

**Міністерство освіти і науки України**  
**Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя**

**Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії**

(повна назва факультету)

**Кафедра електричної інженерії**

(повна назва кафедри)

# **КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА**

на здобуття освітнього ступеня

**магістр**

(назва освітнього ступеня)

на тему:

**ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ DC-DC ПЕРЕТВОРЮВАЧ  
ДЛЯ СОНЯЧНИХ ФОТОЕЛЕКТРИЧНИХ СИСТЕМ**

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

«Електроенергетика, електротехніка та  
електромеханіка»

(шифр і назва спеціальності)

Лисий А.М.  
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник Андрійчук В.А.  
(підпис) (прізвище та ініціали)

Нормоконтроль Мовчан Л.Т.  
(підпис) (прізвище та ініціали)

Завідувач кафедри Тарасенко М.Г.  
(підпис) (прізвище та ініціали)

Рецензент Габрусев Г.В.  
(підпис) (прізвище та ініціали)

Тернопіль 2022

Міністерство освіти і науки України  
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

Факультет Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії  
(повна назва факультету)

Кафедра Електричної інженерії  
(повна назва кафедри)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Тарасенко М. Г.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

« »

2022 р.

## ЗАВДАННЯ

### НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

на здобуття освітнього ступеня магістр  
(назва освітнього ступеня)

за спеціальністю 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка  
(шифр і назва спеціальності)

студенту Лисому Андрію Миколайовичу  
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Підвищення ефективності DC-DC перетворювач для сонячних фотоелектричних систем

Керівник роботи Андрійчук Володимир Андрійович, проф. д.т.н.  
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

Затверджені наказом ректора від «09» листопада 2022 року № 4/7-883

2. Термін подання студентом завершеної роботи грудень 2022 року

3. Вихідні дані до роботи Провести огляд та порівняння схем та способів керування DC-DC перетворювачем для сонячних фотоелектричних систем. Розробити систему DC-DC перетворювачем. Провести моделювання та натурні дослідження розробленої системи DC-DC перетворювача.

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

1. Аналітичний розділ

2. Розрахунково-дослідницький розділ

3. Проектно-конструкторський розділ

4. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях

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

## 6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	Гурик О. Я. к.т.н., доцент		
	Клепчик В.М., старший викладач		
Нормоконтроль	Мовчан Л.Т., к.т.н., доцент		

7. Дата видачі завдання 10 листопада 2022 року**КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН**

№ з/п	Назва етапів роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Вступ	14.11.2022	
2	Аналітичний розділ	18.11.2022	
3	Розрахунково-дослідницький розділ	22.11.2022	
4	Проектно-конструкторський розділ	25.11.2022	
5	Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	29.11.2022	
6	Висновки	01.12.2022	
7	Оформлення пояснювальної записки	06.12.2022	
8	Оформлення графічної частини	12.12.2022	

Студент

\_\_\_\_\_  
(підпис)

Лисий А.Д.

\_\_\_\_\_  
(прізвище та ініціали)

Керівник роботи

\_\_\_\_\_  
(підпис)

Андрійчук В.А.

\_\_\_\_\_  
(прізвище та ініціали)

## Реферат

Лисий А.Д. підвищення ефективності DC-DC перетворювач для сонячних фотоелектричних систем.

Стор.82; рис.51; табл.4; креслень - ; джерел - 21; додатків - 0.

Метою кваліфікаційної роботи було розробка, створення та оцінка нового перетворювача постійного струму (DC) для використання в фотоелектричних системах

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

В другому розділі описано DC-DC перетворювачі в цілому, і ЗППЧ зокрема, з повним охопленням математичного аналізу. Проведено дослідження алгоритмів і методів МРРТ та надано опис алгоритму МРРТ, який було реалізовано у ЗППЧ. Описано розробку та впровадження контролера. Наведено результати імітаційних досліджень.

У третьому розділі детально описано конструкцію апаратного прототипу та надано обґрунтування різних проектних рішень. Описано експериментальну установку та наведено результати тестування.

**Ключові слова:** фотоелектричні системи, сонячна енергія, підвищувальний перетворювач, акумуляторна батарея.

## ЗМІСТ

ВСТУП	6
1 АНАЛІТИЧНИЙ РОЗДІЛ	8
1.1. Критерії та характеристики проектування DC-DC перетворювачів	8
1.2. Схеми підвищувальних DC-DC перетворювачів	9
1.3 Характеристики фотоелектричної батареї	11
1.4 Відстеження точки максимальної потужності	14
1.5 Структурні схеми фотоелектричної системи	16
1.6 Висновки до розділу	18
2 ПРОЕКТНО-КОНСТРУКТОРСЬКИЙ РОЗДІЛ	19
2.1 Дослідження імітаційного моделювання перетворювача	19
2.2 Математичний аналіз підвищувального перетворювача	22
2.3 Двонаправлений підвищувальний перетворювач	31
2.4. Модель керування аналоговим контролером	33
2.5 Модель контура регулювання струму	36
2.6 Модель контура регулювання напруги	37
2.7 Модель дискретного контролера	38
2.8 Моделювання роботи аналогового та цифрового контролера для 4- фазного підвищувального перетворювача	40
2.9 Висновки до розділу	45
3 НАУКОВО-ДОСЛІДНИЦЬКИЙ РОЗДІЛ	47
3.1. Експериментальна установка для проведення дослідження	47
3.2 Розроблення приладу DC-DC перетворювач для сонячних фотоелектричних систем	48
3.2.1 Формування аналогового сигналу	51
3.2.2 Захист від перевантаження по струму	53
3.2.3 Захист від перенапруги	55
3.3 Експериментальні дослідження та результати апаратного прототипу	57
3.3.1 Регулятор струму	58

3.3.2 Регулятор напруги	63
3.3.3 Відстеження точки максимальної потужності	66
3.4 Висновки до розділу	70
4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	72
4.1. ОХОРОНА ПРАЦІ	72
4.1.1. Заходи безпеки при обслуговуванні електроустановок	72
4.2. БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	75
4.2.1. Захист електротехнічних систем та електронної апаратури від пошкоджень, які викликані електромагнітним імпульсом ядерного вибуху	75
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	79
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	81

## ВСТУП

**Актуальність теми роботи.** Технології перетворення відновлюваної енергії на основі джерел сонячної та вітрової енергії є дуже цікавими для виробництва електроенергії, оскільки вони є екологічно чистими і не виснажують обмежені ресурси викопного палива. Сонячні фотоелектричні (ФЕ) енергосистеми знайшли численні застосування, починаючи від невеликих автономних систем і закінчуючи комунальними електростанціями, підключеними до мережі. Сонячні фотоелектричні установки, як правило, є дорогими у порівнянні з традиційною генерацією електроенергії на викопному паливі, але виграють за рахунок відсутності витрат на паливо. Однак, для того, щоб максимізувати рентабельність інвестицій, важливо максимізувати кількість електроенергії, що виробляється фотоелектричною системою. Дана робота присвячена розробці нового ефективного перетворювача потужності, який буде відбирати максимальну потужність з фотоелектричної системи, використовуючи алгоритм керування з відстеженням точки максимальної потужності (MPPT) та систему з плаваючим підвищувальним перетворювачем із чергуванням. Змінний підвищувальний перетворювач з чергуванням (ЗППЧ) - це нова топологія DC-DC перетворювача, яка може забезпечити високий коефіцієнт підсилення напруги з підвищеною ефективністю і зниженим рівнем пульсацій на вході в порівнянні з традиційними перетворювачами. Ці переваги роблять ЗППЧ перспективним кандидатом для застосування в сонячних фотоелектричних системах. Фотоелектричні модулі виробляють низьковольтну електроенергію постійного струму (DC); вона повинна бути спочатку перетворена в постійний струм високої напруги, а потім перетворена в змінний струм (ЗС).

**Мета і завдання роботи:** - Розробка, створення та оцінка нового перетворювача постійного струму (DC) для використання в фотоелектричних системах.

