{out} , обраного для проектування.

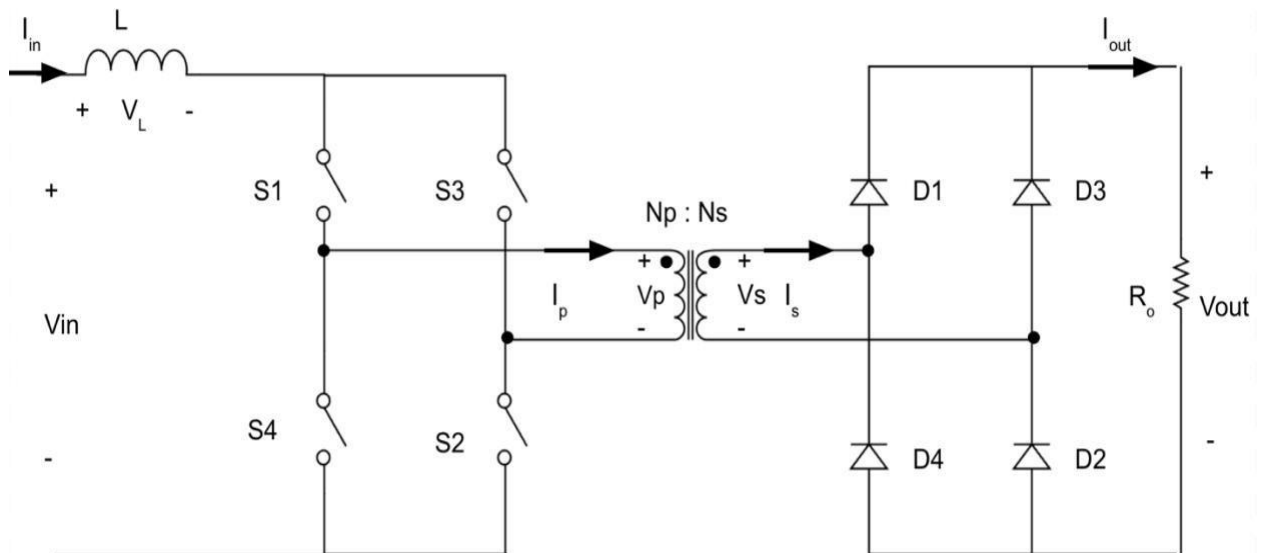


Рисунок 13 – Спрощена модель DC-DC перетворювача з живленням за струмом

Використовуючи рис. 13, можна визначити передавальну функцію перетворювача в усталеному режимі. Для визначення передавальної функції припускається, що всі компоненти цієї конструкції є ідеальними. Друге припущення полягає в тому, що навантаження R_o споживає постійну потужність або струм. Це припущення дозволяє нам визначити, що V_{in} (вхідна напруга) буде залишатися постійною. Цей перетворювач має загалом 3 стани в усталеному режимі роботи схеми, які потім використовуються для отримання передавальної функції. У першому стані перемикачі S_1 та S_2 увімкнені, а перемикачі S_3 та S_4 вимкнені. У другому стані

перемикачі S_1 та S_2 вимкнені, а перемикачі S_3 та S_4 увімкнені. У третьому, останньому стані, всі чотири перемикачі залишаються увімкненими. Кожен з цих станів буде проаналізовано відповідно.

2.3.1 Стан 1: Перемикачі S_1 та S_2 увімкнено, S_3 та S_4 вимкнено

У цьому стані вторинний струм протікає через діоди D_1 та D_2 . Його еквівалентна схема показана на рис. 14. У цьому випадку напруга на вторинній обмотці трансформатора (V_s) може бути визначена за рівнянням 3, а напруга на котушці індуктивності у стані 1 ($V_{L_{on1}}$) може бути розрахована за рівнянням 4, яке використовує зв'язок між напругою на вторинній обмотці та вихідною напругою і коефіцієнтом трансформації, як показано в рівнянні 3.

$$V_s = \bar{V}_{out} = V_p \frac{N_s}{N_p} \rightarrow V_p = \frac{N_p}{N_s} \bar{V}_{out} \quad (3)$$

$$V_{L_{on1}} = \bar{V}_{in} - V_p = \bar{V}_{in} - \frac{N_p}{N_s} \bar{V}_{out} \quad (4)$$

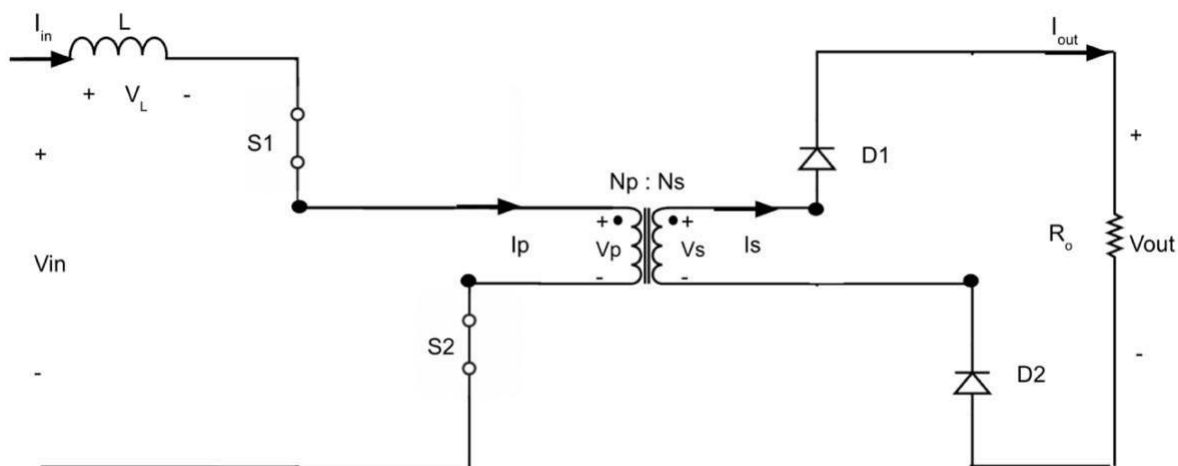


Рисунок 14 - Еквівалентна схема стану 1

2.3.2 Стан 2: Перемикачі $S1$ та $S2$ вимкнено, $S3$ та $S4$ увімкнено

У цьому стані вторинний струм протікає через діоди D_3 та D_4 . Еквівалентна схема для цього стану показана на рис. 15. У цьому випадку напруга на вторинній обмотці трансформатора (V_p) може бути визначена за рівнянням 5, а напруга на котушці індуктивності у стані 2 (V_{Lon2}) може бути розрахована за рівнянням 6, яке використовує залежність напруги на вторинній обмотці від вихідної напруги та коефіцієнта трансформації.

$$V_s = -\bar{V}_{out} = -V_p \frac{N_s}{N_p} \rightarrow V_p = \frac{N_p}{N_s} \bar{V}_{out} \quad (5)$$

$$V_{Lon2} = \bar{V}_{in} - V_p = \bar{V}_{in} - \frac{N_p}{N_s} \bar{V}_{out} \quad (6)$$

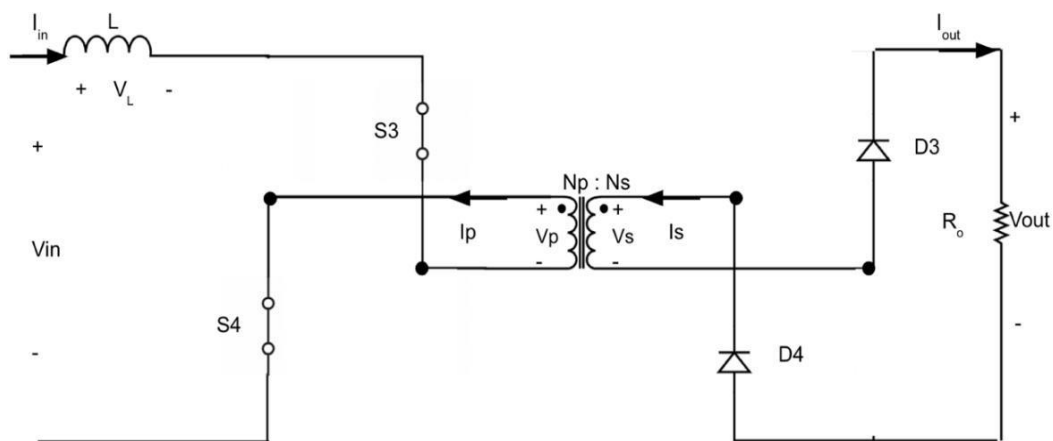


Рисунок 15 - Еквівалентна схема стану 2

2.3.3 Стан 3: Усі перемикачі ввимкнено

Під час цього стану первинна обмотка закорочена, як показано на еквівалентній схемі стану 3 на рис. 16. Оскільки первинна обмотка закорочена, енергія не передається на навантаження. Це відбувається тому, що струм не індукується на вторинній стороні трансформатора, внаслідок чого діоди D_1 - D_4 залишаються в неспроможному стані.

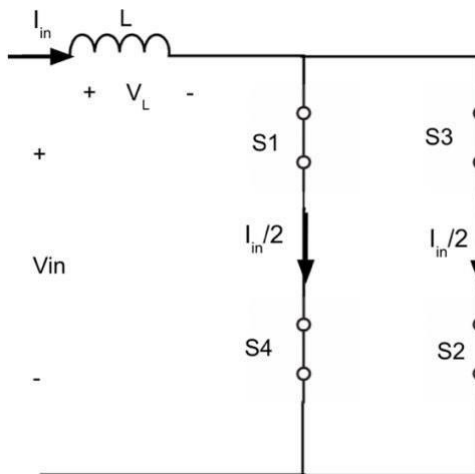


Рисунок 16 - Еквівалентна схема стану 3

Крім того, напруга на первинній і вторинній сторонах трансформатора дорівнює нулю через коротке замикання. Це призводить до того, що напруга на котушці індуктивності в стані 3 (V_{Lon3}) еквівалентна вхідній напрузі (\bar{V}_{in}), яка може бути використана для визначення передавальної функції напруги перетворювача. Необхідно також знати час увімкнення (t_{on}) і час вимкнення (t_{off}) перетворювача, який обчислюється з використанням інформації з осцилограми напруги на індуктивності, показаної на рис. 17. На цьому рисунку показано, як напруга на котушці індуктивності залежить від робочого циклу (D) і періоду (T). Для роботи DC-DC перетворювача з живленням за струмом робочий цикл повинен бути між 0,5 і 1. Розрахунки для t_{on} і t_{off} можна побачити в рівняннях 7 і 8.

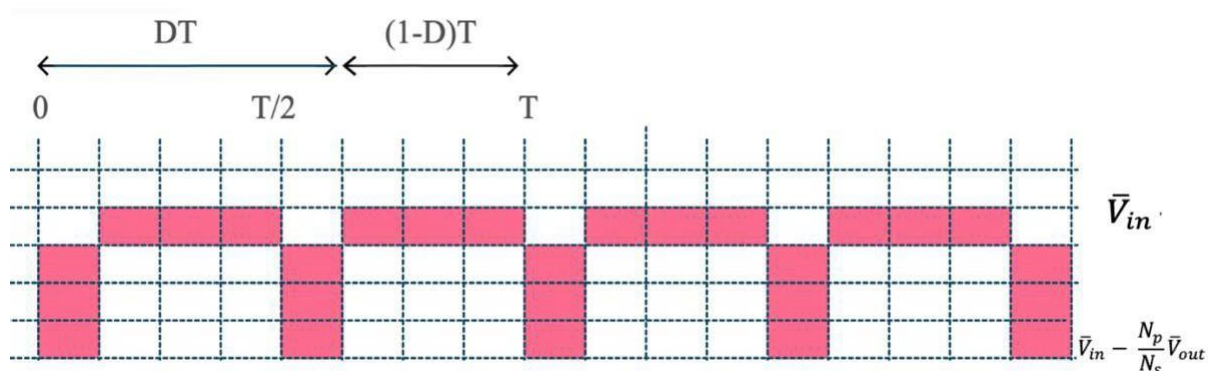


Рисунок 17 - Осцилограма напруги індуктора

$$t_{on} = (1 - D) T \quad (7)$$

$$t_{off} = \frac{T}{2} - (1 - D)T = \frac{T}{2} - T + DT = \left(-\frac{1}{2} + D\right)T = -\left(\frac{1}{2} - D\right)T \quad (8)$$

Після визначення виразів для t_{on} і t_{off} можна застосувати закон вольт-секундного балансу ідеальної котушки індуктивності. Це правило визначає, що в усталеному режимі середня або постійна напруга на ідеальній котушці дорівнює нулю. Середня потужність, що поглинається ідеальною котушкою індуктивності при стаціонарній періодичній роботі, також дорівнює нулю. Це потім використовується для отримання передавальної функції перетворювача, як показано в аналізі нижче.

Вольт-секундний аналіз балансу:

$$V_{L_{on}} t_{on} + V_{L_{off}} t_{off} = 0$$

$$\left(\bar{V}_{in} - \frac{N_p}{N_s} \bar{V}_{out}\right) (1 - D)T - \bar{V}_{in} \left(\left(\frac{1}{2} - D\right)T\right) = 0$$

$$\bar{V}_{in} - \frac{N_p}{N_s} \bar{V}_{out} - \bar{V}_{in} D + \frac{N_p}{N_s} \bar{V}_{out} D - \bar{V}_{in} \frac{1}{2} + \bar{V}_{in} D = 0$$

$$\bar{V}_{in} \frac{1}{2} - \frac{N_p}{N_s} \bar{V}_{out} + \frac{N_p}{N_s} \bar{V}_{out} D = 0$$

$$\bar{V}_{in} - \frac{N_p}{N_s} \bar{V}_{out} (1 - D) = 0 \quad (9)$$

На основі результатів аналізу вольт-секундного балансу в рівнянні 9, передавальна функція напруги може бути визначена шляхом перестановки доданків, як показано в рівнянні 10.

$$\bar{V}_{out} = \bar{V}_{in} \frac{N_s}{N_p} \frac{1}{2(1 - D)} \quad (10)$$

Для визначення передавальної функції струму можна використати припущення, що потужність на вході перетворювача (P_{in}) повинна бути еквівалентною потужності на виході перетворювача (P_{out}), оскільки ця функція використовує всі ідеальні компоненти. Ця інформація в поєднанні з передавальною функцією напруги може бути використана для знаходження передавальної функції струму.

$$\bar{P}_{in} = \bar{P}_{out} \rightarrow \bar{V}_{in}\bar{I}_{in} = \bar{V}_{out}\bar{I}_{out} \quad (11)$$

$$\bar{V}_{in} = \frac{P_{out}}{\bar{I}_{in}} = \frac{\bar{V}_{out}\bar{I}_{out}}{\bar{I}_{in}}$$

$$\bar{V}_{out} = \frac{\bar{V}_{out}\bar{I}_{out}}{\bar{I}_{in}} \frac{N_s}{N_p} \frac{1}{2(1-D)}$$

$$\bar{I}_{in} = \bar{I}_{out} \frac{N_s}{N_p} \frac{1}{2(1-D)}$$

$$\frac{\bar{I}_{out}}{\bar{I}_{in}} = 2 \frac{N_p}{N_s} (1-D) \quad (12)$$

Одним з важливих факторів при проектуванні DC-DC перетворювача є мінімізація середнього вхідного струму, оскільки цей вхідний струм являє собою величину, яка подається від наземної електромережі. Це наземне джерело живлення буде розташовано за кілька кілометрів від підводних ретрансляторів, в яких будуть встановлені ці перетворювачі. Вхідний струм впливає на систему кількома способами, оскільки він впливає на номінал, розмір і вартість компонентів, що використовуються в запропонованому перетворювачі. Оскільки перемикачі первинної сторони і обмотки трансформатора знаходяться в послідовному ланцюзі вхідного струму, номінальний струм, необхідний для цих компонентів, прямо пропорційний величині вхідного струму. Величина вхідного струму також впливає на інші аспекти загальної системи, такі як розміри кабелю, втрати через опір, необхідний номінальний струм і вартість пристроїв захисту, таких як запобіжники і

автоматичні вимикачі в системі. Використовуючи рівняння 12 та співвідношення, що $\bar{I}_{out} = \frac{\bar{P}_{out}}{\bar{V}_{out}}$, можна визначити більш детальний вираз для вхідного струму, як показано у рівнянні 13.

$$\bar{I}_{in} = \frac{\bar{P}_{out}}{\bar{V}_{out}} \frac{N_s}{N_p} \frac{1}{2(1-D)} \quad (13)$$

На основі передавальної функції струму, знайденої в рівнянні 12, можна визначити вираз для необхідного робочого циклу перетворювача, як показано в рівнянні 13. Як згадувалося раніше, робочий цикл DC-DC перетворювача повинен бути більше 0,5 і менше 1. У зв'язку з цією вимогою, рівняння 14 можна використовувати для знаходження залежності між коефіцієнтом трансформації трансформатора і вхідним і вихідним струмом перетворювача, як показано в рівнянні 15, щоб переконатися, що вищевказане рівняння визначає мінімальне значення коефіцієнта трансформації для забезпечення робочого циклу, більшого за 0,5.

$$D = 1 - \frac{1 \bar{I}_{out} N_s}{2 \bar{I}_{in} N_p} = 1 - \frac{1 \bar{P}_{out} N_s}{2 \bar{I}_{in} \bar{V}_{out} N_p} \quad (14)$$

$$\frac{1 \bar{P}_{out} N_s}{2 \bar{I}_{in} \bar{V}_{out} N_p} < 0.5 \rightarrow \bar{P}_{out} < \bar{I}_{in} \bar{V}_{out} \frac{N_p}{N_s} \rightarrow \bar{I}_{out} \bar{V}_{out} < \bar{I}_{in} \bar{V}_{out} \frac{N_p}{N_s}$$

$$\frac{N_p}{N_s} > \frac{\bar{I}_{out}}{\bar{I}_{in}} \quad (15)$$

Використовуючи виведені вище рівняння, можна розрахувати вираз для необхідного робочого циклу перетворювача. Враховуючи, що бажаний вхідний струм становить 0,9 А, а необхідна вихідна напруга - 24 В при потужності 15 Вт, \bar{I}_{out} можна обчислити як:

$$\bar{I}_{out} = \frac{P_{out}}{\bar{V}_{out}} = \frac{15 \text{ W}}{24 \text{ V}} = 0.625 \text{ A}$$

Вибравши бажаний робочий цикл між 0,5 і 1, можна розрахувати необхідний для перетворювача коефіцієнт трансформації за допомогою виразу, наведеного нижче:

$$D = 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{0.625 A}{0.9 A} \right) \frac{N_s}{N_p} = 1 - 0.34722 \frac{N_s}{N_p}$$

Вирази для мінімального та максимального робочого циклу для проектування базуються на вимогах системи, а також на обраному коефіцієнті трансформації, їх можна побачити нижче.

$$D_{min} = 1 - \frac{\bar{P}_{out_{max}}}{2\bar{I}_{in_{max}} \bar{V}_{out_{max}} \left(\frac{N_p}{N_s} \right)_{max}} \quad (16)$$

$$D_{max} = 1 - \frac{\bar{P}_{out_{min}}}{2\bar{I}_{in_{min}} \bar{V}_{out_{min}} \left(\frac{N_p}{N_s} \right)_{min}} \quad (17)$$

2.4 Взаємозв'язок між робочим циклом, коефіцієнтом трансформації та вхідним струмом

Оскільки було досліджено кілька рівнянь і взаємозв'язків між робочим циклом, коефіцієнтом трансформації і вхідним струмом, можна зробити розрахунки, щоб визначити, який робочий цикл може бути використаний в конструкції, виходячи з обраного коефіцієнта трансформації.