Для досягнення поставленої мети в даній роботі необхідно вирішити наступні завдання:

- Провести огляд та порівняння схем та способів керування DC-DC перетворювачем для сонячних фотоелектричних систем;
- Розробити удосконалений дискретний двоконтурний регулятора з лінійним зворотним зв'язком для DC-DC перетворювачем;
- Провести моделювання та натурні дослідження розробленої системи DC-DC перетворювача.

**Об'єкт дослідження:** Система керування зарядом акумуляторної батареї, призначеної для використання у фотоелектричних системах.

**Предмет дослідження:** Техніко-енергетичні характеристики основних показників якості перетворення постійного струму у фотоелектричних системах.

**Наукова новизна отриманих результатів:**

1. Проведено теоретичний та порівняльний аналіз регуляторів струму у підвищувальному DC перетворювачі.

2. Удосконалено математичну модель систем, що включають МРРТ перетворювач, та проведено аналіз за результатами імітаційного моделювання.

**Практична цінність результатів дослідження:**

Удосконалено дискретний двоконтурний лінійний регулятор зі зворотним зв'язком для фотоелектричних системах.

**Апробація результатів магістерської роботи.** Основні положення роботи і її результати доповідалися на XI Міжнародна науково-технічна конференція молодих учених та студентів «Актуальні задачі сучасних технологій» (Тернопіль, 2022 р.)

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



# 1. АНАЛІТИЧНИЙ РОЗДІЛ

## 1.1. Критерії та характеристики проектування DC-DC перетворювачів

Важливим критерієм проектування DC-DC перетворювачів для фотоелектричних систем є здатність виробляти високу напругу на виході з низької напруги на вході. Робочою напругою для комерційно доступних фотоелектричних модулів є низька напруга постійного струму, як правило, близько 20 вольт постійного струму (ПС) [11]. Однак, для ефективного перетворення в змінний струм (ЗС) при використанні DC-AC інвертора необхідна висока вхідна напруга. Одним з варіантів є підвищення цієї напруги шляхом послідовного з'єднання декількох фотоелектричних модулів. Однак такий підхід має кілька недоліків. По-перше, послідовне з'єднання знижує надійність; вихід з ладу будь-якого одного модуля в послідовній лінії призведе до виходу з ладу всієї лінії. Оскільки струм через послідовно з'єднані компоненти завжди повинен бути однаковим, загальний струм ланцюга буде диктуватися модулем з найнижчими характеристиками в ланцюзі. Це особливо проблематично в ситуаціях часткового затінення, коли затінення одного модуля зменшує вихідну потужність всієї ланцюжка. Тому вигідно з'єднувати модулі паралельно і використовувати DC-DC перетворювач для підвищення вихідної напруги до необхідного входу DC-AC інвертора. Вихідна напруга такого DC-DC перетворювача повинна бути в діапазоні 400 В постійного струму для типової вхідної напруги ланки постійного струму для трифазного 208/120 В або однофазного 220 В або 240 В інвертора.

Іншими важливими критеріями для проектування є ефективність та вартість. Як і в будь-якому застосуванні відновлюваної енергії, ефективність має першорядне значення. Вартість є ще одним важливим фактором при проектуванні перетворювача. Тому перетворювач повинен мати найменш складну топологію, необхідну для досягнення поставлених цілей, і, по можливості, використовувати менш дорогі компоненти.

Крім того, перетворювач повинен відповідати критеріям, пов'язаним з пульсаціями та ізоляцією. Пульсація відноситься до відхилення вхідної та вихідної напруги та струму від чистого постійного струму. Пульсації виникають в DC-DC перетворювачах через перехідні процеси перемикавання. Високі пульсації вхідного струму і напруги можуть негативно вплинути на кількість енергії, що виробляється фотоелектричною батареєю, і можуть перешкоджати правильній роботі алгоритмів MPPT. Іншим фактором, який слід враховувати, є ізоляція; DC-DC перетворювачі можуть бути неізольованими або ізольованими. Гальванічна ізоляція досягається за рахунок використання високочастотного трансформатора в DC-DC перетворювачі або низькочастотного вихідного трансформатора. Однак ці трансформатори збільшують розмір, вагу і вартість перетворювачів, а також мають пов'язані з ними втрати. Тому гальванічною розв'язкою, як правило, нехтують для систем фотоелектричних перетворювачів [12].

## **1.2. Схеми підвищувальних DC-DC перетворювачів**

Існує багато різних DC-DC перетворювачів, які можуть виробляти вихідну напругу, що перевищує вхідну. Традиційні топології підвищувальних перетворювачів включають: boost, buck-boost, Cuk, Single Ended Primary Inductor Converter (SEPIC) та Zeta перетворювачі. DC-DC буст-перетворювач виробляє вихідну напругу, яка завжди більша за величиною, ніж вхідна напруга [13]. Практично реалізований коефіцієнт підсилення напруги цього перетворювача в більшості випадків не перевищує 4, особливо коли потрібні високі вихідна напруга і потужність, що робить його недоцільним для даного застосування [7]. Підвищувальний перетворювач працює за рахунок замикавання вимикача, який ізолює вихідний каскад під час зарядки індуктивності. Коли перемикач розімкнений, енергія як від входу, так і від котушки індуктивності надходить на зарядку вихідного конденсатора [14]. Для буст-перетворювачів величина вихідної напруги може бути більшою або меншою за вхідну напругу, а також мати протилежну полярність. До суттєвих недоліків цієї схеми можна віднести: високі пульсації вхідної напруги та високу

комутаційну напругу [13]. Подібно до буст-перетворювача, Cuk виробляє на виході інвертора напругу, яка за величиною може бути більшою або меншою за вхідну напругу. Цей перетворювач має менші пульсації вхідного та вихідного струму, ніж інші топології перетворювачів [14], і був використаний для багатьох застосувань фотоелектричних енергосистем [13]. SEPIC може, як і перетворювачі Buck-boost та Cuk, виробляти вихідну напругу, яка може бути як більшою, так і меншою за вхідну, але без інвертування. Нарешті, дзета-перетворювач може також забезпечувати вихідну напругу без інвертування, яка може бути більшою або меншою за вхідну за величиною.

Коефіцієнт підсилення напруги, який може бути досягнутий при використанні будь-якої топології DC-DC перетворювача, обмежується паразитами компонентів [7]. Зі збільшенням потужності та струму через пристрій, втрати на провідність ( $I^2 R$ ) будуть мати більший вплив. Тому потрібні нові топології перетворювачів з високим коефіцієнтом підсилення, які б забезпечували необхідний коефіцієнт підсилення напруги при великій потужності.

ЗППЧ складається з двох звичайних підвищувальних перетворювачів, плаваючої версії на позитивній шині та неплаваючої версії на негативній шині. Вони з'єднані послідовно на виході з джерелом вхідної напруги. Таке послідовне з'єднання збільшує отримуваний коефіцієнт підсилення напруги при одночасному зменшенні пульсацій вихідної напруги [7]. Гілка котушки індуктивності може бути розділена на кілька паралельних фаз, що зменшує величину струму через кожну гілку, тим самим зменшуючи втрати. Перетворювачі з чергуванням фаз зменшують пульсації струму, але класичний перетворювач з чергуванням фаз не забезпечує покращеного посилення напруги в порівнянні зі звичайними підвищувальними перетворювачами [7]. Поєднуючи два підвищувальних перетворювача разом, і включаючи чергування, ЗППЧ може забезпечити високий коефіцієнт підсилення напруги з меншими пульсаціями струму.

Хоча ЗППЧ потребує більшої кількості компонентів, ніж звичайні перетворювачі, він має переваги:

- Підвищення ККД і коефіцієнта підсилення по напрузі [5].
- Зниження пульсацій на вході [5]
- зниження номінальних значень напруги та струму для напівпровідникових пристроїв (наприклад, перемикачів, діодів) [5].
- Вищий коефіцієнт використання вимикача та нижча комутаційна напруга [5].
- Менші об'єми індукторів за рахунок меншого струму, що протікає через кожен індуктор [7].
- Більш низькі номінальні напруги конденсаторів, оскільки кожен конденсатор несе лише близько 60% вихідної напруги [7].
- Зниження втрат  $I^2 R$  і падіння напруги через індуктивні компоненти [7].

Ці переваги призвели до того, що топологія ЗППЧ була запропонована як відповідне рішення для паливних елементів та гібридних електромобілів [4]. Вона також була запропонована як перспективний кандидат для фотоелектричних систем, але ще не була продемонстрована для цього конкретного застосування [7]. Апаратні демонстрації відкритого контуру ЗППЧ були проведені в [6] та [7]. Лабораторний прототип був продемонстрований для застосування на паливних елементах Кабало та ін. в [5] і [15]. Цей прототип використовував двоконтурний регулятор з ковзним режимом для регулювання струму індуктора та вихідної напруги [16]. Цей прототип використовував плату реального часу dSP3CE DS 1104 для реалізації управління. ЗППЧ також був продемонстрований для застосування в електромобілях з використанням алгоритму управління з лінійним зворотним зв'язком, реалізованого цифровим сигнальним контролером [17].

### **1.3 Характеристики фотоелектричної батареї**

Фотоелектрична технологія здатна перетворювати сонячне світло безпосередньо в електрику. Структурним елементом фотоелектричної технології є фотоелемент, який являє собою спеціально сконструйований рп-перехід (або декілька переходів для багатошарових фотоелементів) з

використанням напівпровідникового матеріалу. Приклад рп-переходу наведено на рисунку 1.1. Монокристалічний (монокристалічний) кремній, як правило, є найбільш надійним, ефективним напівпровідниковим матеріалом для виробництва фотоелектричних елементів. На жаль, виробництво монокристалічного кремнію є відносно енергоємним, що робить його більш дорогим. Мультикристалічні (полікристалічні) кремнієві фотоелементи більш економічні, але, як правило, менш ефективні. Були впроваджені нові, тонкоплівкові напівпровідникові технології. Ці матеріали, які включають аморфний кремній, селенід міді, індію та галію (CIGS) і телурид кадмію (CdTe), унікальні тим, що потрібен лише дуже тонкий шар, 1-2 мікрметри (цт), що знижує матеріальні витрати [11].

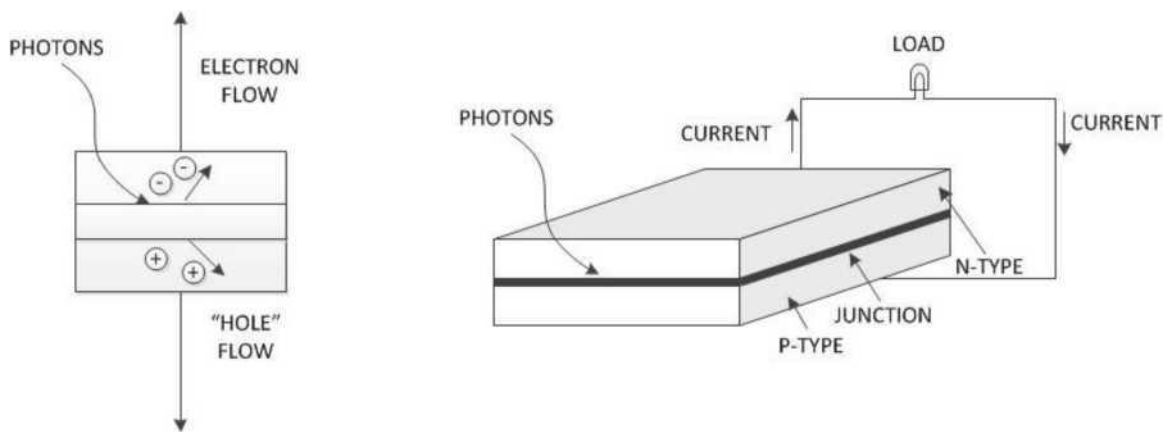


Рисунок 1.1 – Приклад фотоелектричного р-п переходу.

Типовий фотоелемент видає < 3 Вт (Вт) при напрузі близько 0,5 В постійного струму. Для того, щоб виробляти більше корисної потужності та напруги, кілька елементів об'єднуються в модулі. Кожен модуль складається приблизно з 36 елементів, об'єднаних в послідовно-паралельні комбінації для отримання бажаної напруги та потужності. Вихідна потужність модуля коливається від декількох ват до > 300 Вт. Номінальна напруга в розімкнутому стані становить близько 20-30 В постійного струму. Елементи встановлюються і з'єднуються між собою дротами або смужками металевої фольги, після чого інкапсулюються захисним склом або композитом. Очікуваний термін служби модуля зазвичай становить понад 20 років [11].

Більшість застосувань вимагають більшої потужності, ніж може

забезпечити один модуль. Тому кілька модулів об'єднуються послідовно/паралельно в масиви. Як згадувалося раніше, послідовне з'єднання збільшує напругу масиву, але призводить до погіршення продуктивності та надійності. Паралельне з'єднання фотоелектричних модулів вимагає, щоб кожен модуль підтримував однакову напругу. Це буде зроблено за допомогою DC-DC перетворювача, який буде визначати робочу напругу фотоелектричної батареї на основі алгоритму MPPT. Недоліком цього методу є те, що MPPT буде застосовуватися для масиву в цілому, і не може враховувати варіації окремих модулів або умови часткового затінення. Для вирішення цієї проблеми були запропоновані модульно-інтегровані перетворювачі. Кожна панель буде мати інтегрований DC-DC перетворювач з MPPT для зміщення кожного модуля окремо [15].

Вольт-амперна характеристика (ВАХ) фотоелектричних пристроїв унікальна тим, що вона може бути апроксимована як ідеальне джерело струму для частини свого робочого діапазону, і як ідеальне джерело напруги для іншої частини. Крім того, ця ВАХ характеристика залежить від робочого опромінення ( $Z$ ) і температури ( $T$ ). Струм короткого замикання ( $I_{к.з.}$ ) сильно залежить від  $Z$ , але відносно нечутливий до змін  $T$ . Напруга холостого ходу ( $V_{хх}$ ) зменшується з підвищенням температури приблизно на  $0,5\%/^{\circ}C$  вище номінальної. Це зниження напруги також обмежує потужність, що виробляється фотоелементом при більш високій робочій температурі [11].

Типові ВАХ залежності для фотоелектричного модуля при різних значеннях освітленості наведені на рисунку 1.2. Опромінення наведено у ватах на метр квадратний ( $Вт/м^2$ ). На цьому графіку також показана вихідна потужність ( $P$ ) для модуля. З нього видно, що існує точка, в якій потужність, вироблена фотоелектричним модулем, досягає максимального значення; це відповідає точці коліна кривої ВАХ. Важливою можливістю для будь-якого ефективного застосування фотоелектричних модулів є можливість динамічного відстеження цього значення при різних умовах експлуатації. Це завдання вирішується за допомогою MPPT.

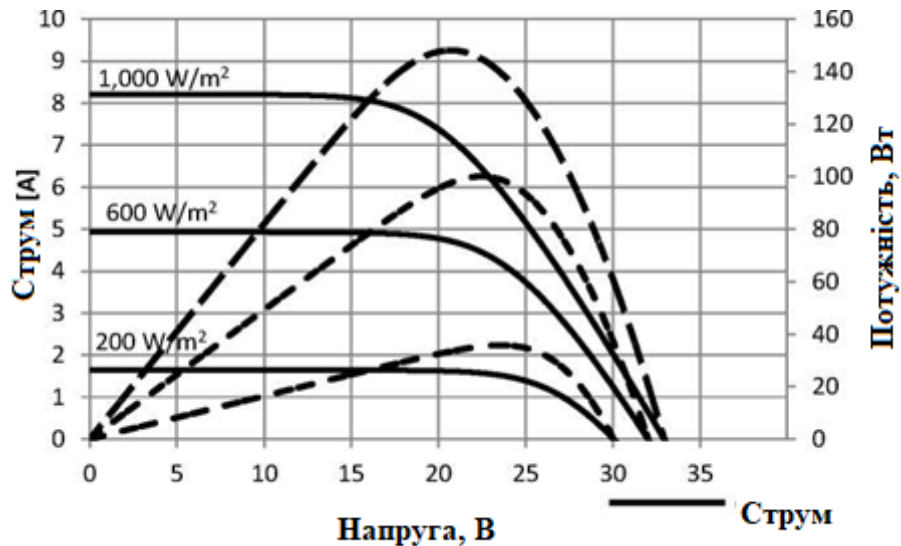


Рисунок 1.2 – Типові ВАХ та ВтАХ характеристики для фотоелектричного модуля при різних значеннях освітленості.