Таблиця 2 - Вимоги до DC-DC перетворювача з живленням за струмом

Вимоги до DC-DC перетворювача з живленням за струмом				
	Значення	Допуск (%)	Макс.	Мін.
Вихідна напруга (V)	24	2	24.48	23.52
Вхідний струм (A)	0.9	5	0.945	0.86
Вихідний струм (A)	0.625	5	0.656	0.593
I_{out}/I_{in}	0.694	-	-	-

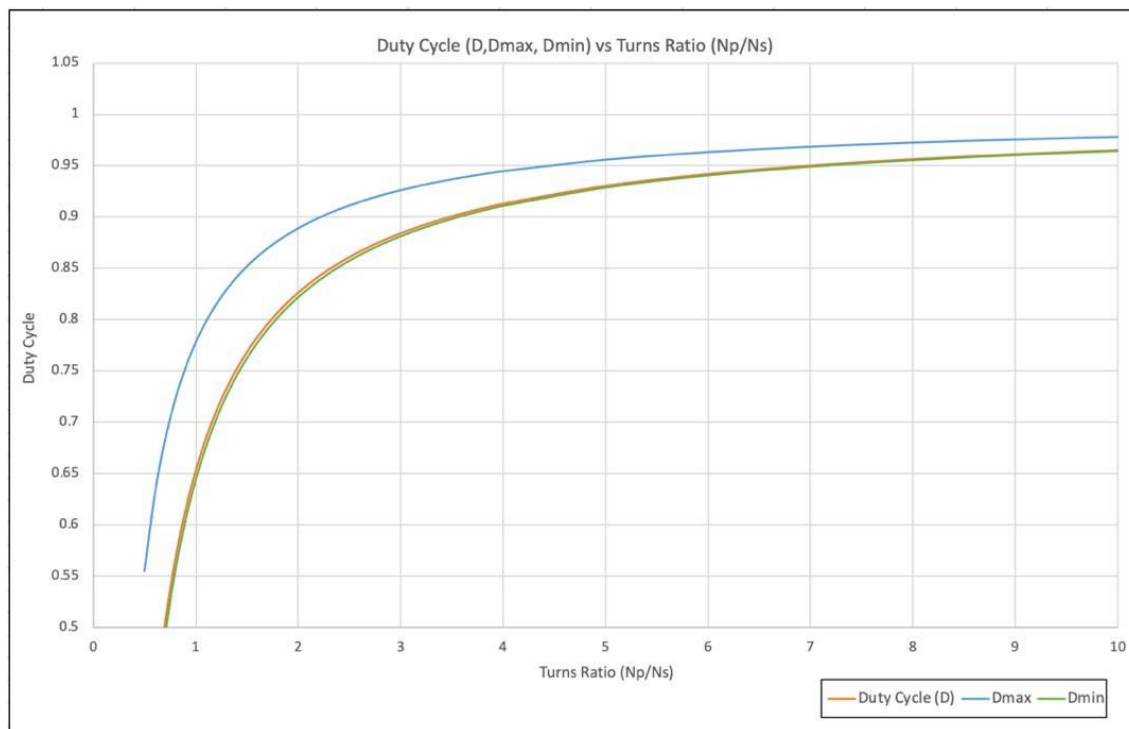


Рисунок 18 - Графік співвідношення робочого циклу та коефіцієнту трансформації

Таблиця 3 - Середній, максимальний та мінімальний робочий цикли відносно коефіцієнту трансформації

Розрахунок робочого циклу та коефіцієнту трансформації				
Коефіцієнт трансформації (N_p/N_s)	Робочий цикл	$(N_p/N_s) > (I_{out}/I_{in})?$	Макс. робочий цикл	Мін. робочий цикл
0.4	0.132	НІ	0.444	0.108
0.5	0.306	НІ	0.555	0.287
0.6	0.421	НІ	0.629	0.406
0.7	0.504	ТАК	0.682	0.491
0.8	0.566	ТАК	0.722	0.554
0.9	0.614	ТАК	0.753	0.604
1	0.653	ТАК	0.778	0.643
1.1	0.684	ТАК	0.798	0.676
1.2	0.711	ТАК	0.815	0.703
1.3	0.733	ТАК	0.829	0.726

1.4	0.752	TAK	0.841	0.745
1.5	0.769	TAK	0.852	0.762
1.6	0.783	TAK	0.861	0.777
1.7	0.796	TAK	0.869	0.790
1.8	0.807	TAK	0.876	0.802
1.9	0.817	TAK	0.883	0.812
2	0.826	TAK	0.889	0.822
2.1	0.835	TAK	0.894	0.830
2.2	0.842	TAK	0.899	0.838
2.3	0.849	TAK	0.903	0.845
2.4	0.855	TAK	0.907	0.851
2.5	0.861	TAK	0.911	0.857
2.6	0.866	TAK	0.914	0.863
2.7	0.871	TAK	0.918	0.868
2.8	0.876	TAK	0.921	0.873
2.9	0.880	TAK	0.923	0.877
3	0.884	TAK	0.926	0.881
3.1	0.888	TAK	0.928	0.885
3.2	0.891	TAK	0.930	0.889
3.3	0.895	TAK	0.933	0.892
3.4	0.898	TAK	0.935	0.895
3.5	0.901	TAK	0.936	0.898
3.6	0.904	TAK	0.938	0.901
3.7	0.906	TAK	0.940	0.904
3.8	0.909	TAK	0.941	0.906
3.9	0.911	TAK	0.943	0.909
4	0.913	TAK	0.944	0.911
5	0.931	TAK	0.956	0.929
6	0.942	TAK	0.963	0.941
7	0.950	TAK	0.968	0.949
8	0.957	TAK	0.972	0.955
9	0.961	TAK	0.975	0.960
10	0.965	TAK	0.978	0.964

На рис. 18 показано, що результати для мінімального робочого циклу подібні до стандартного робочого циклу, з середньою різницею близько 0,005 між кожним значенням.

Максимальний робочий цикл для кожного коефіцієнта трансформації виявився значно вищим порівняно зі стандартним робочим циклом, із середньою різницею в 0,09 між кожною точкою з діапазону коефіцієнтів трансформації 0,5-4. Також видно, що зі збільшенням коефіцієнта трансформації три набори даних починають підходити до значення робочого циклу, близького до 1.

Виходячи з наведених вище даних, тепер є діапазон значень, з якого можна вибрати коефіцієнт трансформації, причому для цієї конкретної конструкції перетворювача було обрано коефіцієнт трансформації рівний 2. Вибравши коефіцієнт трансформації, було розраховано робочий цикл, який буде використано в конструкції, а саме 0,826, а значення D_{min} та D_{max} для перетворювача становлять 0,821 та 0,888 відповідно.

Крім того, необхідним кроком для проектування DC-DC перетворювача є визначення номіналів кожного компонента. Ці номінали будуть розраховані на основі заданих проектних вимог до системи, а також аналізу стаціонарного режиму роботи DC-DC перетворювача. Ці розрахунки та номінали базуються на ідеальних компонентах. Нелінійні ефекти, паразитний опір, індуктивність або ємність не враховуються в цих розрахунках.

2.5 Розрахунок параметрів перемикачів

Номінальні значення напруги та струму перемикачів, що використовуються в запропонованому перетворювачі, є двома основними характеристиками, які необхідно використовувати при первинному виборі перемикача. Інші характеристики, такі як робоча частота, втрати та вимоги до керування, розглядаються як вторинні критерії при виборі компонентів. Щоб визначити, якими є ці номінали, можна виконати аналіз схеми в усталеному стані 1, як було показано на

рис. 15 раніше. У першому стані перемикачі S_1 і S_2 увімкнені, а перемикачі S_3 і S_4 вимкнені.

В результаті діоди D_1 і D_2 відкриті, що призводить до появи вихідної напруги \bar{V}_{out} на вторинній обмотці трансформатора. Це означає, що напруга на вторинній стороні трансформатора (V_s) тепер еквівалентна \bar{V}_{out} . Потім на первинній обмотці (V_p) з'являється напруга, як показано в рівнянні 18.

$$V_s = \bar{V}_{out}$$

$$V_p = \frac{N_p}{N_s} V_s = \frac{N_p}{N_s} \bar{V}_{out} \quad (18)$$

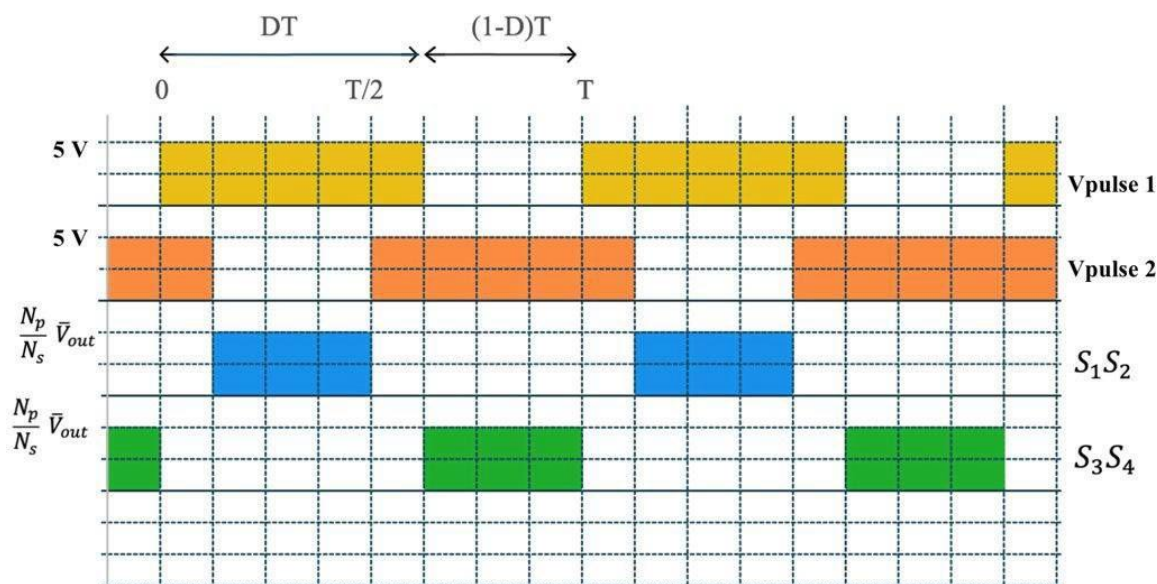


Рисунок 19 - Осцилограма напруги на первинній стороні комутації

На основі закону Кірхгофа, індукована напруга V_p стає новою номінальною напругою для перемикачів S_1 та S_2 . Аналогічний аналіз можна зробити для схеми в усталеному стані 2, в якому перемикачі S_1 і S_2 вимкнені, а перемикачі S_3 і S_4 увімкнені. Завдяки симетрії конструкції перемикачі S_3 та S_4 мають ті самі номінальні напруги, що були визначені для перемикачів S_1 та S_2 раніше. Підсумок номінальних значень напруги для 4 перемикачів, що використовуються в схемі, показано у виразі, наведеному в рівнянні 19. Щоб знайти номінальний струм перемикачів, першим кроком є визначення величини струму що проходить через кожен перемикач, як

показано на рис. 19. Виходячи з цього виразу та коефіцієнта трансформації рівному 2, номінальна напруга для кожного перемикача в конструкції становить приблизно 48 В.

$$V_{SW1} = V_{SW2} = V_{SW3} = V_{SW4} = \frac{N_p}{N_s} \bar{V}_{out} \quad (19)$$

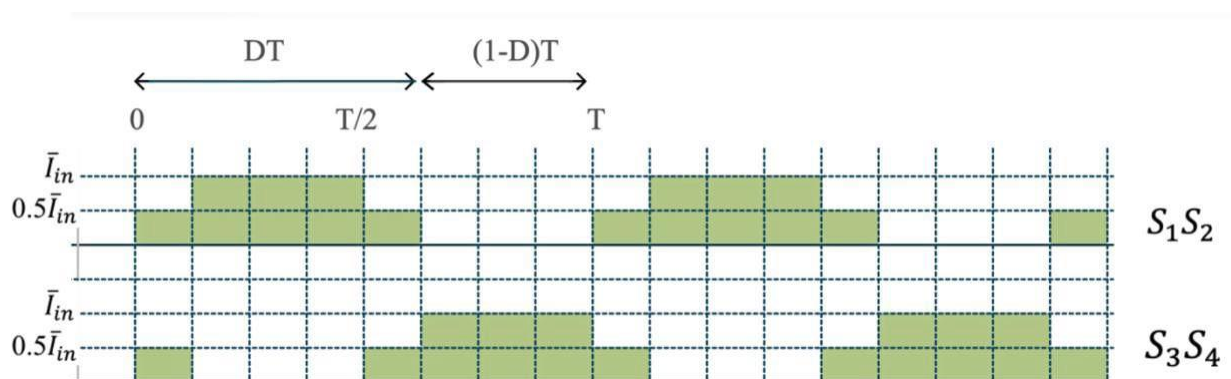


Рисунок 20 - Осцилограма струму первинної комутації

На рис. 20 показано, що коли одна пара комутаторів є відкритою на первинній стороні, а інша пара вимкнена, повний вхідний струм $0,5\bar{I}_{in}$ може протікати через відкриту пару комутаторів. Однак, коли всі 4 перемикачі є відкритими, кожен перемикач буде ділити вхідний струм порівну. Ці вирази можна побачити у рівняннях 20 та 21 відповідно.

$$\bar{I}_{SWt1} = \bar{I}_{in} \quad (20)$$

$$\bar{I}_{SWt2} = \frac{\bar{I}_{in}}{2} \quad (21)$$

Використовуючи результати рівнянь 20 і 21, а також осцилограму перемикання, можна обчислити середній струм, що проходить через кожен перемикач. Це значення можна використовувати як базову лінію для вибору перемикачів для проектування. Для вхідного струму $0,9 \text{ А}$ \bar{I}_{sw} розраховується як $0,45 \text{ А}$.

$$\bar{I}_{sw} = \frac{\text{Зона під формою напруги перемикача}}{\text{Період}}$$

$$\begin{aligned} \bar{I}_{SW} &= \frac{\bar{I}_{in} (1 - D)T}{T} + 2 \frac{\left(\frac{\bar{I}_{in}}{2}\right) \left(\frac{DT - (1 - D)T}{2}\right)}{T} \\ \bar{I}_{SW} &= \bar{I}_{in}(1 - D) + \bar{I}_{in} \left(D - \frac{1}{2}\right) \\ \bar{I}_{SW} &= \bar{I}_{in} \left[(1 - D) + \left(D - \frac{1}{2}\right)\right] = \bar{I}_{in} \frac{1}{2} \\ \bar{I}_{SW} &= \bar{I}_{SW1} = \bar{I}_{SW2} = \bar{I}_{SW3} = \bar{I}_{SW4} = \bar{I}_{in} \frac{1}{2} \end{aligned} \quad (22)$$

2.6 Розрахунок параметрів випрямляючих діодів

Як і при розрахунку номінальної напруги перемикача, номінальна напруга діода базується на його стаціонарному максимальному значенні, що є основною характеристикою, яку слід використовувати при первинному виборі діода. Оскільки запропонований перетворювач працюватиме на частоті перемикування 250 кГц і має вихідну напругу нижче 100 В, вибір типу діода буде між типом Шоттки або SBR. Щоб визначити, якими будуть параметри діодів, необхідно виконати аналіз схеми в усталеному стані 1, як було показано на рис. 14 раніше. У першому стані перемикачі S_1 і S_2 увімкнені, а перемикачі S_3 і S_4 вимкнені. Як наслідок, діоди D_1 і D_2 проводять напругу, еквівалентну \bar{V}_{out} . Це означає, що кожен діод повинен мати номінальну напругу, яка може витримати величину вихідної напруги від перетворювача. Коли той самий аналіз виконується в усталеному стані 2, виявляється, що діоди D_3 і D_4 витримують напругу, еквівалентну \bar{V}_{out} . Це означає, що всі діоди, обрані для DC-DC перетворювача з живленням за струмом, повинні бути здатні витримувати таку напругу.