#### 1.4 Відстеження точки максимальної потужності

Вилучення максимальної корисної потужності з систем відновлюваної енергетики, включаючи фотоелектричні системи, має важливе значення для підтримки економічної ефективності. У фотоелектричних системах це досягається шляхом використання схеми керування МРРТ. У минулому було розроблено щонайменше дев'ятнадцять різних методів МРРТ [2]. Прості алгоритми включають постійну напругу (ПН), при якій перетворювач підтримує фотоелектричну батарею на постійному значенні опорної напруги ( $V_{ref}$ ), яке було визначено для отримання максимальної потужності при певному наборі умов. Таким чином, це приблизна МРРТ, і вона не може досягти справжньої точки максимальної потужності (МРР). Він дуже простий і недорогий у реалізації, але не здатний адаптуватися до умов експлуатації, що динамічно змінюються. Однак метод ПН виявився більш ефективним, ніж інші, більш складні алгоритми, в умовах низької освітленості; з цієї причини ПН можна комбінувати з іншими методами МРРТ [2].

Близьким до методу ПН є метод напруги холостого ходу ( $V_{XX}$ ), який періодично розмикає ланцюг фотоелектричного масиву. Задане значення вихідної напруги ФЕ визначається як певний відсоток від  $V_{XX}$ , як правило, в межах 71-78% [20]. Цей алгоритм здатний компенсувати температурні ефекти,

які впливають на вихідну напругу ФЕС. Недоліком є те, що потужність не генерується, поки фотоелектрична батарея знаходиться в розімкнутому стані. Знову ж таки, цей метод може лише апроксимувати MPP.

Іншим простим методом MPPT є метод короткого імпульсу струму (KIC). Це схоже на метод  $V_{XX}$ , але панель замикається, а не розмикається. Перетворювач керується контуром керування струмом, а робочий струм задається у відсотках від ISC, часто близько 92% [1]. Як і в методі  $V_{XX}$ , під час короткого замикання фотоелектричної батареї енергія не виробляється. Оскільки ISC залежить від освітленості, але відносно нечутливий до температури, метод KIC більш ефективно реагує на зміну освітленості, ніж на різницю в температурі модуля. Крім того, перетворювач буде відчувати великі навантаження під час операцій перемикавання; це справедливо як для  $V_{XX}$ , так і для KIC. Як і ПН та  $V_{XX}$ , метод KIC лише наближається до MPP.

Існують більш складні методи, які здатні визначити істинну MPPT. Теорія управління з пошуком екстремуму може бути використана для створення системи зворотного зв'язку з метою індукування коливань навколо точки рівноваги, таким чином намагаючись визначити MPPT [2]. Метод Perturb-and-Observe (ЗІС) періодично коригує робочу точку і вимірює миттєву вихідну потужність. Якщо потужність зростає, то перетворювач буде продовжувати регулювати робочу точку в тому ж напрямку, а якщо вона зменшується, то напрямок регулювання зміниться на протилежний. Цей метод є ефективним, але має тенденцію до коливань навколо MPT і може бути не в змозі пристосуватися до умов, що швидко змінюються [1].

Метод інкрементної провідності (ІП) покращує метод ЗІС, усуваючи коливання навколо виходу. Цей метод використовує взаємозв'язок між миттєвою та інкрементною провідністю ( $V_{dX}$  та значеннями для визначення як величини, так і напрямку регулювання, необхідного для досягнення MPP. Він вимагає більш складних засобів керування та більших обчислювальних ресурсів [4]. Як алгоритми ЗІС, так і ІП можуть використовувати нечітку логіку для підвищення продуктивності та точності [2], [3]. В роботі [4] було виявлено, що гібридна комбінація ІП та ПН забезпечує найвищий рівень уловлювання



енергії в дослідженні 10 різних методів МРРТ [4].

## 1.5 Структурні схеми фотоелектричної системи

Типова блок-схема фотоелектричної системи показана на рисунку 1.3. Тут фотоелектрична батарея підключена до підвищувального перетворювача постійного струму для підвищення напруги до необхідного рівня в ланці постійного струму. Система зберігання енергії (наприклад, акумуляторна батарея) підключається через двонаправлений контролер заряду, який підвищує напругу батареї до ланки постійного струму, і дозволяє енергії текти або від ланки постійного струму до батареї (зарядка), або від батареї до ланки постійного струму (розрядка). До ланки постійного струму підключається інвертор для виробництва електроенергії змінного струму, з LCL-фільтром для обмеження гармонік [4]. Для систем, підключених до електромережі, цей вихід змінного струму буде підключений до електромережі разом з будь-яким навантаженням змінного струму. Інвертор може бути односпрямованим або двоспрямованим, залежно від того, чи бажано, щоб мережева енергія використовувалася для заряджання акумулятора.

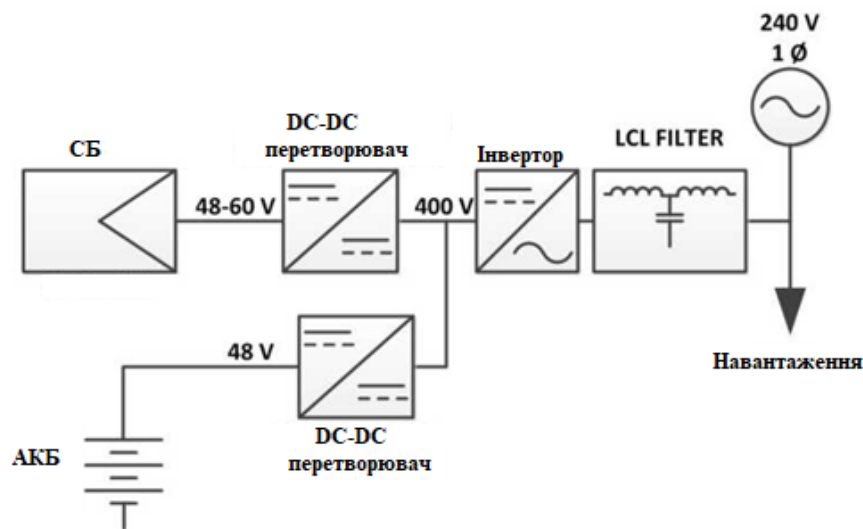


Рисунок 1.3 – Типова структурна схема фотоелектричної системи.

Цілоденне моделювання цієї системи було проведено за допомогою програмного забезпечення PSIM, що моделює силову електроніку. Одна

секунда моделювання дорівнювала восьми годинам реального часу. На початку моделювання фотоелектрична установка виробляла майже повну номінальну потужність, живлячи резистивне навантаження потужністю 2 кВт та заряджаючи акумуляторну батарею. У момент часу моделювання ( $t_s$ ) = 8 годин (год) фотоелектрична станція перестала виробляти енергію, а акумуляторна батарея живила навантаження потужністю 2 кВт. При  $t_s$  " 19 год, рівень заряду батареї (PЗ) знизився приблизно до 10%. У цей момент батарея відключилася, і навантаження стало живитися від мережі. Вихідні потужності від різних джерел наведені на рисунку 1.4.

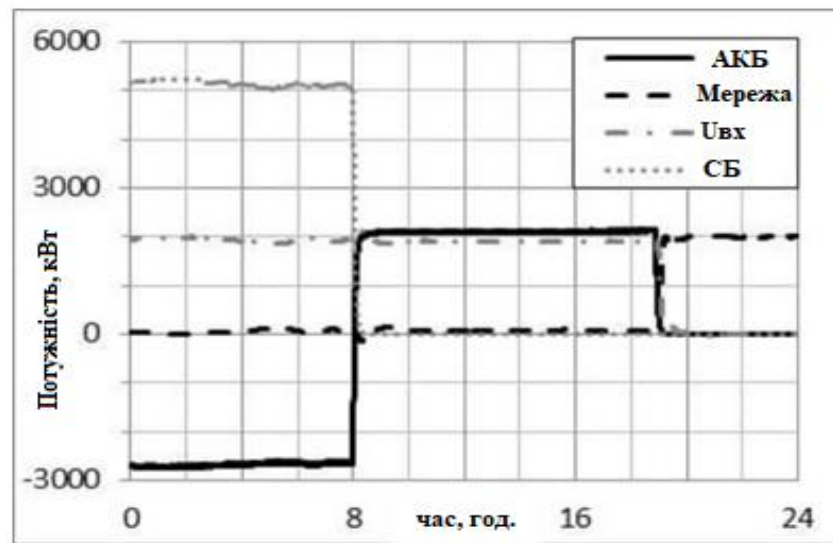


Рисунок 1.4 – Вихідна потужність для повного моделювання системи.

На [рисунку 1.5](#) показана ВАХ батареї, а на [рисунку 1.6](#) - напруга ланки постійного струму, а також осцилограми напруги та струму інвертора.

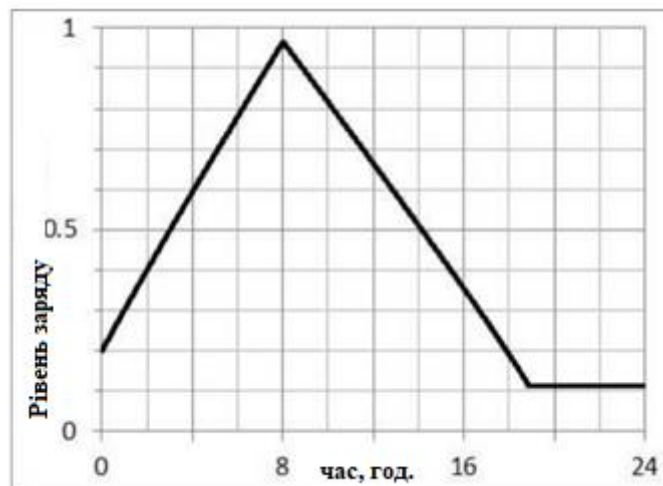


Рисунок 1.5 – Рівень заряду батарея для моделювання повної системи

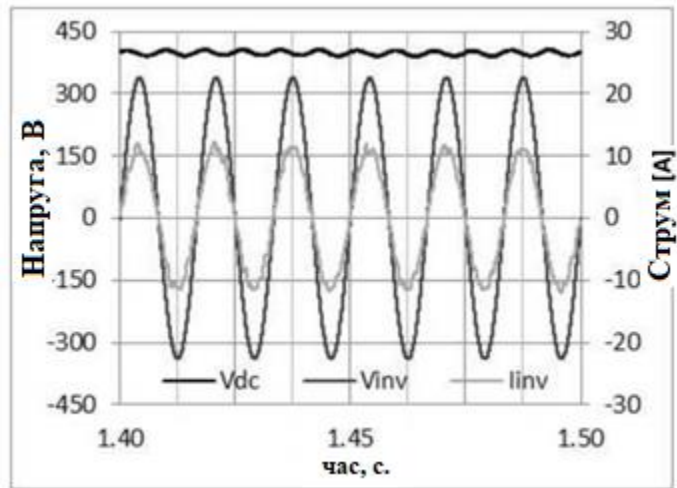


Рисунок 1.6 – Напряга ланки постійного струму, напряга на інверторі

Ці результати ілюструють, як різні елементи силової електроніки взаємодіють для живлення навантаження за різних умов експлуатації. В даному випадку не було бажано використовувати енергію мережі для зарядки акумулятора або для впорскування надлишкової енергії в мережу, таким чином, потужність мережі була нульовою до тих пір, поки ні фотоелектричні модулі, ні акумулятор не були доступні, і в цей момент вона використовувалася для обслуговування навантаження. Осцилограми ілюструють ефективність LCL-фільтра в забезпеченні синусоїдальної напруги та струму. Загальний коефіцієнт гармонійних спотворень (THD) був визначений на рівні близько 4,9% для струму і був незначним для форми сигналу напруги. Напряга ланки постійного струму підтримувалася на рівні близько 400 В з мінімальними пульсаціями.

## 1.6 Висновки до розділу

Провши огляд та порівняння схем та способів керування DC-DC перетворювачем для сонячних фотоелектричних систем можна виділити наступні питання, які потрібно дослідити:

- Розробити удосконалений дискретний двоконтурний регулятора з лінійним зворотним зв'язком для DC-DC перетворювачем;
- Провести моделювання та натурні дослідження розробленої системи DC-DC перетворювача.

## 2 ПРОЕКТНО-КОНСТРУКТОРСЬКИЙ РОЗДІЛ

### 2.1 Дослідження імітаційного моделювання перетворювача

Проведено імітаційне моделювання декількох різних топологій DC-DC перетворювачів. Розраховано та порівняно декілька характеристик перетворювача для визначення найбільш придатної для реалізації топології перетворювача.

Ефективність є важливим фактором при розробці або впровадженні будь-якого пристрою. У відновлюваній енергетиці, де вартість енергії може бути вищою, ніж у традиційно виробленої, мінімізація втрат має ще більше значення. Тому було оцінено ефективність кожного перетворювача за номінальних умов ( $U_{\text{вих}} = 400 \text{ В}$ ,  $P = 5 \text{ кВт}$ ). Коефіцієнт корисної дії (позначається через  $\eta$ ) розраховувався відношенням вхідної потужності до вихідної, як показано в наступному рівнянні.

$$\eta = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вх}}} \cdot 100\% \quad (2.1)$$

Пульсація - це коливання між сигналом (напругою або струмом) та його середнім значенням. Надмірні пульсації можуть погіршити продуктивність системи, втручаючись в управління, або можуть вивести з ладу наступні пристрої, які потребують більш постійної напруги та/або струму. Пульсації можна мінімізувати за допомогою відповідної фільтрації, використовуючи пасивні елементи, такі як котушки індуктивності та конденсатори. Однак великі пасивні фільтруючі елементи збільшують розмір і вартість перетворювача, а також створюють ризик виходу з ладу компонентів. Аспект накопичення енергії пасивними фільтруючими елементами також призведе до того, що пристрій буде повільніше реагувати на зміни умов експлуатації та керуючих сигналів.

Пульсація ( $R_{\text{пульс}}$ ) розраховується за наступною формулою:

$$R_{\text{пульс}} (\%) = \frac{(U_{\text{макс}} - U_{\text{мін}})}{U_{\text{сер}}} \cdot 100\% \quad (2.2)$$

Хоча в цьому рівнянні використовуються напруги, це ж рівняння може бути застосоване до струму для визначення пульсацій.

Розрахунок пульсацій проводився для вхідної напруги та струму, вихідної напруги та струму, а також струму індуктивності. Визначалися максимальне, мінімальне та середнє значення кожного сигналу при роботі в усталеному режимі тривалістю 100 мілісекунд (мс).

Важливим критерієм, який оцінювався для кожної топології перетворювача, був струм індуктивності. При цьому порівнювалося відношення струму індуктора до вхідного струму. Великі котушки індуктивності з високою пропускнуою здатністю по струму є дорогими і громіздкими. Тому кращими є перетворювачі з меншими середніми струмами індуктивності.