Зведені номінальні напруги для чотирьох діодів, що використовуються в конструкції, наведені в рівнянні 23.

$$V_{D1} = V_{D2} = V_{D3} = V_{D4} = \bar{V}_{out} \quad (23)$$

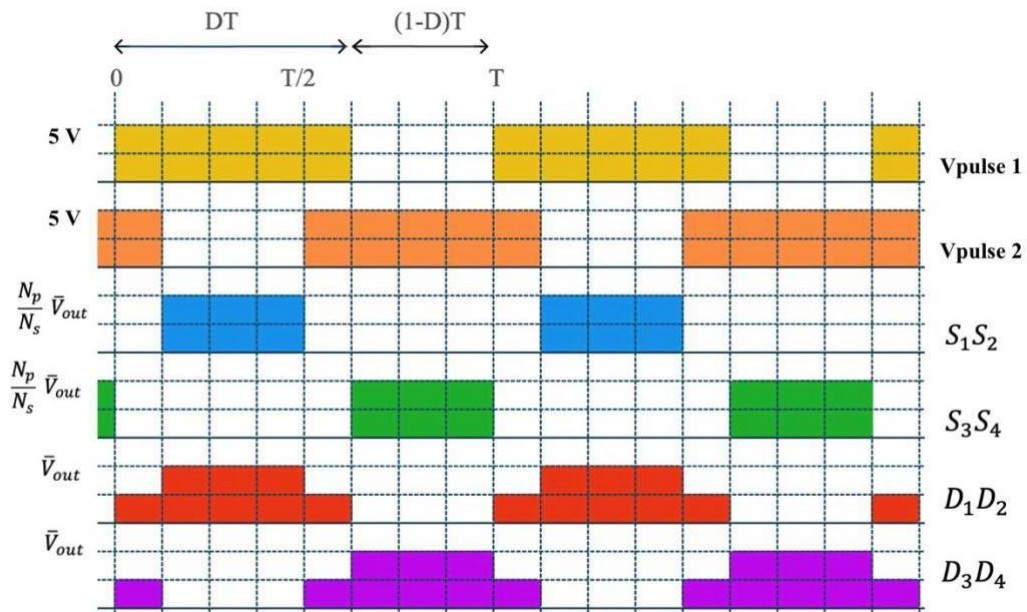


Рисунок 21 - Осцилограми діодної та комутаційної напруги

У випадку запропонованого перетворювача номінальні напруги діодів повинні бути 24 В. Щоб знайти номінальний струм діодів, необхідно проаналізувати вольт-амперні характеристики діодів разом з вольт-амперними характеристиками комутаційного струму, як показано на рис. 22.

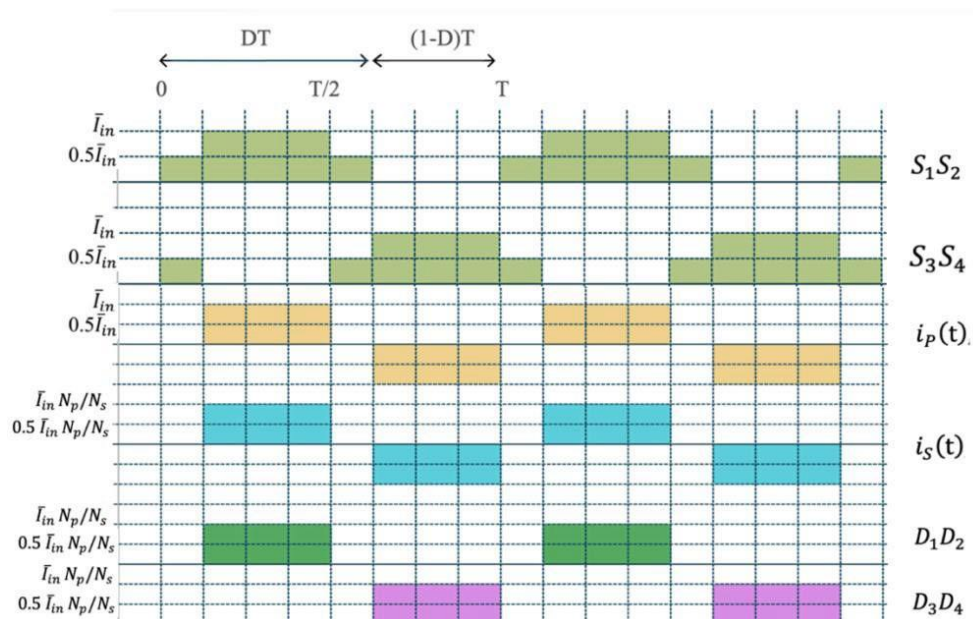


Рисунок 22 - Осцилограми струму діода та комутаційного струму

Коли одна з двох комутаційних пар - S_1 і S_2 або S_3 і S_4 , є відкритими на первинній стороні, струм протікає через пару діодів D_1 і D_2 або D_3 і D_4 на вторинній стороні. Цей струм еквівалентний струму з первинної сторони, який потім трансформується на вторинну сторону, рівняння якого показано в нижче (24).

$$\bar{I}_{SW_{peak}} = \bar{I}_{in} \frac{N_p}{N_s} \quad (24)$$

У випадку, коли всі чотири перемикачі є відкритими на первинній стороні, струм через діоди не буде протікати, оскільки це еквівалентно короткому замиканню. Знаючи це, можна визначити середній струм через кожен діод, і це значення можна використовувати при виборі випрямляючого діода. Рівняння для цього значення можна побачити нижче (25).

$$\bar{I}_D = \frac{\text{Зона під формою напруги діода}}{\text{Період}}$$

$$\bar{I}_D = \frac{\bar{I}_{in} \frac{N_p}{N_s} (1 - D)T}{T}$$

$$\bar{I}_D = \bar{I}_{D1} = \bar{I}_{D2} = \bar{I}_{D3} = \bar{I}_{D4} = \bar{I}_{in} \frac{N_p}{N_s} (1 - D) \quad (25)$$

Виходячи з обраного раніше робочого циклу та коефіцієнта трансформації для перетворювача, середній струм був розрахований на рівні 0,3132А, а піковий струм перемикачів - 1.8А.

2.7 Характеристики вихідних конденсаторів

Щоб погасити будь-які коливання вихідної напруги в перетворювачі, на вторинній стороні перетворювача може бути доданий вихідний конденсатор. Крім того, конденсатор може також діяти як джерело енергії, коли всі перемикачі на

первинній стороні знаходяться у відкритому положенні й немає подачі струму. На рис. 23 показано, як зміниться вторинна сторона перетворювача при додаванні вихідного конденсатора C_1 .

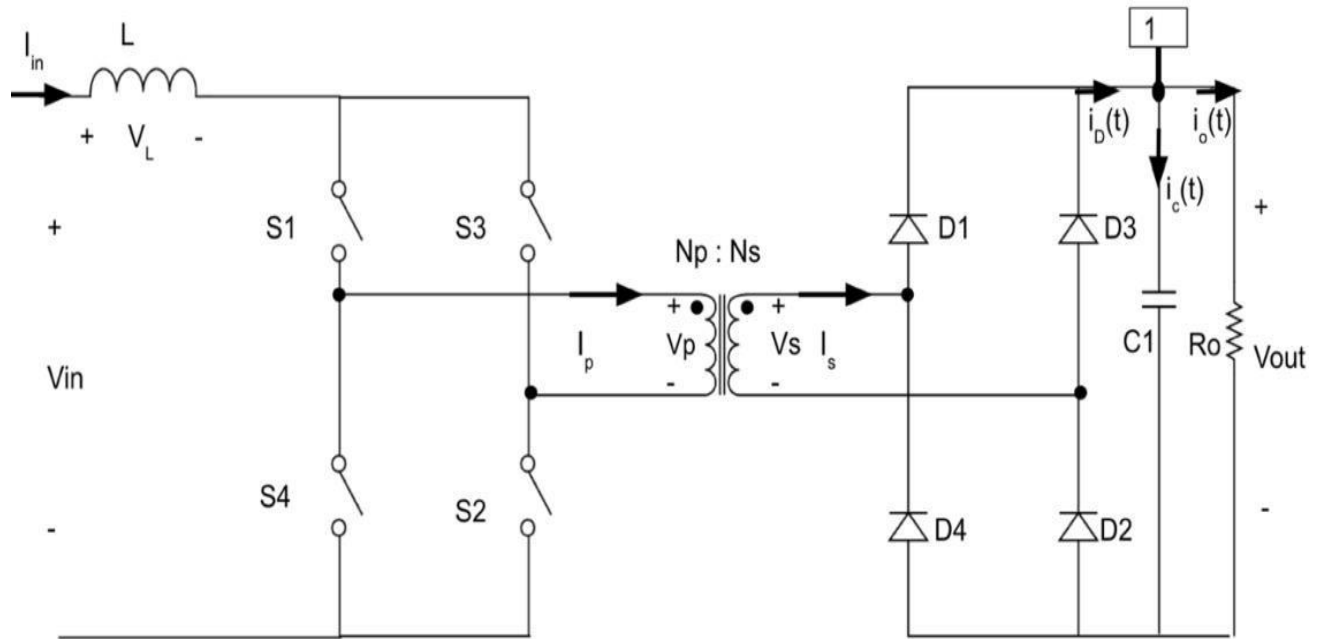


Рисунок 23 – Запропонований DC-DC перетворювач з живленням за струмом з додатковим вихідним конденсатором

Використовуючи закон струму Кірхгофа у вузлі 1, позначеному вище, можна сформулювати вираз для вихідного струму випрямляча $i_D(t)$, де $i_D(t) = i_c(t) + i_{out}(t)$. Це рівняння з використанням середніх значень кожного струму можна побачити нижче (26).

$$\bar{I}_D = \bar{I}_C + \bar{I}_{out} \quad (26)$$

Виходячи з правила другого закону Ампера для ідеального конденсатора, яке стверджує, що в усталеному режимі періодичної роботи середній струм через ідеальний конденсатор дорівнює нулю, вираз у рівнянні 26 зводиться до виразу у рівнянні 27.

$$\bar{I}_D = \bar{I}_{out} \quad (27)$$

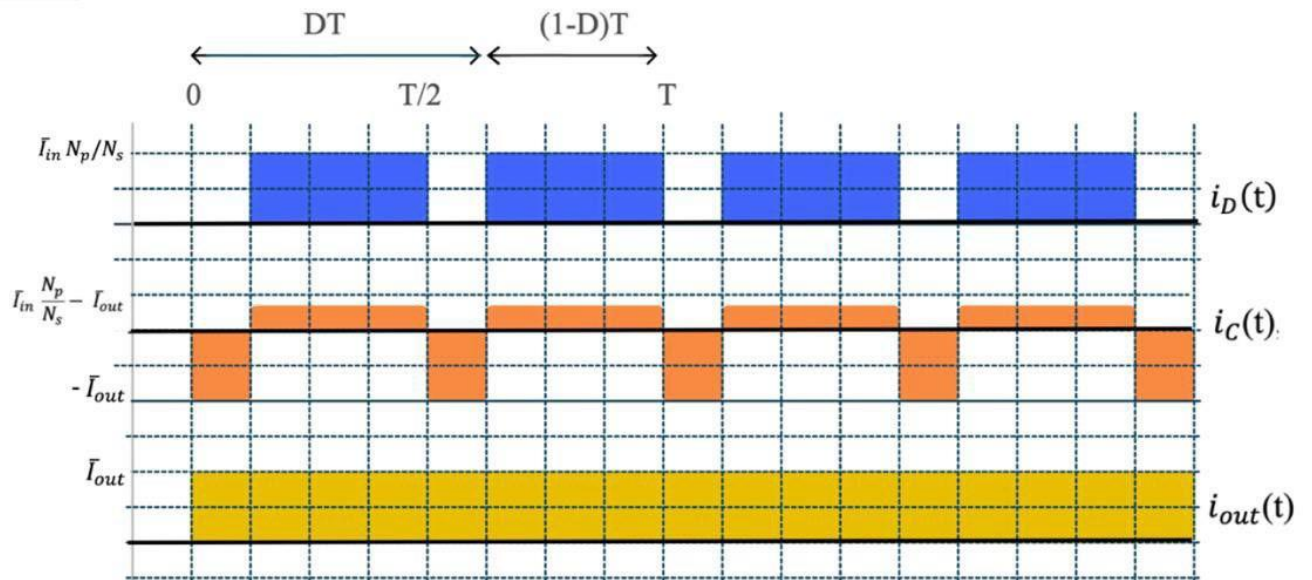


Рисунок 24 - Осцилограми $i_D(t)$, $i_C(t)$ та $i_{out}(t)$

Як наслідок, струм вихідного конденсатора буде таким самим, як і струм випрямляча, зсунутий вниз на \bar{I}_{out} . Знаючи цей струм, можна знайти вираз для критичної ємності. Цей вираз використовує рівняння заряду, яке стверджує, що заряд конденсатора дорівнює добутку вихідної ємності (C_1) і дельти пульсацій вихідної напруги (ΔV_o). Це рівняння може бути використане для опису області позитивного або негативного заряду і показано нижче (28). Використовуючи осцилограму струму конденсатора, можна визначити вираз для області позитивного заряду, як показано в рівнянні 29.

$$q = C_1 \Delta V_o \quad (28)$$

$$q = \left(\bar{I}_{in} \frac{N_p}{N_s} - \bar{I}_{out} \right) (1 - D) T \quad (29)$$

Прирівнявши ці два вирази, значення вихідної ємності можна визначити в термінах частоти, а не періоду, як показано в рівнянні 30.

$$\begin{aligned} \left(\bar{I}_{in} \frac{N_p}{N_s} - \bar{I}_{out} \right) (1 - D) T &= C_1 \Delta V_o \\ C_1 &= \left(\bar{I}_{in} \frac{N_p}{N_s} - \bar{I}_{out} \right) (1 - D) T \frac{1}{\Delta V_o} \\ C_1 &= \left(\bar{I}_{in} \frac{N_p}{N_s} - \bar{I}_{out} \right) (1 - D) T \frac{1}{\Delta V_o} = \left(\bar{I}_{in} \frac{N_p}{N_s} - \bar{I}_{out} \right) \frac{(1 - D)}{\Delta V_o f} \end{aligned} \quad (30)$$

У випадку запропонованої конструкції перетворювача обрано частоту перемикачів 250 кГц. Виходячи з припущення, що пульсація вихідної напруги становить 0,1 В, розраховується вихідна ємність близько 8 мкФ. Це значення можна округлити до стандартного значення 10 мкФ, яке може бути використане в конструкції.

Іншим параметром, необхідним для визначення розміру вихідного конденсатора, є його середньоквадратичний струм. Це важливий розрахунок, оскільки неідеальні реальні конденсатори часто мають внутрішній еквівалентний послідовний опір, інакше відомий як ESR. Середньоквадратичний струм, який протікає через ESR, призведе до втрати потужності, еквівалентному значенню, знайденому в рівнянні 31.

$$P_{C1} = i_{C1_{RMS}}^2 ESR \quad (31)$$

Для запропонованого перетворювача середньоквадратичне значення струму через вихідний конденсатор може бути розраховане з осцилограми струму вихідного конденсатора, показаної на рис. 22.

$$\begin{aligned}
I_{crms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{t_1} I_{out}^2 dt + \int_{t_1}^{t_2} \left(\bar{I}_{in} \frac{N_p}{N_s} - \bar{I}_{out} \right)^2 \right)} \\
I_{crms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \left(I_{out}^2 t_1 + \left(\bar{I}_{in} \frac{N_p}{N_s} - \bar{I}_{out} \right)^2 (t_2 - t_1) \right)} \\
I_{crms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \left(I_{out}^2 \left(\frac{T}{2} - (1-D)T \right) + \left(\bar{I}_{in} \frac{N_p}{N_s} - \bar{I}_{out} \right)^2 (1-D)T \right)} \\
I_{crms} &= \sqrt{\left(I_{out}^2 \left(D - \frac{1}{2} \right) + \left(\bar{I}_{in} \frac{N_p}{N_s} - \bar{I}_{out} \right)^2 \right) (1-D)} \\
I_{crms} &= \sqrt{\frac{1}{2} I_{out}^2 + \left(\bar{I}_{in} \frac{N_p}{N_s} \right)^2 (1-D) - 2 \bar{I}_{in} \bar{I}_{out} \frac{N_p}{N_s} (1-D)} \quad (32)
\end{aligned}$$

На основі рівняння 32, значення I_{crms} було розраховано як 0,606 А.

При визначенні номінальної напруги вихідного конденсатора необхідно враховувати, що вихідний конденсатор вмикається паралельно вихідному резистору. Це означає, що конденсатор повинен бути розрахований на середню вихідну напругу перетворювача разом з будь-якими додатковими пульсаціями напруги, присутніми в перетворювачі. Вираз для номінальної напруги показаний у рівнянні 33.

$$V_{C1max} = \bar{V}_{out} + \frac{\Delta V_o}{2} \quad (33)$$

2.8 Висновки за розділом

Проведено математичний розрахунок DC-DC конвертера з живленням за струмом та його окремих компонентів. Визначені електричні та фізичні характеристики перетворювача, проведено аналіз його усталеного режиму роботи. Визначено як пристрій себе поводить в різних режимах комутації, розраховано взаємозв'язок між робочим циклом, коефіцієнтом трансформації та вхідним струмом. На основі проведених розрахунків визначено параметри перемикачів, діодів і конденсаторів. Отримано всі необхідні значення для проведення моделювання роботи конвертера.

Розділ 3

РЕЗУЛЬТАТИ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ЇХ АНАЛІЗ

У розділі 3 розглянуто розробку імітаційної моделі запропонованого перетворювача, що демонструє як функціональність, так і роботу конструкції. Моделювання виконано за допомогою LTspice, високопродуктивного SPICE-симулятора, розробленого компанією Analog Devices, який включає в себе графічний інтерфейс захоплення схеми [13]. Це програмне забезпечення було обрано, оскільки воно є доступним, зручним для користувача і містить велику бібліотеку реальних компонентів схем, що дозволяє ретельно проаналізувати схему.

3.1 Моделювання з використанням ідеальних компонентів

Для перевірки результатів аналізу, представленого в розділі 2, та відображення функціональності DC-DC перетворювача з живленням за струмом, було побудовано початкову комп'ютерну симуляцію запропонованої конструкції з використанням як ідеальних, так і близьких до ідеальних компонентів, а також параметрів, визначених на основі системних вимог. Для забезпечення обраного раніше коефіцієнта трансформації 2:1 було використано трансформатор з індуктивністю первинної обмотки 400 мкГн та індуктивністю вторинної обмотки 100 мкГн з коефіцієнтом зв'язку 1. Частота перемикання перетворювача була обрана 250 кГц, що відображається в симуляції періодом 4 мкс. Ідеальні перемикачі, діоди, резистори, конденсатори, джерела напруги та джерела струму були використані в симуляції, щоб гарантувати, що результати можуть точно відповідати виведеним раніше. Крім того, для підтримки регульованої вихідної напруги 24 В, в проєкті була реалізована замкнута мережа резисторів дільника вихідної напруги, що контролює вихідну напругу, використовуючи конструкцію компенсатора типу III. У цьому типі конструкції вихідна напруга схеми повертається назад у вигляді зворотного зв'язку і порівнюється зі стабільною опорною напругою. Будь-яка різниця між ними генерує компенсуючу напругу похибки, яка прагне наблизити вихідну напругу до проєктної

специфікації. Цей тип компенсатора використовується для забезпечення достатнього фазового зсуву, щоб підтримувати стабільність контуру в межах певних застосувань. Додавання компенсатора типу III також допомагає з будь-яким ESR на конденсаторі, викликаючи круте падіння після його частоти.