Комутаційна напруга ( $S$ ) відноситься до шкідливого впливу високих напруг і струмів на комутаційні елементи, як правило, біполярні транзистори з інтегрованим затвором (IGBT) або металооксидні напівпровідникові польові транзистори (MOSFET). Більш високі напруги вимагають більш надійного пристрою, здатного витримувати більш високі струми та/або напруги. Пристрої, що піддаються підвищеному навантаженню, також мають більший ризик виходу з ладу. Напруга перемикачів розраховується як добуток середньоквадратичного струму транзистора ( $I_{t, rms}$ ) і пікової напруги транзистора ( $V_{t, peak}$ ) і виражається у Вт, як показано в рівнянні нижче.

$$S = I_{t, rms} \cdot V_{t, rms} \quad (2.3)$$

Коефіцієнт використання (KV) ключа визначається як відношення напруги перемикачів до вихідної потужності. Таким чином, перетворювач з більш високим коефіцієнтом використання ключа здатний виробляти більшу вихідну потужність при заданій нарузі перемикачів. Це ілюструє наступне рівняння.

$$KV = P_{out} / S \quad (2.4)$$

Всього було змодельовано та проаналізовано вісім різних топологій DC-DC перетворювачів. Всі топології були неізольованими типами перетворювачів. Ізольовані перетворювачі потребують трансформаторів, які збільшують вартість, складність, розмір та вагу перетворювача. Крім того, трансформатори збільшують загальні втрати перетворювача, що призводить до зниження загальної ефективності. З цих причин неізольовані перетворювачі, як правило, використовуються для фотоелектричних систем [12].

Моделювання проводилося для фотоелектричних перетворювачів, які працювали за стандартних умов випробувань (СУВ), визначених як опромінення  $1000 \text{ Вт/м}^2$  та температура  $25^\circ\text{C}$ . Вихідна напруга ( $V_{\text{OUT}}$ ) становила 400 В постійного струму, а вихідна потужність - 5 кВт.

З восьми конвертерів, які були змодельовані, лише чотири були ефективними принаймні на 90% за номінальних умов: підвищувальний конвертер і три різні топології ЗППЧ. Вони включали двофазний (2P), чотирифазний (4Ф) і шестифазний (6P) ЗППЧ. З цих трьох, 6P ЗППЧ мав найвищий ККД, але він лише незначно перевищував ККД 4Ф. Топології ЗППЧ мали найнижчі пульсації вхідного струму серед усіх досліджуваних топологій.

Оскільки топологія з чергуванням котушок індуктивності розподіляє струм між декількома котушками, середній струм через кожен котушку індуктивності був набагато нижчим. Підвищувальний перетворювач мав дуже високі пульсації вихідного струму, що вимагало б великого фільтру нижніх частот. Перетворювачі ЗППЧ мали набагато менші пульсації вихідного струму і менші пульсації вихідної напруги, ніж інші типи перетворювачів. Через те, що вони використовують декілька комутаційних пристроїв, ЗППЧ мають набагато нижчу напругу перемикачів і вищий коефіцієнт використання комутатора, ніж будь-яка інша топологія. Таким чином, хоча вони потребують більшої кількості комутаційних пристроїв, ЗППЧ можуть використовувати менш дорогі комутатори з нижчими характеристиками напруги і струму, і ці пристрої будуть піддаватися меншому навантаженню.

## 2.2 Математичний аналіз підвищувального перетворювача

Спочатку були розроблені усереднені рівняння простору станів, що описують 4Ф ЗППЧ, з використанням методики [18]. Зауважимо, що всі рівняння, розроблені в цьому розділі, актуальні тільки при роботі перетворювача в режимі безперервної провідності (БП).

Схема для 4Ф ЗППЧ показана на рисунку 2.1.

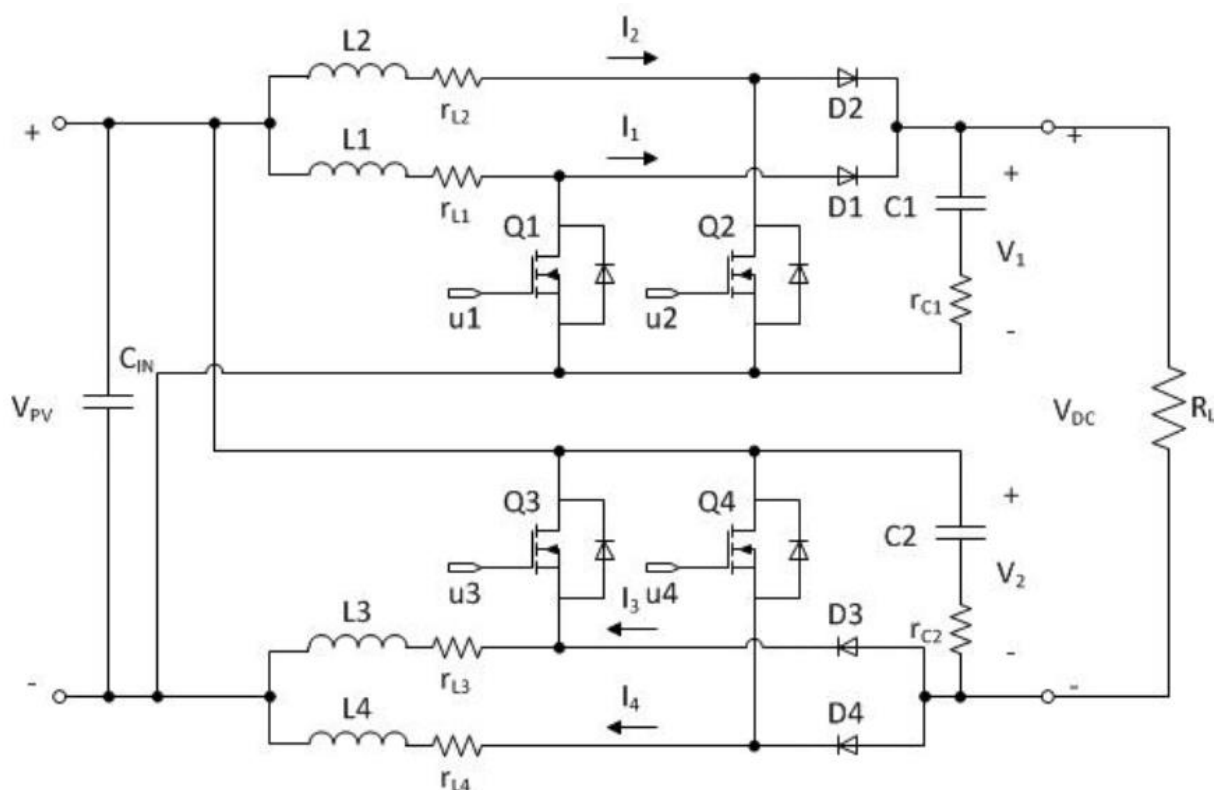


Рисунок 2.1 – Схема для 4-х фазного ЗППЧ

Рівняння були отримані з припущенням про ідеальні пристрої та компоненти. На рисунку 2.2 показано ідеальний 4Ф ЗППЧ з ідеальними комутаційними елементами. Стани перемикачів визначені таким чином, що  $u_x = 0$  відповідає непровідному режиму перемикача  $x$  (де  $x = 1, 2, 3$  або  $4$ ); відповідний діод  $d_x$  буде провідним. Таким чином, всього можливі  $2^4$  (16) варіанти.

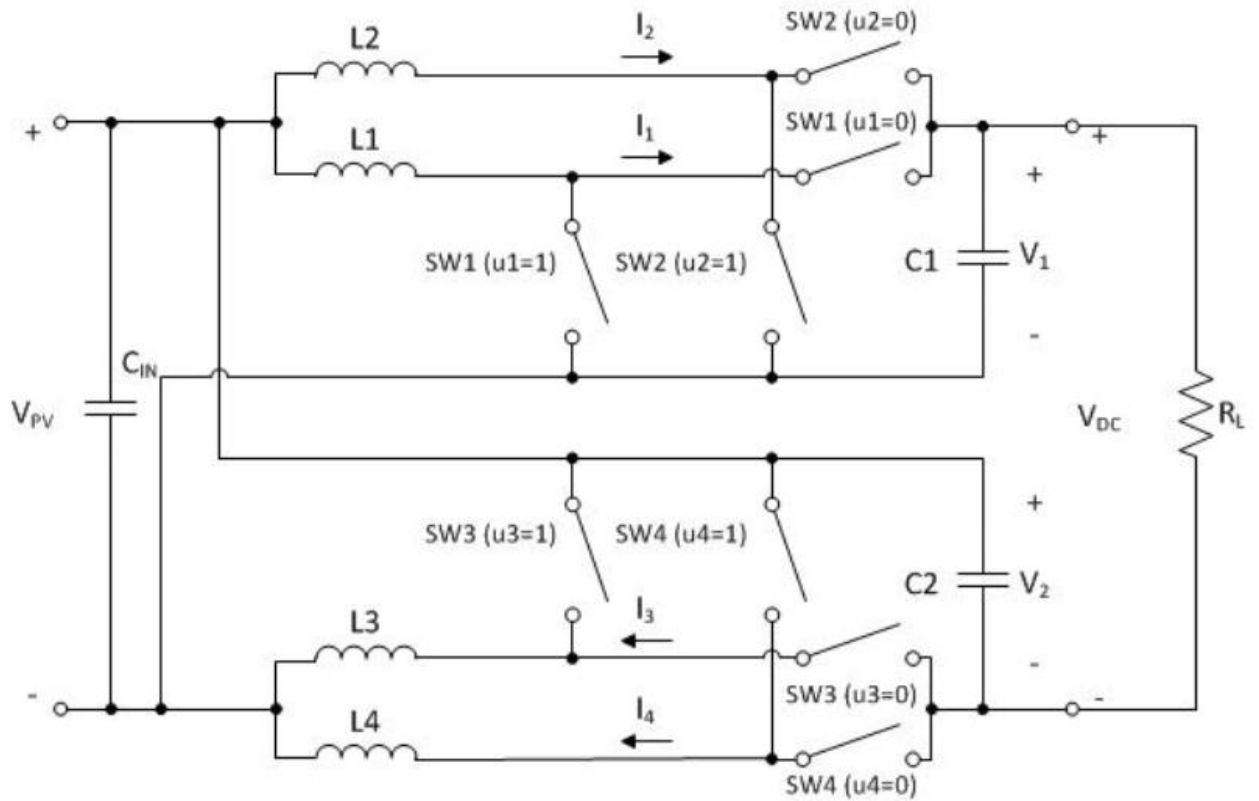


Рисунок 2.2 – 4-х фазний ЗППЧ з ідеальним представленням перемикача

Першим розглядається стан, в якому всі чотири перемикачі є непровідними ( $u_1 = u_2 = u_3 = u_4 = 0$ ). Це відображено на рисунку 2.3.

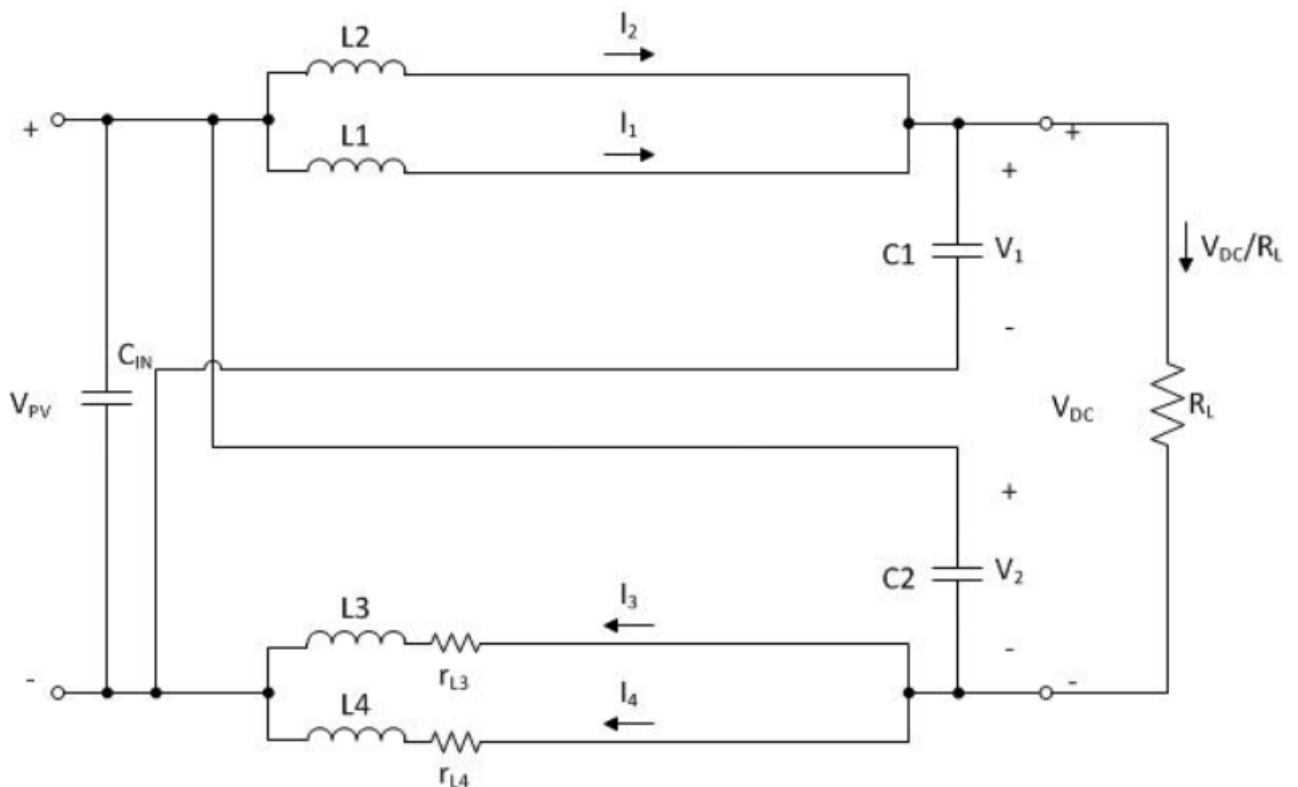


Рисунок 2.3 – 4-х фазний ЗППЧ, стан перемикання перший в якому всі чотири перемикачі є непровідними ( $u_1 = u_2 = u_3 = u_4 = 0$ )



Шість змінних стану для цього стану можуть бути виражені як:

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = V_{PV} - v_1 \quad (2.5)$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} = V_{PV} - v_1 \quad (2.6)$$

$$L_3 \frac{di_3}{dt} = V_{PV} - v_2 \quad (2.7)$$

$$L_4 \frac{di_4}{dt} = V_{PV} - v_2 \quad (2.8)$$

$$C_1 \frac{dv_1}{dt} = i_1 + i_2 - \frac{v_{DC}}{R_L} \quad (2.9)$$

$$C_2 \frac{dv_2}{dt} = i_3 + i_4 - \frac{v_{DC}}{R_L} \quad (2.10)$$

(2.11) де вихідна напруга ланки постійного струму ( $v_{DC}$ ) може бути виражена через вхідну напругу і змінні стану за допомогою рівняння:

$$v_{DC} = v_1 + v_2 - V_{PV} \quad (2.12)$$

Цей вираз для вихідної напруги дійсний для всіх станів перемикання.

Наступний розглянутий стан -  $u_1 = u_2 = u_3 = 0, u_4 = 1$ . Цей стан представлений на рисунку 2.4.