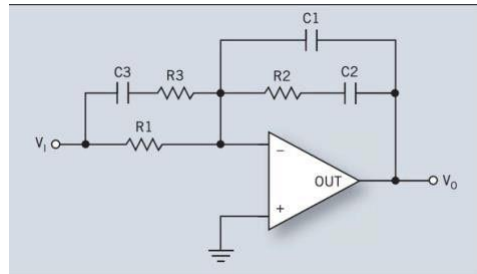


Рисунок 25 - Принципова схема стандартного компенсатора типу III [14]

Передавальну функцію цього компенсатора в s -області можна побачити в рівнянні 34. Виходячи з потреб і застосування схеми, значення резисторів і конденсаторів можуть бути обрані для бажаних частот, коефіцієнта підсилення і фазового зсуву.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(sC_2R_2 + 1)(sC_3(R_1 + R_3) + 1)}{R_1(C_1 + C_2)s\left(s\left(\frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}\right)R_2 + 1\right)(sC_3R_3 + 1)}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{s^2C_2C_3R_2(R_1 + R_3) + s(C_2R_2 + C_3(R_1 + R_3)) + 1}{s^3C_1C_2C_3R_1R_2R_3 + s^2R_1(C_1C_2R_2 + (C_1 + C_2)C_3R_3 + sR_1(C_1 + C_2))} \quad (34)$$

У симуляції DC-DC перетворювача з живленням за струмом також використовується мікросхема LT1721, яка є високошвидкісним квадратурним компаратором, оптимізованим для роботи з одним джерелом живлення [15]. Вихід LT1721 використовується як вхід напруги на комутаторах для забезпечення точної частоти перемикання і як частина мережі моніторингу напруги. Однією з переваг використання LT1721 в рамках проекту є те, що виводи LT1721 були розташовані таким чином, щоб мінімізувати проблеми шляхом розміщення найбільш чутливих

входів подали від виходів, екранованих силовими шинами [15]. На рис. 26 показано схему запропонованого перетворювача з ідеальними компонентами, а в таблиці 4 показано параметри LTspice, використані в конструкції.

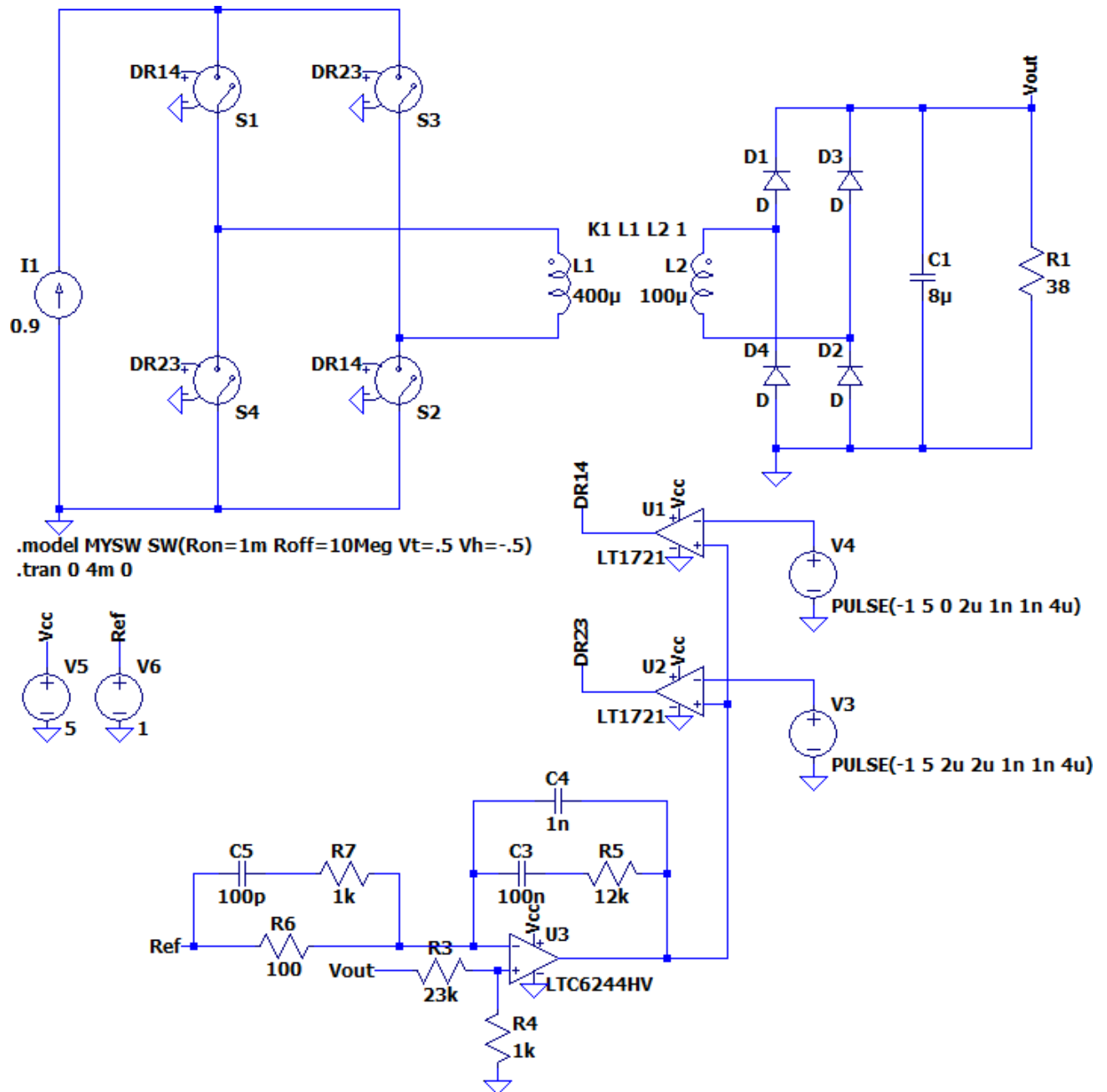


Рисунок 26 - LTspice-схема запропонованого конвертера з ідеальними КОМПОНЕНТАМИ

Таблиця 4 - Параметри, використані в моделюванні LTspice

Параметр	Значення
Вхідний струм	0.9 A
Вихідний струм	0.625 A
Вихідна напруга	24 V
Вихідна потужність	15 W
Частота перемикавання	250 КГц
Коефіцієнт трансформації	2
Робочий цикл	0.826

Після створення схеми в LTspice її було змодельовано та проаналізовано для визначення, чи відповідають осцилограми очікуваним результатам.

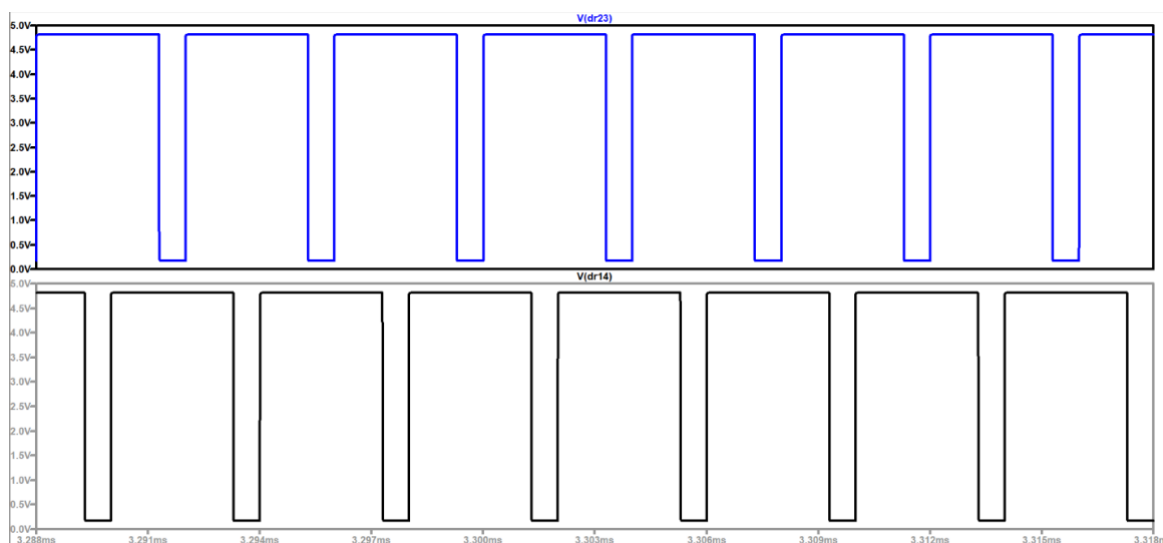


Рисунок 27 - Імпульси перемикавання, що використовуються для перевірки робочого циклу 0,826

Як показано на рис. 27, обраний робочий цикл відповідає обраному значенню 0,826. Ці імпульси використовуються як вхідна напруга для перемикачів на первинній стороні перетворювача.

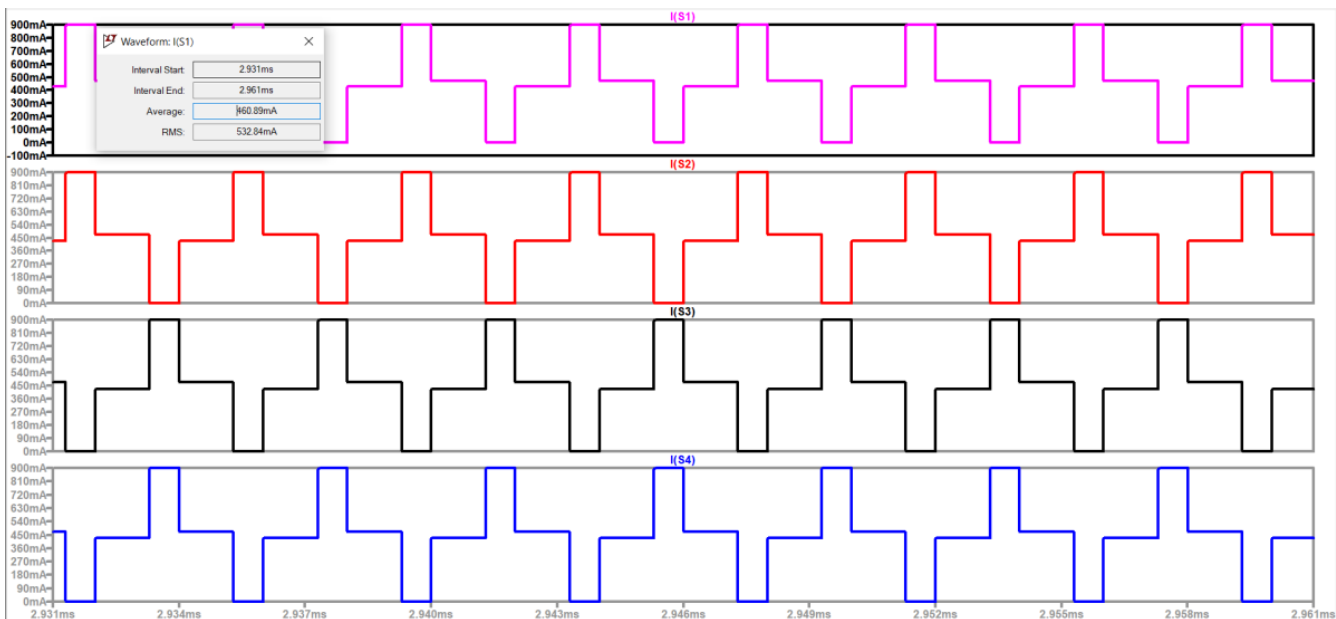


Рисунок 28 - Осцилограми струму комутатора з симуляції, проведеної з використанням ідеальних компонентів

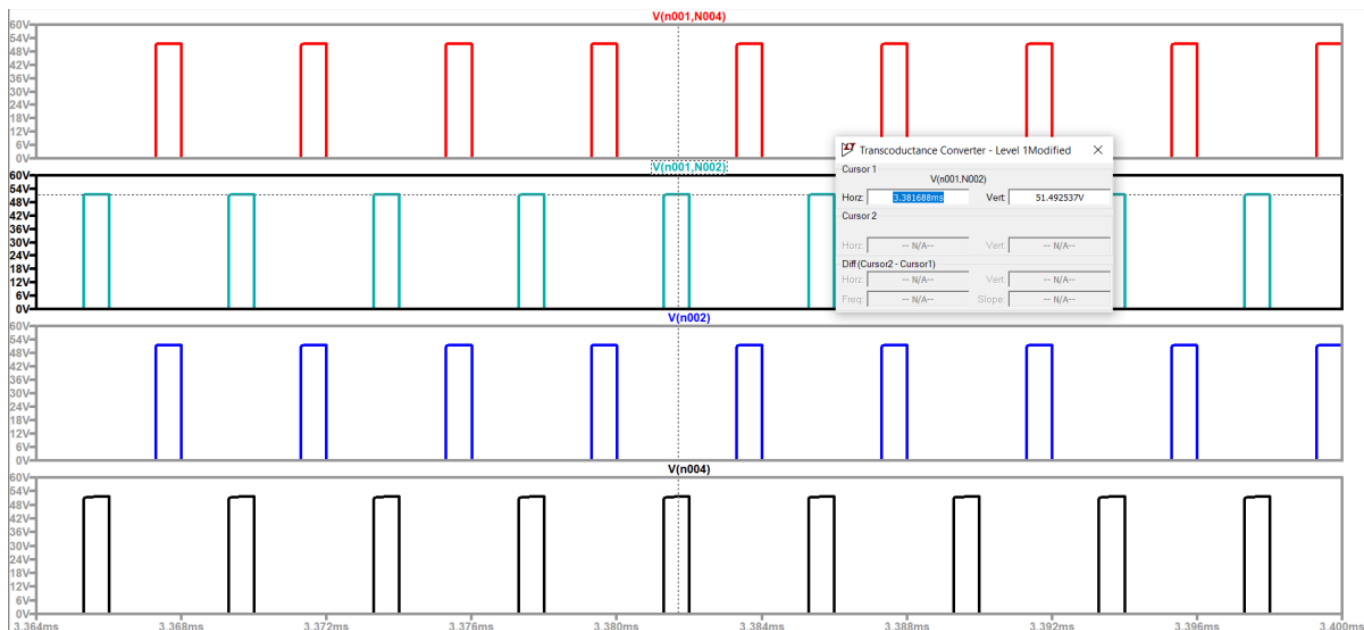


Рисунок 29 - Осцилограми напруги перемикачів з симуляції, проведеної з використанням ідеальних компонентів

На рис. 28 показано, що осцилограма струму перемикачів має таку ж загальну форму, як і очікувалося, з піковим струмом 0,9 А і середнім струмом 0,46 А, що на 0,01 А більше, ніж очікуване значення 0,45 А. На рис. також показано, що перемикачі

S1 і S2 та S3 і S4 попарно мають однакові осцилограми. Пікова напруга на перемикачах, показана на рис. 29, становить 51,4 В, що на 3,4 В більше, ніж очікувана напруга 48 В. Ця різниця має найбільший вплив при виборі компонентів для перетворювача, оскільки вони повинні бути розраховані на витримування як пікових значень струму, так і напруги. На рис. 30 показано узагальнені осцилограми комутатора, які демонструють, як робочий цикл впливає на форму осцилограм струму та напруги, що дозволяє нам додатково перевірити отримані результати.

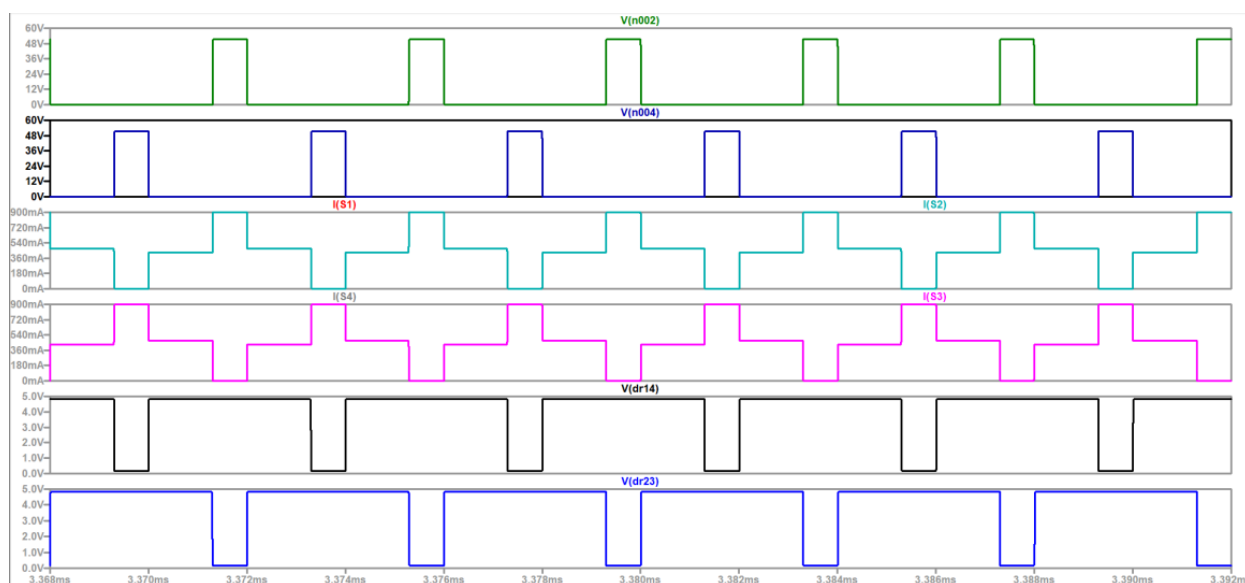


Рисунок 30 - Зведені осцилограми перемикачів з симуляції, проведеної з використанням ідеальних компонентів

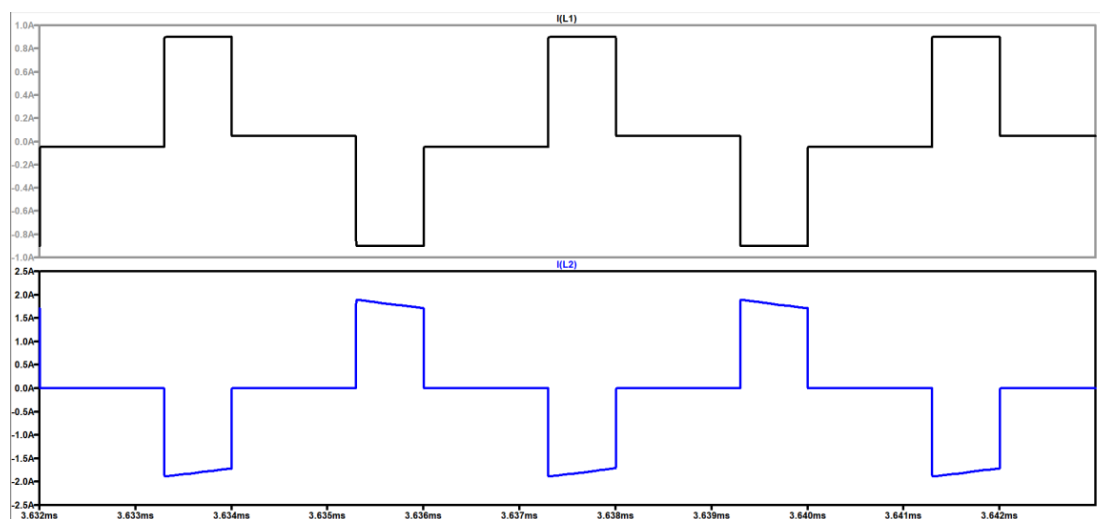


Рисунок 31 - Струми первинної та вторинної обмоток індуктивності з симуляції, проведеної з використанням ідеальних компонентів

На рис. 31 показано струм первинного і вторинного індуктора, і з цих даних видно, що середній струм на первинній стороні становить 0,9 А, в той час як на вторинній стороні максимальний струм становить 1,98 А, а середнє значення - 1,86 А, що близько до очікуваного значення 1,8 А.

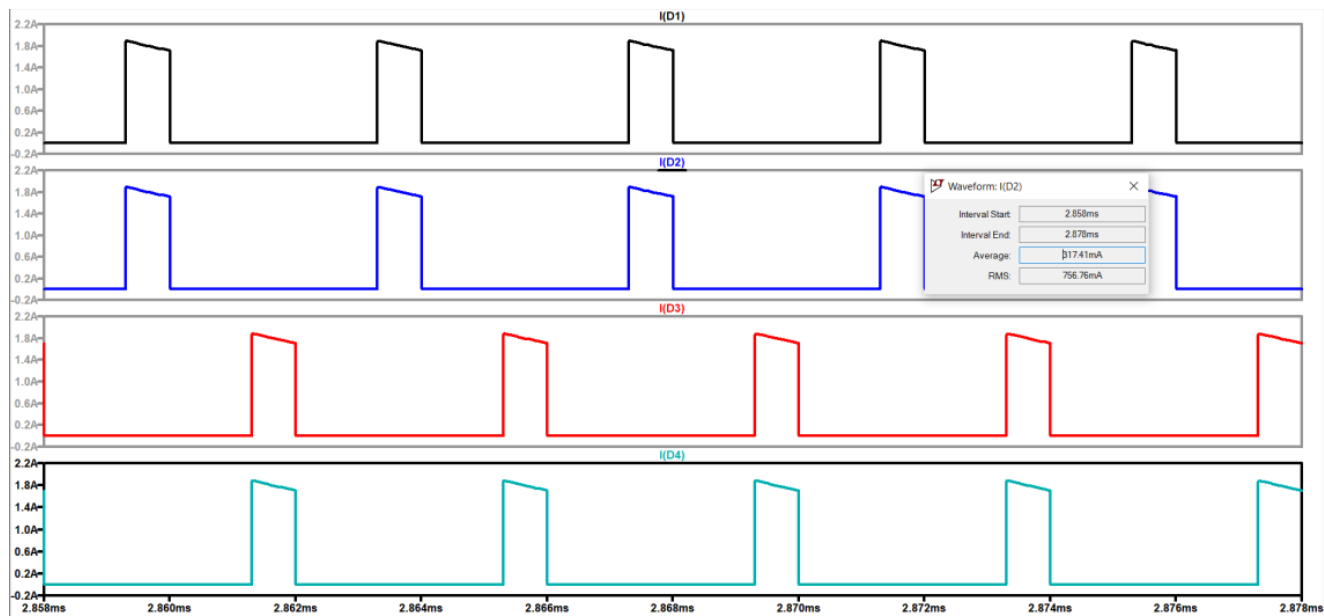


Рисунок 32 - Осцилограми струму діода з симуляції, проведеної з використанням ідеальних компонентів

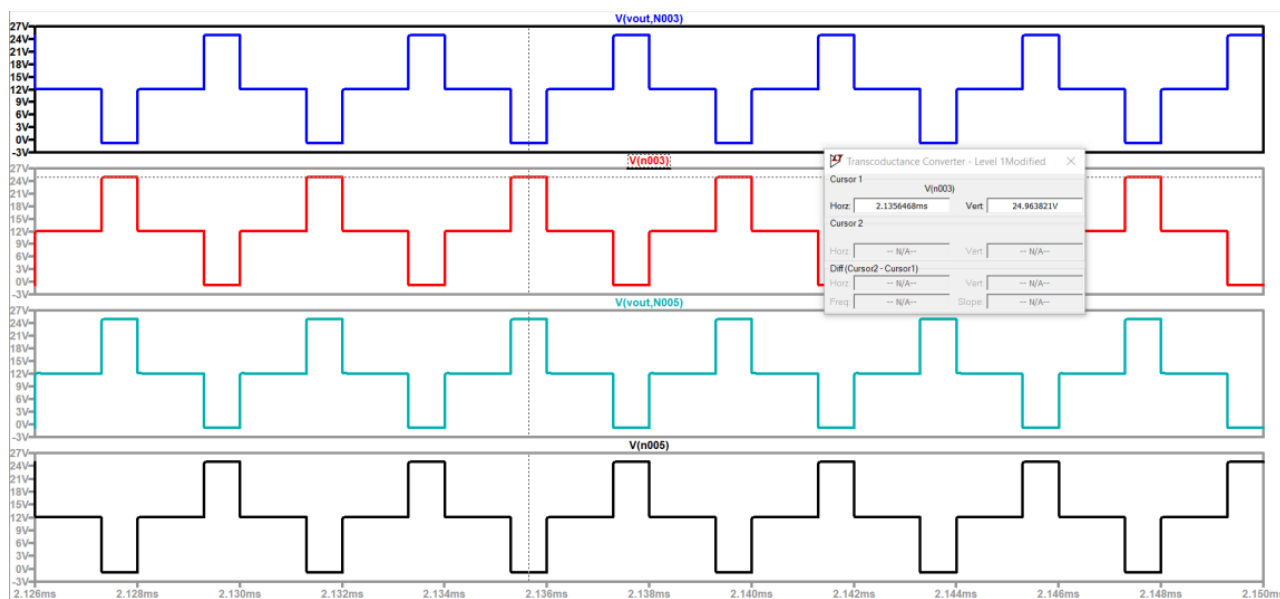


Рисунок 33 - Осцилограми напруги діода з симуляції, проведеної з використанням ідеальних компонентів

На рис. 32 та 33 показано осцилограми струму та напруги діода. Показано що піковий струм становить 1,895А, а середній струм - 0,318А, що на 0,005А більше, ніж розраховане значення 0,313А. Пікова напруга через діод становила 24,9 В, а середнє значення напруги - 12,08 В. Це значення на 0,9 В більше, ніж розраховане значення 24 В, однак загальні результати цих осцилограм схожі на очікувані.

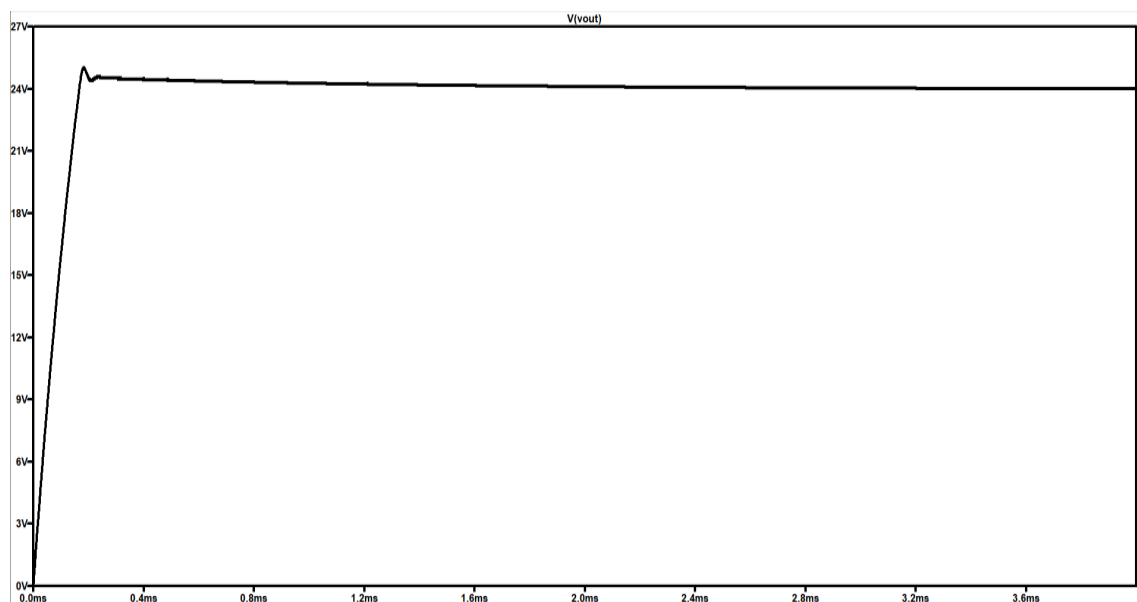


Рисунок 34 - Осцилограма вихідної напруги з симуляції, проведеної з використанням ідеальних компонентів

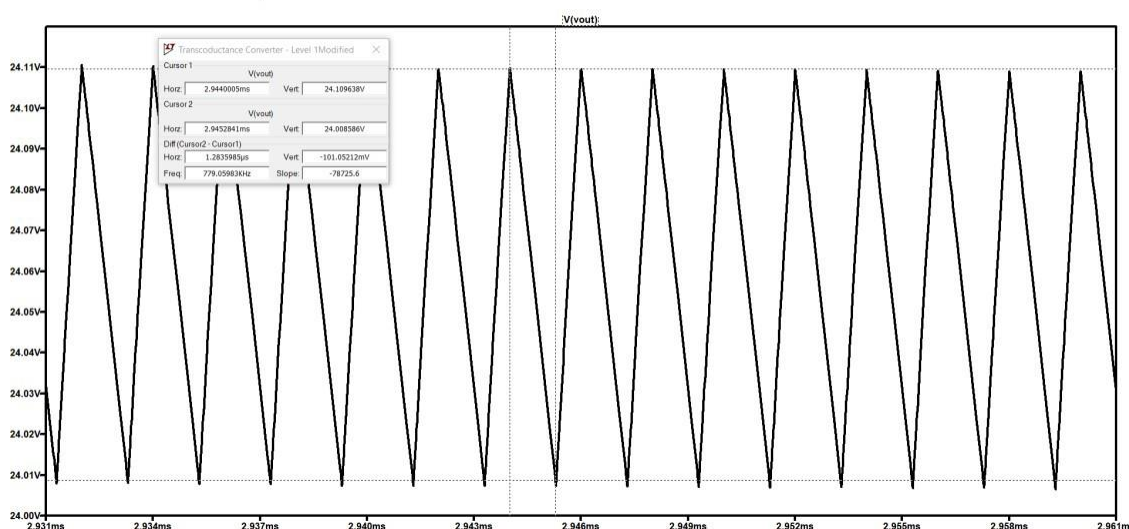


Рисунок 35 - Дельта пульсації вихідної напруги з симуляції, проведеної з використанням ідеальних компонентів

Результати з рис. 34 та 35 показують, що \bar{V}_{out} становила 24.063V. Дельта пульсації напруги (ΔV_o) склала 0,101 В, що відповідає очікуваному значенню 0,1 В при виборі конденсатора ємністю 8 мкФ. Ця вихідна напруга відповідає вимогам системи, визначеним раніше.

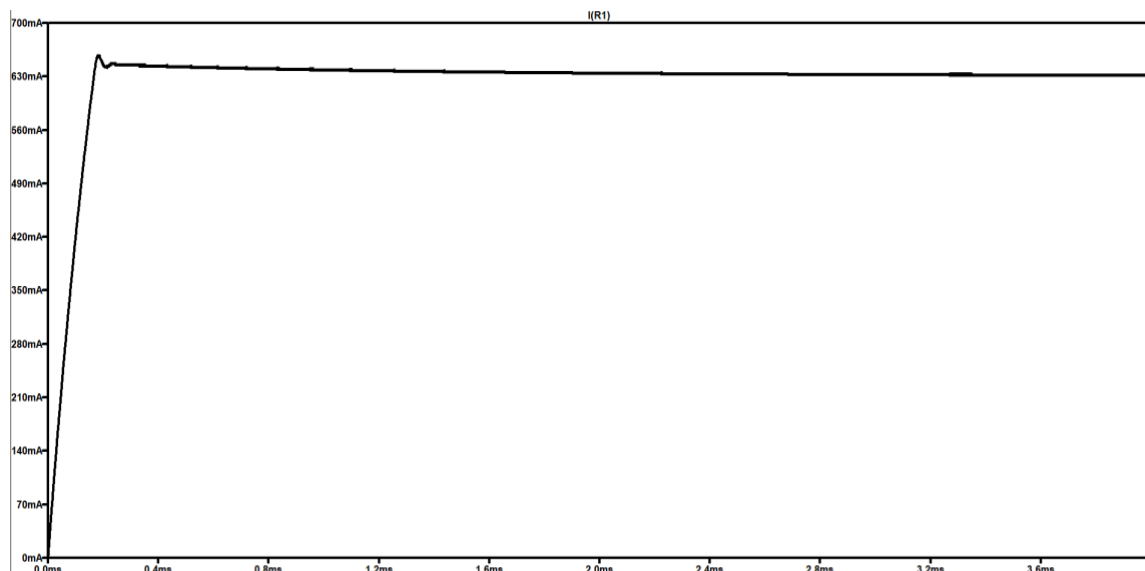


Рисунок 36 - Осцилограма вихідного струму з симуляції, проведеної з використанням ідеальних компонентів

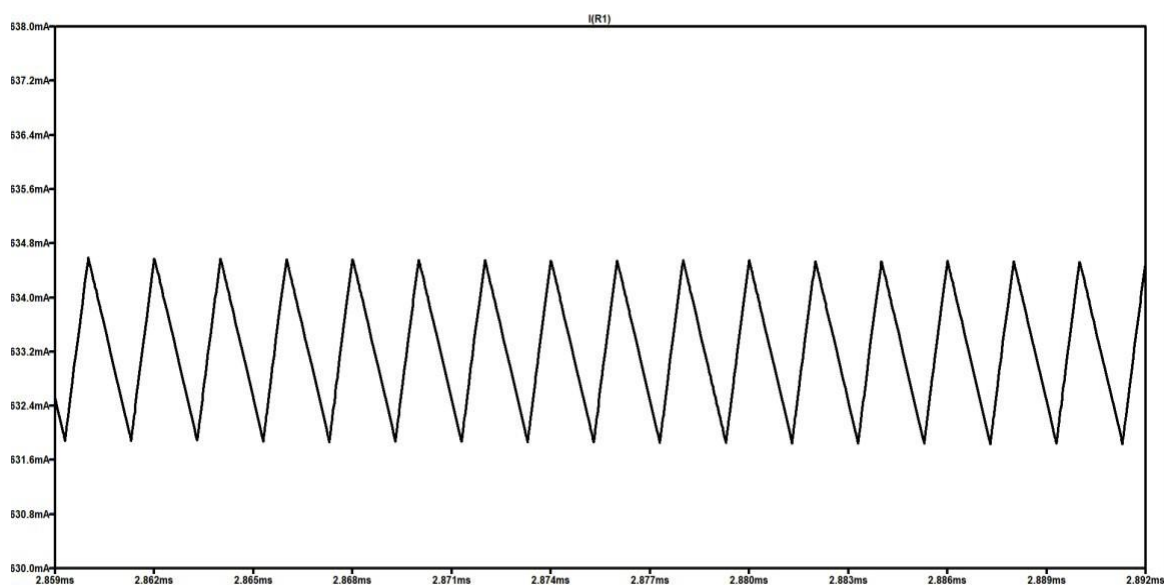


Рисунок 37 – Дельта пульсації вихідного струму з симуляції, проведеної з використанням ідеальних компонентів

На основі результатів з рис. 36 та 37 було визначено, що \bar{I}_{out} становить 0,634 А, що на 0,009 А більше, ніж бажаний струм 0,625 А. Також було виявлено, що пульсація вихідного струму становить 0,002 А, що призводить до 0,426% дельти пульсації вихідного струму.

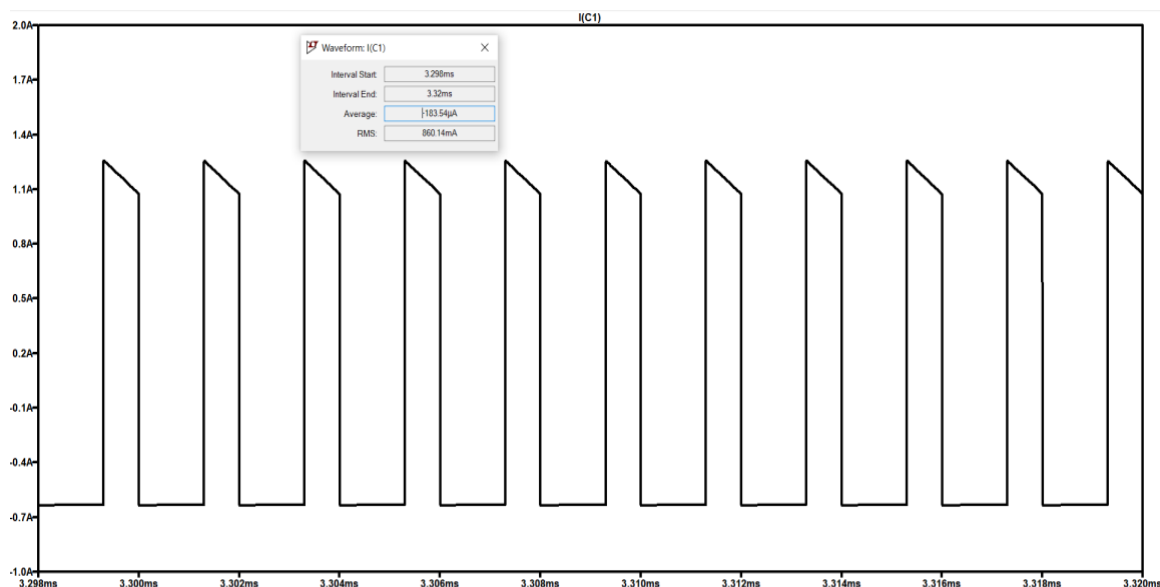


Рисунок 38 - Осцилограма струму вихідного конденсатора з симуляції, проведеної з використанням ідеальних компонентів

У проєкті було використано вихідний конденсатор ємністю 8 мкФ. Було виявлено, що піковий струм через конденсатор становив 1,2А, а середньоквадратичний струм - 0,860 А, що більше за розрахункове значення 0,606А. Деякі з цих відмінностей можна пояснити різницею у вихідному струмі, оскільки розрахунок I_{rms} залежить від вихідного струму. Збільшення цього струму призводить до збільшення середньоквадратичного струму конденсатора. Незважаючи на цю різницю, додавання вихідного конденсатора 8 мкФ вплинуло на пульсацію вихідної напруги майже на 0,1 В, що було очікувано, виходячи з рівняння 30, показаного раніше. Для зміни величини пульсацій вихідної напруги можна змінювати ємність вихідного конденсатора для отримання бажаних результатів.

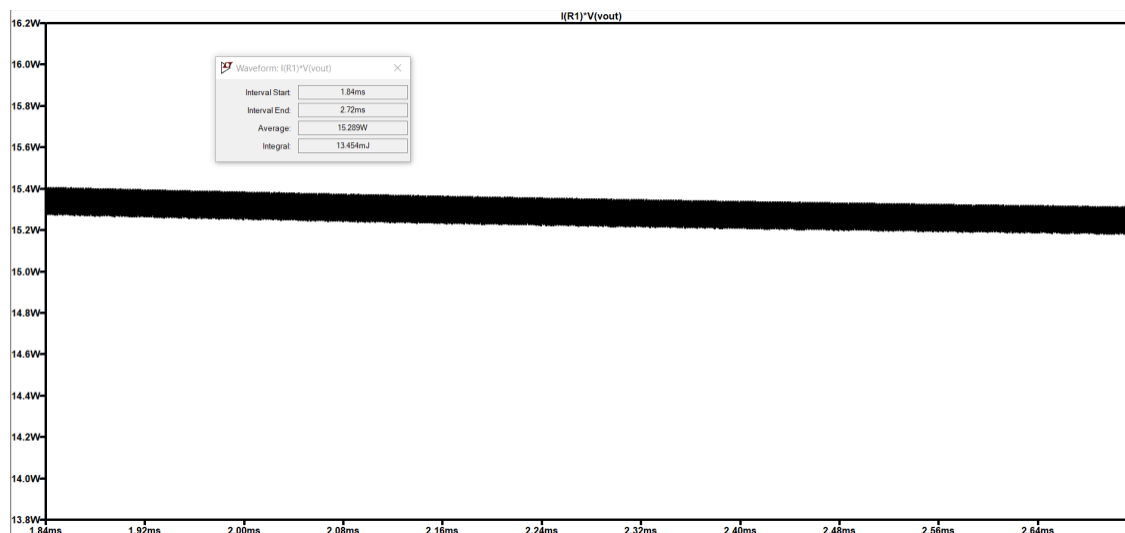


Рисунок 39 - Осцилограма вихідної потужності з симуляції, проведеної з використанням ідеальних компонентів

Як показано на рис. 39, вихідна потужність була визначена на рівні 15,289 Вт, коли необхідна вихідна потужність становила 15 Вт, що свідчить про збільшення на 0,289 Вт, що трохи менше 2% допуску. Середня вхідна потужність в системі була визначена як 16,35 Вт за результатами моделювання. Використовуючи ці два значення, загальна ефективність перетворювача була розрахована на рівні 93,5%. Узагальнення результатів цього моделювання в порівнянні з попередньо розрахованими результатами можна знайти в таблиці 5.

Таблиця 5 - Порівняння розрахованих та змодельованих значень

Параметр	Розраховане значення	Змодельоване значення	% Різниці
Середній струм перемикача	0.45 A	0.46 A	2.19 %
Пікова напруга перемикача	48 V	51.4 V	6.84 %
Середній струм діода	0.313 A	0.318 A	1.58 %
Пікова напруга діода	24 V	24.9 V	3.68 %
Середній вихідний струм	0.625 A	0.634 A	1.429 %
Середня вихідна напруга	24 V	24.063 V	0.262 %
Середня вихідна потужність	15 W	15.289 W	1.908 %
I_{crms}	0.606 A	0.860 A	34.65 %
Пульсація вихідної напруги	0.1 V	0.101 V	0.99 %

На основі значень, наведених у таблиці 5, було визначено, що загальні результати моделювання з ідеальними компонентами близько відповідають теоретичним значенням, визначеним раніше, що підтверджує точність розрахунків і висновків, зроблених раніше. Дані, які показують найбільшу різницю у відсотках, стосуються розрахунку I_{crms} , який сильно залежить від вихідного струму. Інша значна різниця стосується пікової напруги перемикача, яка в ідеалі мала б становити 48 вольт, але в результаті моделювання була визначена на рівні 51,4 вольт. Оскільки ця різниця в кінцевому підсумку не вплинула на загальну продуктивність конструкції, перемикачі повинні бути розраховані на напругу вище 51,4 В при використанні реальних компонентів.

3.2 Моделювання з використанням реальних компонентів

У другій розробленій симуляції більшість ідеальних компонентів було замінено на реальні моделі компонентів. Основна мета цієї симуляції - показати можливість побудови перетворювача з використанням комерційно доступних компонентів, а також перевірити функціональність запропонованої конструкції перетворювача. Кілька невеликих змін було внесено в загальну конструкцію, щоб поліпшити продуктивність перетворювача і додати захист до схеми. Однією зі змін було додавання захисних діодів на вході та виході для захисту схеми від потенційної зворотної напруги та струмів. Додатковою зміною було додавання RC- відгалуження через первинну обмотку для гасіння будь-яких високих частот і захисту пристрою від будь-якої потенційної високої напруги. Крім того, деякі відмінності, які були виявлені в попередньому моделюванні, були враховані при виборі компонентів на основі їх номінальної потужності.

Ще однією зміною в схемі стало використання 100-вольтового драйвера затворів MOSFET LTC7062 для керування перемикачами, що використовуються в

перетворювачі. Два драйвери є симетричними і незалежними один від одного, що дозволяє комплементарне або некомплементарне перемикання [16]. Оскільки використання силових MOSFET значно впливає на втрати потужності в перетворювачі, вони повинні вмикатися і вимикатися швидко, щоб мінімізувати час перемикання і втрати потужності. Два пристрої LTC7062 були використані в схемі для керування 4 N-канальними MOSFET, що використовуються в конструкції перетворювача. Окрім додавання драйвера, всі інші компоненти, окрім трансформатора, були замінені на реальні моделі.

При конструюванні перетворювача до моделі трансформатора струму можна додати паразитні компоненти, такі як індуктивність витоку, ємності обмоток, ємності зв'язку та опір проводів, якщо ці значення були отримані з технічного паспорта. На рис. 40 зображено схему запропонованого перетворювача з переважно реальними моделями компонентів.

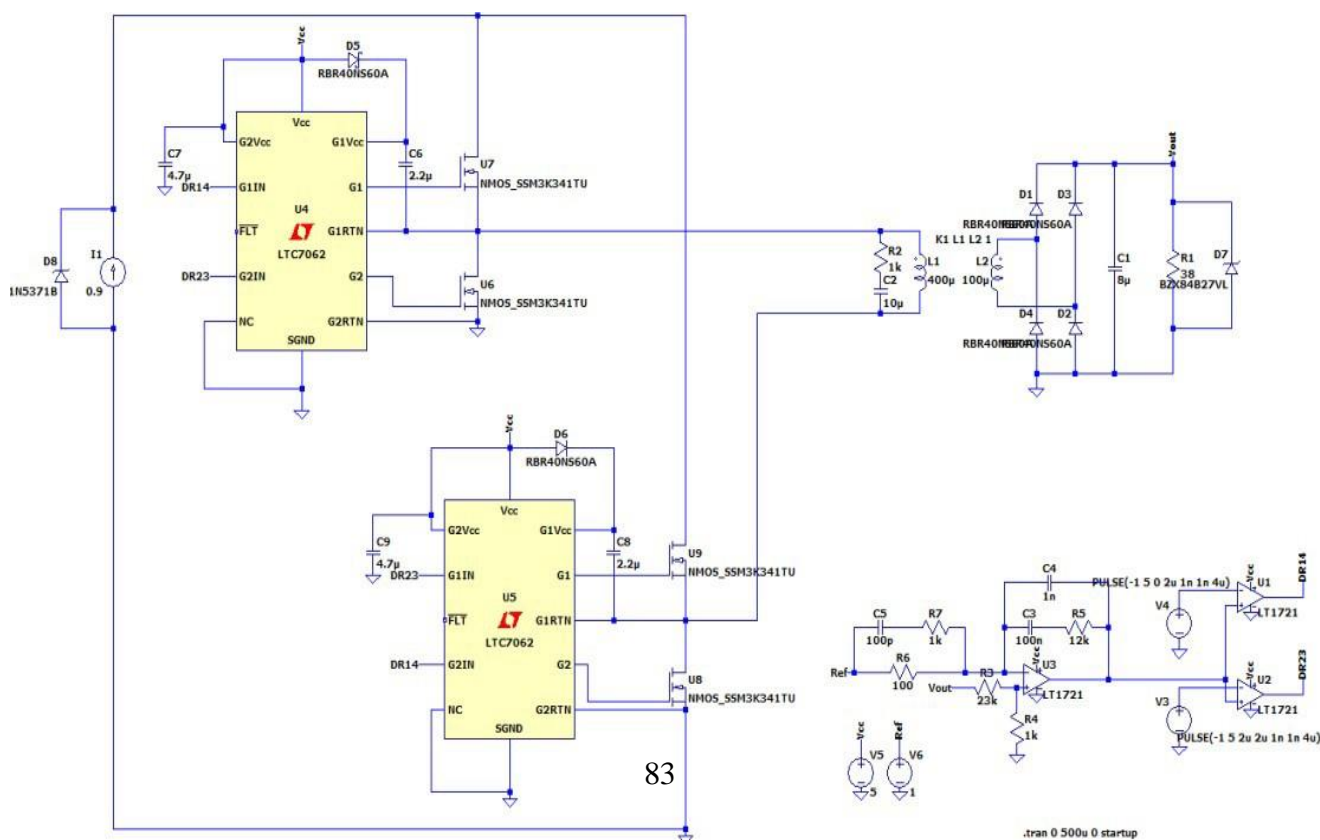


Рисунок 40 - LTspice-схема запропонованого конвертера з більшістю реальних КОМПОНЕНТІВ

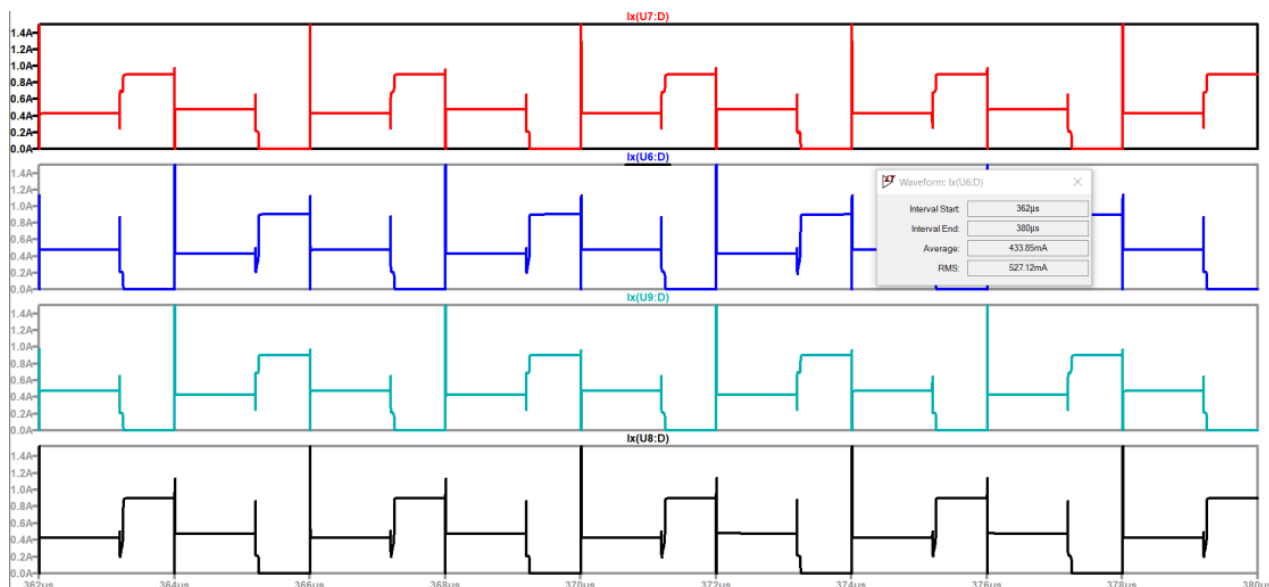


Рисунок 41 - Осцилограми струму комутатора з симуляції, проведеної з використанням реальних компонентів

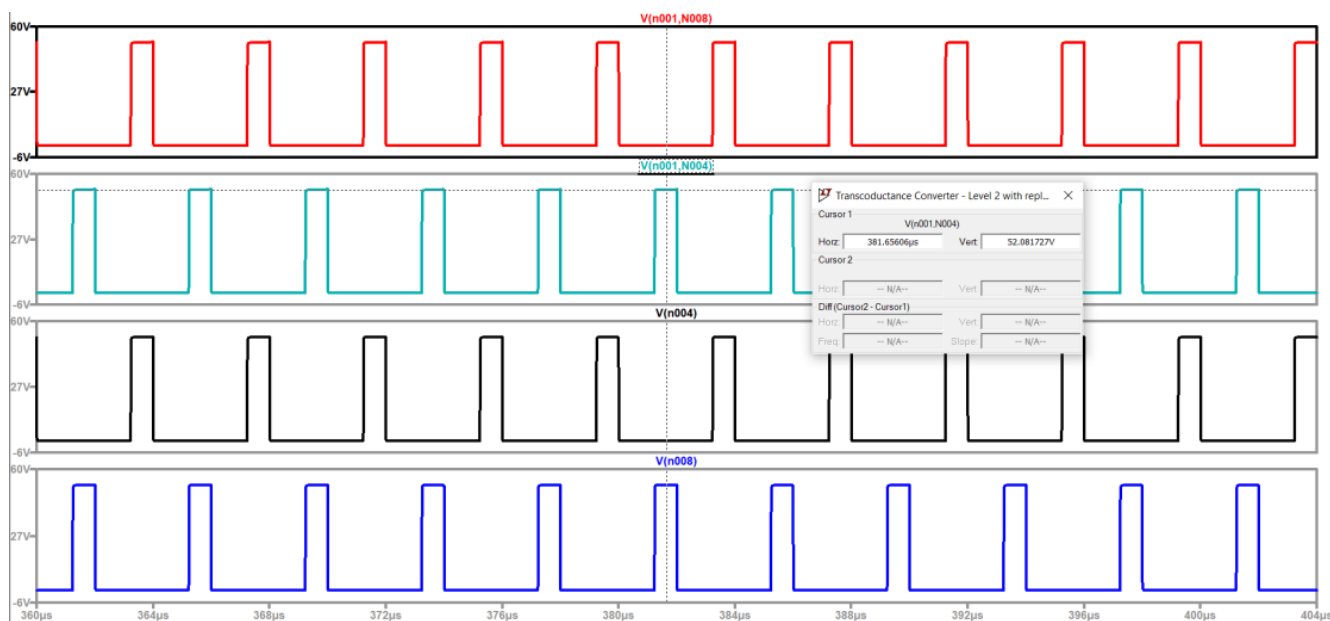


Рисунок 42 - Осцилограми напруги комутатора з симуляції, проведеної з використанням реальних компонентів

На рис. 41 можна побачити, що осцилограма струму комутатора має такий самий вигляд і загальну форму, як і в оригінальній симуляції, з піковим струмом 0,9А і середнім струмом 0,433А, що на 0,017А менше від очікуваного значення 0,45А. Однак, одна суттєва відмінність полягає в тому, що при переході кожного перемикача

з увімкненого стану у вимкнений або з вимкненого стану в увімкнений спостерігаються стрибки струму. У LTspice ці стрибки струму становили 2,7 А на перемикачах S1 і S3, тоді як на перемикачах S2 і S4 стрибки струму становили 4 А і тривали загалом 6,95 нс. Цей стрибок струму був мінімізований з ще більшого значення за допомогою діода Шоттки для D5 і D6. Пікова напруга перемикача на рис. 42 склала 52,081 В, що на 4,08 В більше, ніж очікувана напруга 48 В. Як вказувалося раніше, ці відмінності мають найбільший вплив при виборі компонентів для перетворювача, оскільки вони повинні бути розраховані на витримку як пікових значень струму, так і напруги. Виходячи з потенціалу більших, ніж очікується, пікових струмів на первинній стороні перетворювача, кожен з цих компонентів повинен бути розрахований на мінімум 5А, якщо не більше.

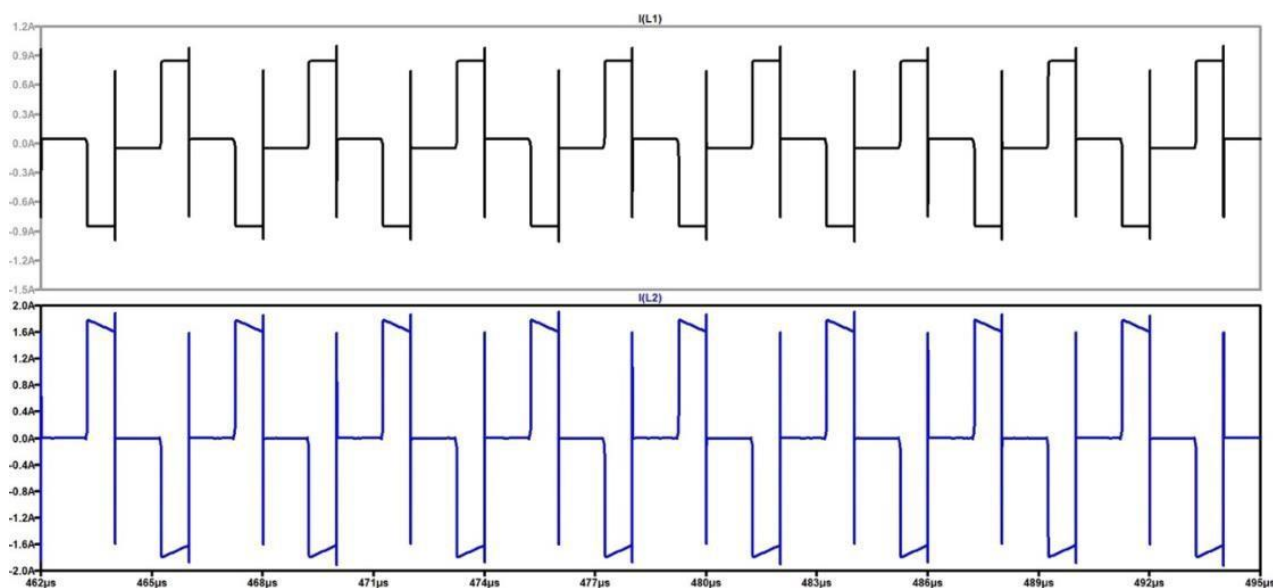


Рисунок 43 - Струми первинної та вторинної обмоток індуктивності з симуляції, проведеної з використанням реальних компонентів

Рис. 43 показує струм первинної та вторинної обмоток індуктивності та ці дані показують, що хоча струми L1 і L2 подібні до тих, що спостерігаються при ідеальному струмі, існують піки струму, особливо при переході від одного рівня струму до іншого. Було виявлено, що середній максимальний струм на первинній стороні становить 0,9А з піком 0,99А, тоді як на вторинній стороні максимальний струм становить 1,93А, а середнє значення - 1,81А, що близько до очікуваного значення

1,8А. Подібно до стрибків струму, виявлених на перемикачах, ці стрибки струму тривали 7,9 нс, а потім стабілізувалися на бажаному значенні струму.

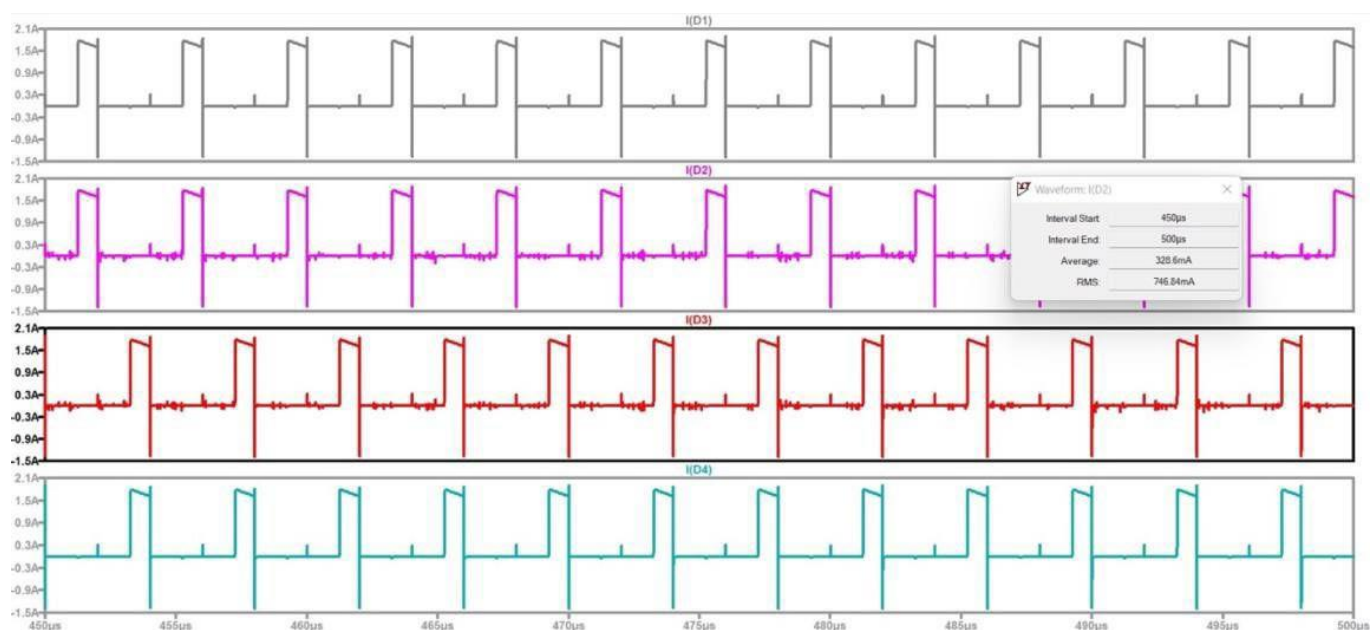


Рисунок 44 - Осцилограми струму діода з симуляції, проведеної з використанням реальних компонентів

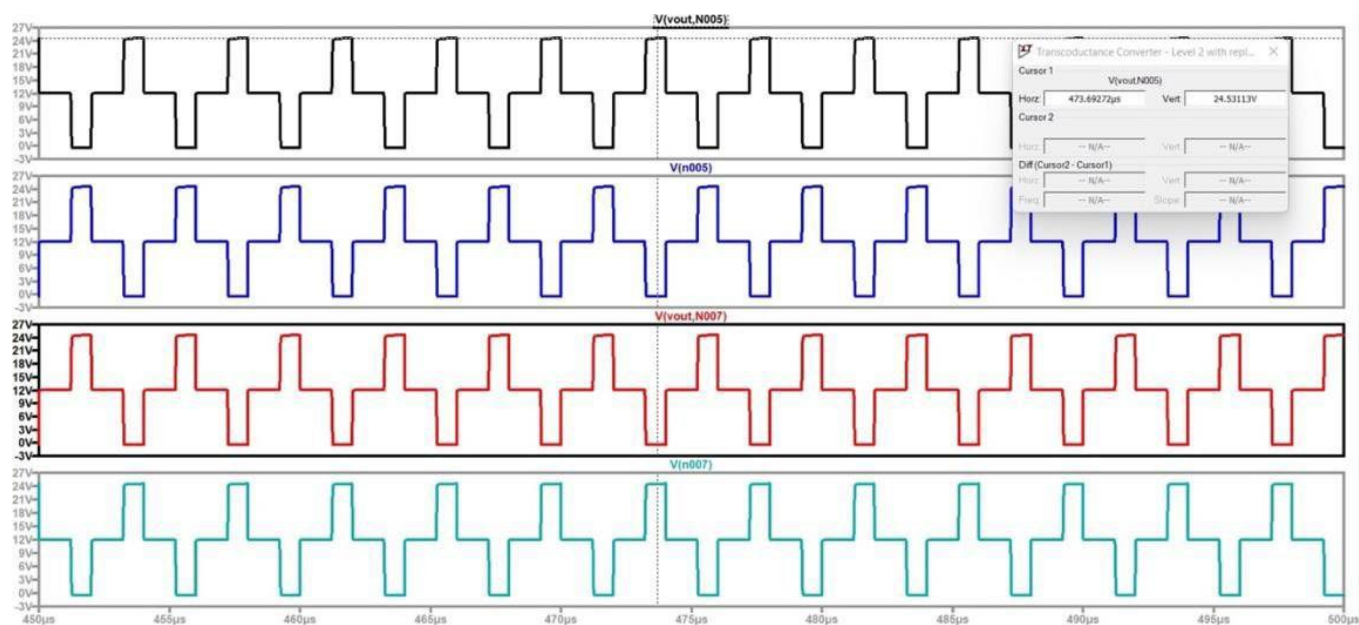


Рисунок 45 - Осцилограми напруги діода з симуляції, проведеної з використанням реальних компонентів

На рис. 44 та 45 показано осцилограми струму та напруги діода. Пік напруги через діод становив 24,53 В, а середнє значення напруги - 11,93 В. Це значення на 0,53 В вище, ніж розраховане значення 24 В, і цей графік відповідає результатам початкового моделювання з ідеальними компонентами. Існує кілька розбіжностей, якщо дивитись на осцилограму струму діода. Показано, що існує піковий струм 1,78 А і стрибок струму зі значенням 1,87 А, коли форма кривої перемикається з високого рівня на низький, що триває 8,12 нс до стабілізації на рівні 0 А. Інша відмінність полягає в тому, що на осцилограмі є другий стрибок струму, який має значення 0,315 А протягом 8,13 нс, перш ніж стабілізуватися на рівні 0 А. Ця крива мала середній струм 0,328 А, що на 0,015 А більше, ніж розраховане значення 0,313 А. Ці стрибки струму можуть бути пов'язані з додатковими компонентами та неідеальністю діодів, обраних для випрямляча. На них також впливають початкові стрибки струму, які спостерігаються в перемикачах на первинній стороні перетворювача.

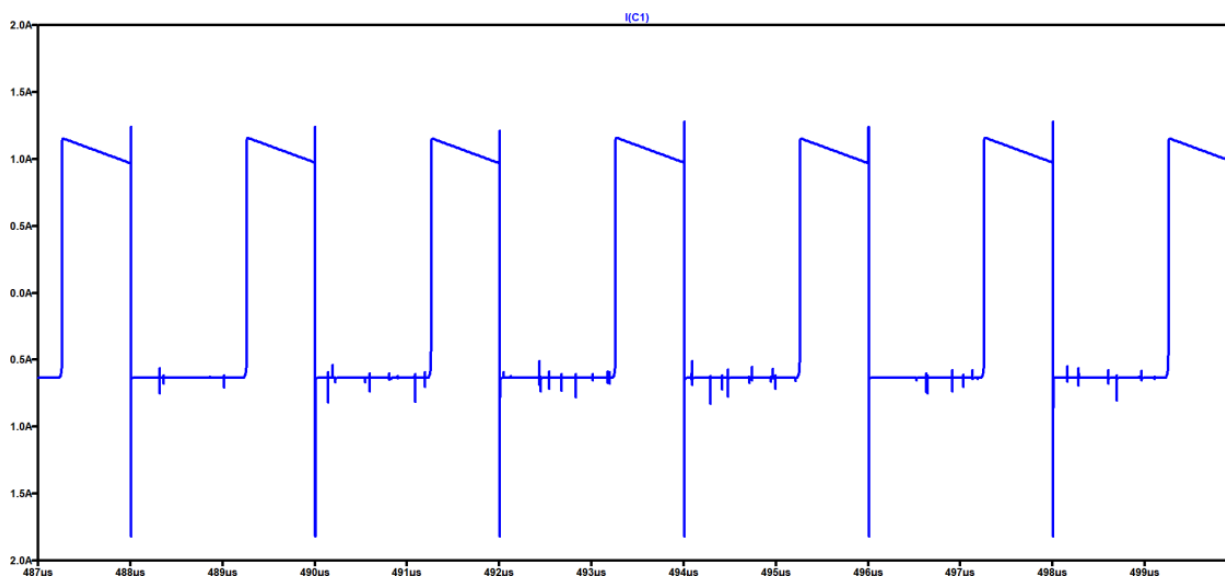


Рисунок 46 - Осцилограма струму вихідного конденсатора з симуляції, проведеної з використанням реальних компонентів

Вихідний конденсатор ємністю 8 мкФ був використаний у проєкті. Було виявлено, що піковий струм через конденсатор становив 1,15 А, а середньоквадратичний струм - 0,8337 А, що більше за розрахункове значення 0,606 А. Ці результати були подібні до тих, що були отримані в першій симуляційній

моделі. Як видно з попередніх осцилограм, спостерігається стрибок струму з позитивним значенням 1,2А і негативним -1,8А, перед стабілізацією на значенні - 0.6А, тривалістю 7.5 нс.

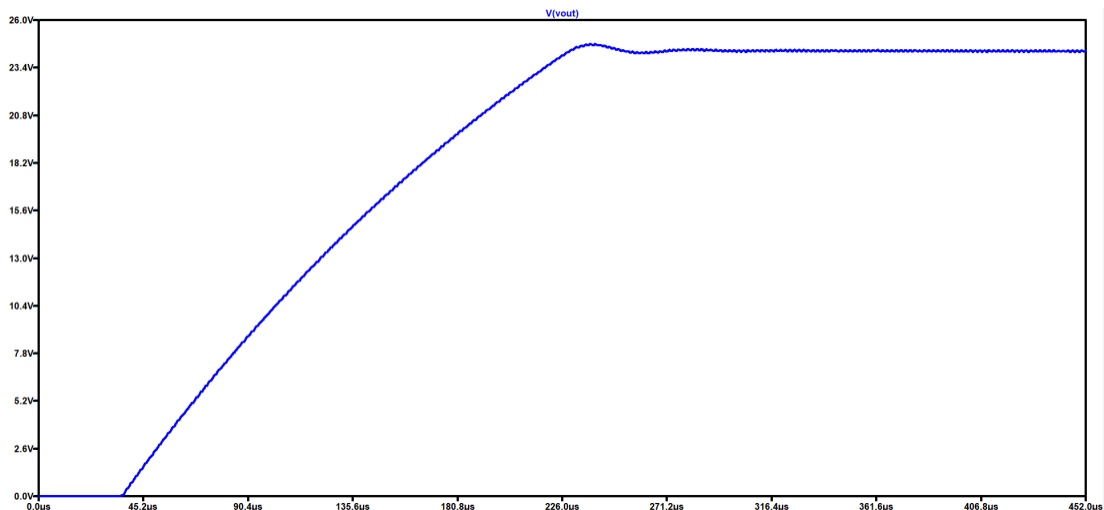


Рисунок 47 - Осцилограма вихідної напруги з симуляції, проведеної з використанням реальних компонентів

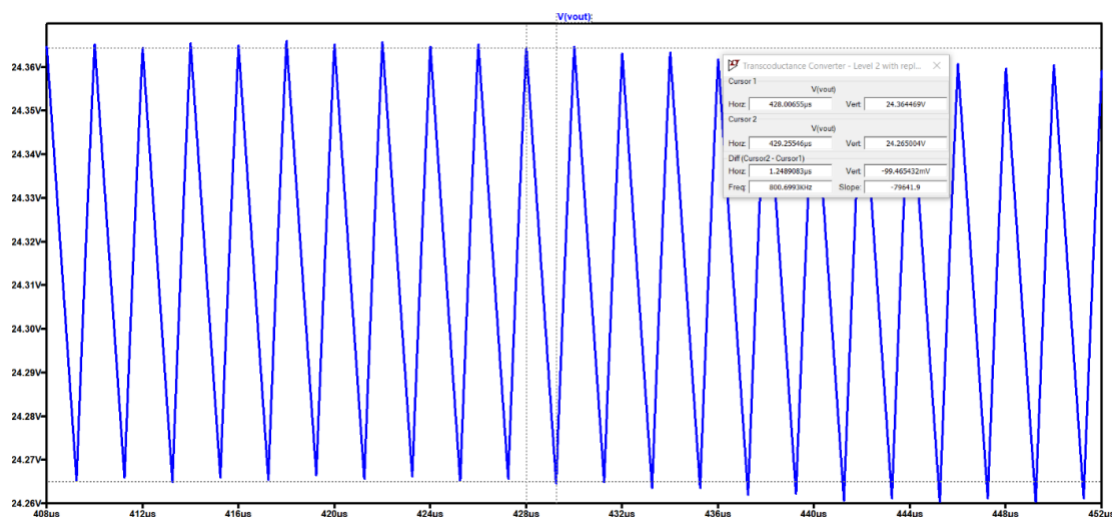


Рисунок 48 - Пульсація вихідної напруги за результатами симуляції, проведеної з використанням реальних компонентів

На основі результатів, наведених на рис. 47 та 48, було виявлено, що \bar{V}_{out} становила 24,392 В. Дельта пульсації напруги (ΔV_o) була визначена як 0,099 В, що відповідає очікуваному результату 0,1 В при виборі конденсатора 8 мкФ. Ця вихідна

напруга відповідає вимогам системи, визначеним раніше. Навіть з урахуванням стрибків струму, виявлених у перемикачах, трансформаторі та діодах, загальна вихідна напруга конструкції перетворювача все ще досить добре відповідає бажаним результатам.

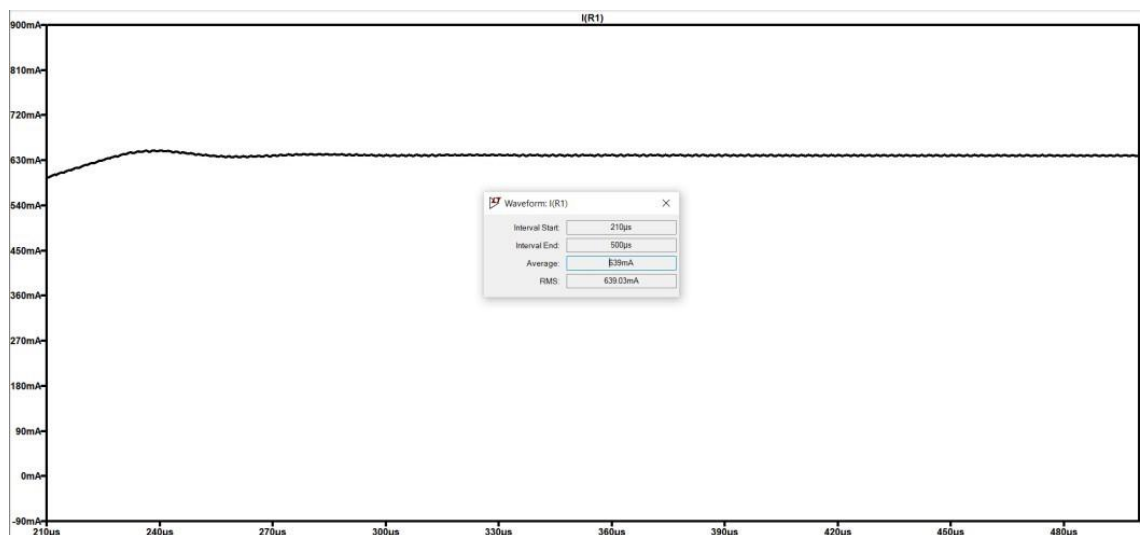


Рисунок 49 - Осцилограма вихідного струму з симуляції, проведеної з використанням реальних компонентів

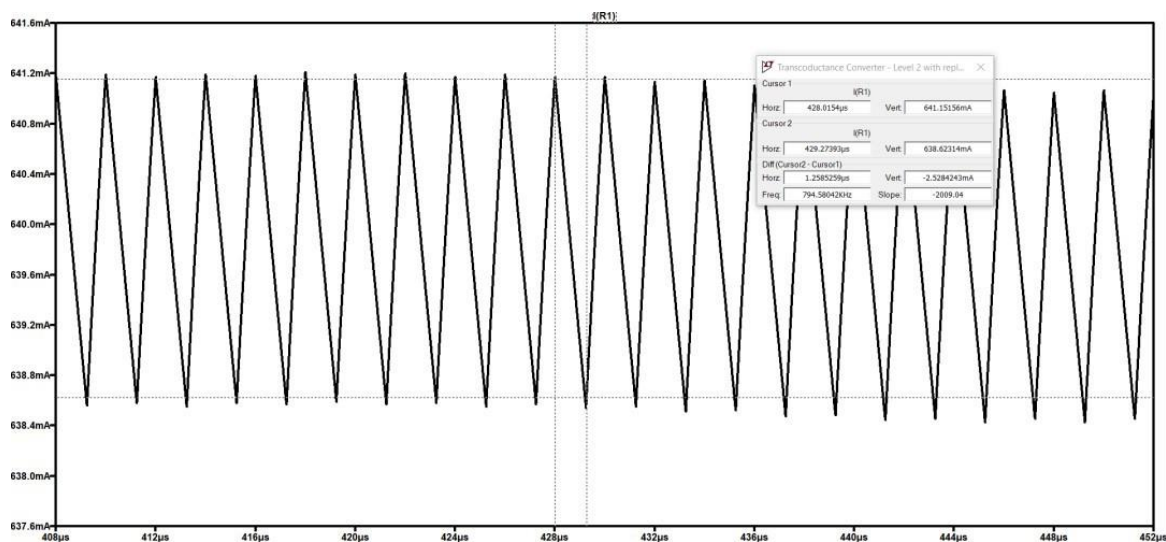


Рисунок 50 – Дельта пульсації вихідного струму за результатами симуляції, проведеної з використанням реальних компонентів

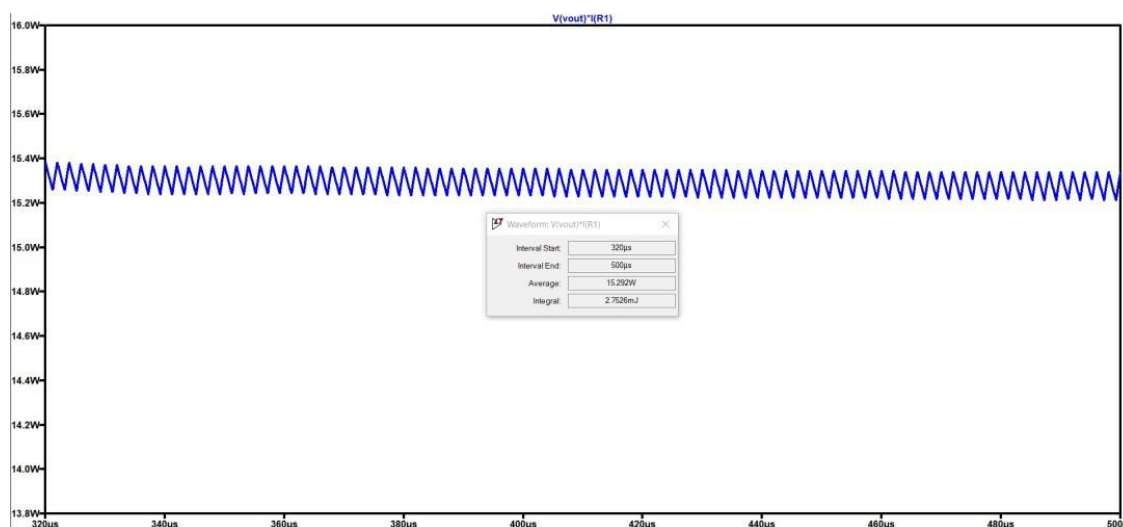


Рисунок 51 - Осцилограма вихідної потужності з симуляції, проведеної з використанням реальних компонентів

Результати на рис. 49 і 50 показують, що \bar{I}_{out} було виміряно на рівні 0,639А, що на 0,014А більше, ніж бажаний струм 0,625А. Також було виявлено пульсацію вихідного струму 0,025 А, що призводить до пульсації вихідного струму на рівні 3,96%. Як показано на рис. 51, вихідна потужність була визначена на рівні 15,292 Вт, коли необхідна вихідна потужність становила 15 Вт, що свідчить про збільшення на 0,292 Вт, що трохи менше 2% допуску. Середня вхідна потужність в системі визначена за результатами моделювання на рівні 17,233 Вт. Використовуючи ці два значення, загальна ефективність перетворювача була розрахована на рівні 88,73%. Узагальнення результатів цього моделювання у порівнянні з попередніми результатами моделювання з ідеальними компонентами можна знайти в таблиці 6.

Результати, наведені в таблиці 6, показують, що моделювання з усіма ідеальними компонентами мало в цілому схожі результати з моделюванням з більшістю реальних компонентів. Найбільша різниця у відсотках між двома моделюваннями спостерігається у середньому значенні струму перемикача. Однак, якщо поглянути на осцилограми, то можна помітити кілька відмінностей між формами кривих струму для всіх компонентів конструкції, і ці відмінності необхідно враховувати при визначенні розмірів і виборі компонентів. Навіть незважаючи на цю різницю, отримані форми вихідних сигналів були близькими до очікуваних, що доводить доцільність проектування.

Таблиця 6 - Порівняння симуляції з використанням ідеальних компонентів з симуляцією з використанням реальних компонентів

Параметр	Симульовані ідеальні компоненти	Симульовані реальні компоненти	% Різниці
Середній струм перемикача	0.46 A	0.433 A	6.04 %
Пікова напруга перемикача	51.4 V	52.08 V	1.31 %
Середній струм діода	0.318 A	0.328 A	3.09 %
Пікова напруга діода	24.9 V	24.53 V	1.49 %
Середній вихідний струм	0.634 A	0.639 A	0.78 %
Середня вихідна напруга	24.063 V	24.39 V	1.34 %
Середня вихідна потужність	15.289 W	15.292 W	0.196 %
I_{crms}	0.860 A	0.833 A	3.189 %
Пульсація вихідної напруги	0.101 V	0.099 V	2 %

3.3 Порівняння результатів моделювання

У таблиці 7 наведено результати обох симуляцій у порівнянні з початково розрахованими значеннями. За цими даними можна визначити, що після введення в конструкцію реальних компонентів було досягнуто бажаних результатів роботи DC-DC перетворювача з живленням за струмом. В обох моделюваннях найбільші розбіжності спостерігалися між розрахунковими значеннями для I_{crms} і пікової напруги перемикача. В цілому, було виявлено, що результати моделювання з ідеальними компонентами найбільш точно відповідають розрахунковим значенням, як і очікувалося. Слід також зазначити, що моделювання з ідеальними компонентами мало вищу ефективність 93,5%, тоді як моделювання з реальними компонентами мало ефективність 88,73%, що все ще перевищує мінімальну ефективність 80%, яка зазначалася раніше.

Крім того, дані початкового моделювання з ідеальними компонентами виявилися подібними до даних з реальними компонентами, що ще раз підтвердило можливість реалізації цієї конструкції перетворювача в реальній системі.

Таблиця 7 - Порівняння розрахованих значень з результатами симуляції з використанням ідеальних компонентів та результатами симуляції з використанням реальних компонентів

Параметр	Розраховане значення	Симульоване значення ідеальних компонентів	Симульоване значення реальних компонентів	% Різниці між ідеальним та розрахованим значенням	% Різниці між реальним та розрахованим значенням
Середній струм перемикачів	0.45 A	0.46 A	0.433 A	2.19 %	3.85 %
Пікова напруга перемикачів	48 V	51.4 V	52.08 V	6.84 %	8.15 %
Середній струм діода	0.313 A	0.318 A	0.328 A	1.58 %	4.68 %
Пікова напруга діода	24 V	24.9 V	24.53 V	3.68 %	0.54 %
Середній вихідний струм	0.625 A	0.634 A	0.639 A	1.429 %	2.21 %
Середня вихідна напруга	24 V	24.063 V	24.39 V	0.262 %	1.611 %
Середня вихідна потужність	15 W	15.289 W	15.292 W	1.908 %	1.927 %
I_{rms}	0.606 A	0.860 A	0.833 A	34.65 %	31.5 %
Коливання вихідної напруги	0.1 V	0.101 V	0.099 V	0.99 %	1.005 %

Важливо зазначити, що використання реальних компонентів у конструкції вплинуло на струм перетворювача набагато більше, ніж на напругу. Це спостереження можна перевірити, порівнявши осцилограми кожної з них і помітивши стрибки струму під час переходу від високого до низького або від низького до високого струму. Загалом, більшість цих стрибків тривала від 6 до 8 нс, а найдовша нерівномірність тривала 8,13 нс. Хоча ці нерівномірності були присутні, вони не вплинули на вихідний струм або напругу значним чином.

3.4 Висновки за розділом

Проведено два моделювання – з використанням ідеальних компонентів та з використанням реальних компонентів. Дані моделювання з ідеальними компонентами виявилися подібними до даних з реальними компонентами, що ще раз підтвердило можливість реалізації цієї конструкції перетворювача в реальній системі.

Результати моделювання з використанням реальних компонентів показали, що конструкція здатна видавати вихідний струм 0,639 А, вихідну напругу 24,53 В і вихідну потужність 15,292 Вт.

Коефіцієнти корисної дії перетворювача і пульсації вихідної напруги склали 88,73% і 0,4%, що відповідає розрахованим раніше значенням.

Деякі з ключових відмінностей між розрахованими та змодельованими результатами були виявлені в розрахунках для визначення номінальних значень основних компонентів силового каскаду. Під час моделювання виявлено, що попередньо оцінені пікові та середні значення як напруги, так і струму, дещо менші, ніж показало моделювання. Ці результати означають, що початкові розрахунки номінальної потужності можуть бути використані як хороша відправна точка при виборі компонентів, однак слід очікувати дещо більших значень при реалізації конструкції та більших розмірів компонентів відповідно.

Іншою проблемою, виявленою під час моделювання, були стрибки струму під час переходу від високого до низького або від низького до високого його значень. Кожен з цих стрибків тривав від 6 до 8 нс, причому найдовша нерівномірність тривала 8,13 нс. Ці сплески постійно спостерігалися на осцилограмах перемикачів, котушок індуктивності, діодів і конденсаторів. Для мінімізації цих стрибків було протестовано кілька різних моделей діодів, і для проектування було обрано той, який показав найкращі результати. Незважаючи на ці стрибки струму, перетворювач все одно мав бажані вихідну напругу, струм і потужність. Подальша робота над зменшенням кількості або значень цих стрибків струму може стати одним з напрямків вдосконалення в майбутньому. Це можна зробити, замінивши моделі драйвера затвора, діодів або інших компонентів на ті, що дають кращі результати.

Одним з напрямків вдосконалення цієї моделі може бути розробка більш реалістичної моделі трансформатора для використання в симуляції. Наразі трансформатор використовує 2 котушки індуктивності та коефіцієнт зв'язку рівний 1. Ці значення можна було б змінити, додавши індуктивність витоку, ємності обмоток, ємності зв'язку та опір проводів, якщо їх отримати з технічного паспорта трансформатора, обраного для проектування. Цей компонент ще більше вплине на ефективність проектування, роблячи результати ще більш реалістичними. Ще одним напрямком вдосконалення може бути попереднє дослідження залежності між частотою перемикання та ефективністю, щоб визначити, яка частота перемикання може гарантувати найбільш оптимальні результати для проектування.

ВИСНОВКИ

Метою цієї кваліфікаційної роботи є перевірка концепції DC-DC перетворювача з живленням за струмом для використання в живленні ретрансляторів та датчиків підводних волоконно-оптичних систем зв'язку, які працюють з низьким рівнем постійного струму. Перетворювач має зменшити вхідний струм від 0,9 А до 0,625 А, зберігаючи при цьому вихідну напругу 24 В і вихідну потужність 15 Вт і слугуватиме джерелом живлення для ретрансляторів і датчиків, розташованих в підводних капсулах, які є компонентами підводних систем зв'язку.

Проаналізовано особливості живлення підводних ВОЛЗ, існуючі типи силових перетворювачів електроенергії і ті з них, які можуть використовуватися для живлення ретрансляторів підводних ВОЛЗ та їх датчиків. Проведено порівняння DC-DC перетворювачів з живленням за напругою і струмом, наведено їх приклади. Обґрунтовано доцільність використання саме DC-DC перетворювачів з живленням за струмом для живлення ретрансляторів підводних ВОЛЗ та їх датчиків.

Розроблено початковий набір вимог до перетворювача, який включає необхідний вихідний струм, вихідну напругу, вихідну потужність, пульсацію вихідної напруги та коефіцієнт корисної дії. Аналіз схеми був виконаний шляхом отримання передавальної функції DC-DC перетворювача для зв'язку вихідної напруги з вхідним струмом. Також було досліджено взаємозв'язок між робочим циклом, коефіцієнтом трансформації та вхідним струмом.

Проведено два моделювання – з використанням ідеальних компонентів та з використанням реальних компонентів. Дані моделювання з ідеальними компонентами виявилися подібними до даних з реальними компонентами, що ще раз підтвердило можливість реалізації цієї конструкції перетворювача в реальній системі.

Результати моделювання показують, що імітаційна модель здатна забезпечити середній вихідний струм у 0,639 А при максимальній вихідній потужності 15,292 Вт, підтримуючи при цьому регульовану вихідну напругу в 24,39 В. Загальний коефіцієнт корисної дії перетворювача склав 88,73%, а пульсації вихідної напруги - 0,4%, що є гарним результатом, кращим, ніж у більшості подібних конструкцій, і відповідає

розрахованим раніше значенням.

Загалом запропонована модель DC-DC перетворювача з живленням за струмом слугує підтвердженням концепції створення перетворювача, залежного від вхідного струму, а не напруги, для досягнення бажаних результатів. Під час перевірки за допомогою моделювання система успішно задовольнила всі початкові вимоги.

ПРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. S. O. Agbo and S. M. N. O., Principles of Modern Communication Systems. Cambridge, United Kingdom: Cambridge University Press, 2017.
2. "Submarine Cable Networks," VIAVI Solutions Inc. [Електронний ресурс] / Режим доступу: <https://www.viavisolutions.com/en-us/products/submarine-cable-networks> [Дата звернення: 29.10.2023].
3. "Network Survivability for Alaska: AKORN," Alaska Communications. [Електронний ресурс] / Режим доступу: <https://akorn.alaskacomcommunications.com> [Дата звернення: 29.10.2023].
4. Chesnoy Jose, Undersea Fiber Communication Systems, Elsevier Ltd, 2016, pages 403-419
5. H. Nishikawa, H. Wakabayashi and M. Sato, "Power Feed Equipment for a Transoceanic Optical Fiber Submarine Cable System," INTELEC '87 - The Ninth International Telecommunications Energy Conference, 1987, pp. 607-611
6. "What is Fiber Optics?," The Fiber Optic Association. [Електронний ресурс] / Режим доступу: <https://www.thefoa.org/foa.htm> [Дата звернення: 29.10.2023].
7. S. Lentz and B. Howe, "Scientific Monitoring And Reliable Telecommunications (SMART) Cable Systems: Integration of Sensors into Telecommunications Repeaters," 2018 OCEANS - MTS/IEEE Kobe Techno-Oceans (OTO), 2018, pp. 1-7, doi: 10.1109/OCEANSKOB.2018.8558862.
8. Taufik, Introduction to Power Electronics, 3rd ed. Lulu Press, Inc. , 2020.
9. J. Falck, C. Felgemacher, A. Rojko, M. Liserre and P. Zacharias, "Reliability of Power Electronic Systems: An Industry Perspective," in IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 12, no. 2, pp. 24-35, June 2018, doi: 10.1109/MIE.2018.2825481.
10. O. Ambriz, "High Voltage DC-DC Converter Design for Submarine Application" San Luis Obispo, California
11. N. Bowers, "Voltage-fed or current-fed power topologies: A critical choice for users of multi-kw power sources," Voltage- or current-fed power topologies: a critical choice, 15-Oct-2015. [Електронний ресурс] / Режим доступу:

<https://www.electronicsspecifier.com/news/blog/voltage-fed-or-current-fed-power-topologies-a-critical-choice-for-users-of-multi-kw-power-sources>

[Дата звернення: 29.10.2023].

12. M. Mohebifar, N. Rostami, E. Babaei and M. Sabahi, "Dual-output step-down soft switching current-fed full-bridge DC-DC converter," 2017 14th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2017, pp. 773- 776, doi: 10.1109/ECTICon.2017.8096353.

13. "LTspice," LTspice Simulator | Analog Devices. [Електронний ресурс] / Режим доступу: <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>.

14. L. Cao, "Type III compensator design for power converters ," Jan-2011. [Електронний ресурс] / Режим доступу: <http://сахара.ru/thumbs/597674/Type3CompensatorDesign.pdf>.

15. "LT1721," LT1721 Datasheet and Product Info | Analog Devices, 1998. [Електронний ресурс] / Режим доступу: <https://www.analog.com/en/products/lt1721.html#:~:text=The%20LT1720%2FLT1721%20are%20UltraFast,with%20slow%20moving%20input%20signals>.

16. "LTC7062," Datasheet and Product Info | Analog Devices, 2021. [Електронний ресурс] /Режим доступу:<https://www.analog.com/en/products/ltc7062.html#product-documentation>. [Дата звернення: 29.10.2023].