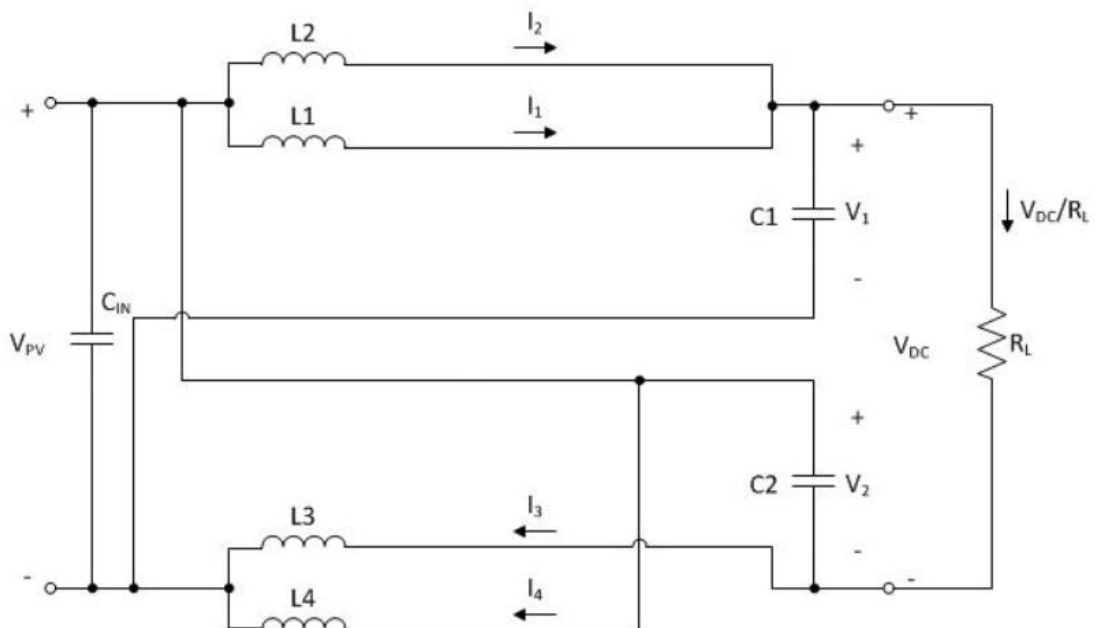


Рисунок 2.4 – 4-х фазний ЗППЧ, стан перемикання два в якому(  $u_1 = 2, u_3 = 0, u_4 = 1$ ).

Рівняння стану для цього варіанту були наступними:

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = V_{PV} - v_1 \quad (2.13)$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} = V_{PV} - v_1 \quad (2.14)$$

$$L_3 \frac{di_3}{dt} = V_{PV} - v_2 \quad (2.15)$$

$$L_4 \frac{di_4}{dt} = V_{PV} \quad (2.16)$$

$$C_1 \frac{dv_1}{dt} = i_1 + i_2 - \frac{v_{DC}}{R_L} \quad (2.17)$$

$$C_2 \frac{dv_2}{dt} = i_3 - \frac{v_{DC}}{R_L} \quad (2.18)$$

Третій стан визначається як  $u_1 = u_2 = u_4 = 0$ ,  $u_3 = 1$ . Схема, що відповідає цьому стану, показана на рисунку 2.5, після чого наведені рівняння стану для цього стану.

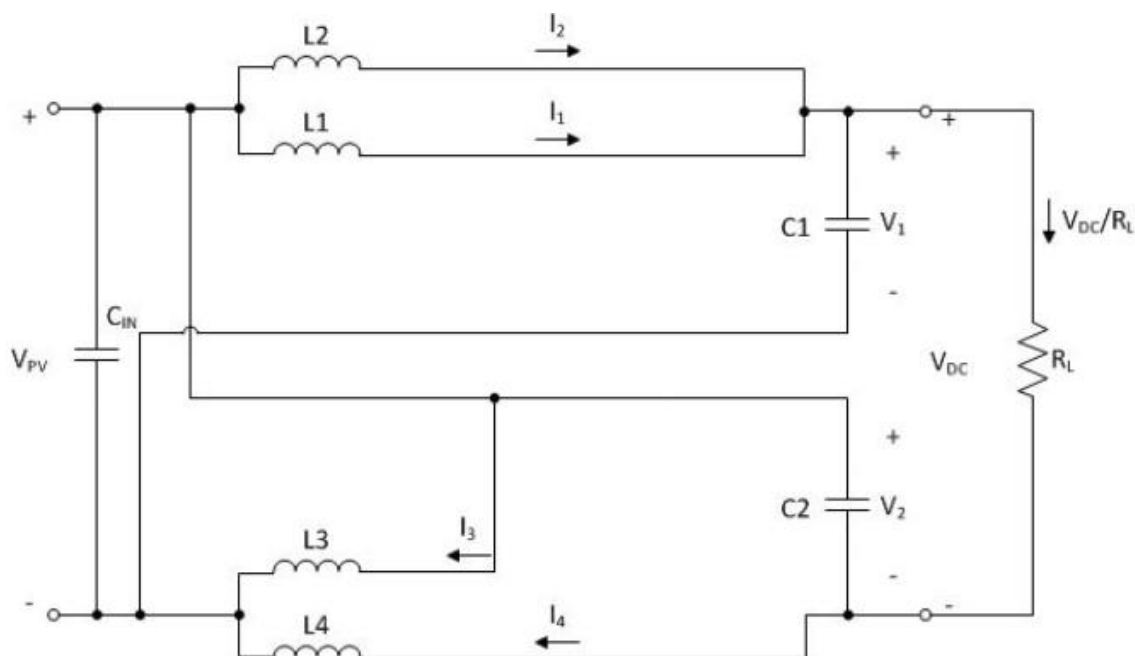


Рисунок 2.5 – 4-х фазний ЗППЧ, стан перемикання третій в якому ( $u_1 = u_2 = u_4 = 0$ ,  $u_3 = 1$ )

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = V_{PV} - v_1 \quad (2.19)$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} = V_{PV} - v_1 \quad (2.20)$$

$$L_3 \frac{di_3}{dt} = V_{PV} \quad (2.21)$$

$$L_4 \frac{di_4}{dt} = V_{PV} - v_2 \quad (2.22)$$

$$C_1 \frac{dv_1}{dt} = i_1 + i_2 - \frac{v_{DC}}{R_L} \quad (2.23)$$

$$C_2 \frac{dv_2}{dt} = i_4 - \frac{v_{DC}}{R_L} \quad (2.24)$$

Четвертий стан -  $u_1 = u_3 = u_4 = 0$ ,  $u_2 = 1$ . Цей стан проілюстровано на рисунку 2.6.

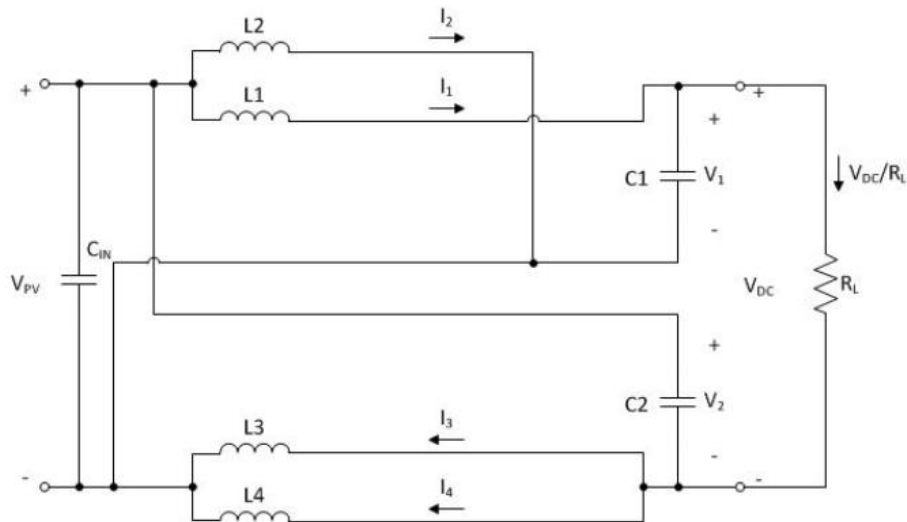


Рисунок 2.6 – 4-х фазний ЗППЧ, стан перемикання четвертий в якому ( $u_1 = u_3 = u_4 = 0$ ,  $u_2 = 1$ )

Рівняння стану для цього варіанту були наступними:

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = V_{PV} - v_1 \quad (2.25)$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} = V_{PV} \quad (2.26)$$

$$L_3 \frac{di_3}{dt} = V_{PV} - v_2 \quad (2.27)$$

$$L_4 \frac{di_4}{dt} = V_{PV} - v_2 \quad (2.28)$$

$$C_1 \frac{dv_1}{dt} = i_1 - \frac{v_{DC}}{R_L} \quad (2.29)$$

$$C_2 \frac{dv_2}{dt} = i_3 + i_4 - \frac{v_{DC}}{R_L} \quad (2.30)$$

П'ятий, останній, стан, який розглядався, має вигляд  $u_2 = u_3 = u_4 = 0$ ,  $u_1 = 1$  і зображений на рисунку 2.7 з відповідними рівняннями станів.

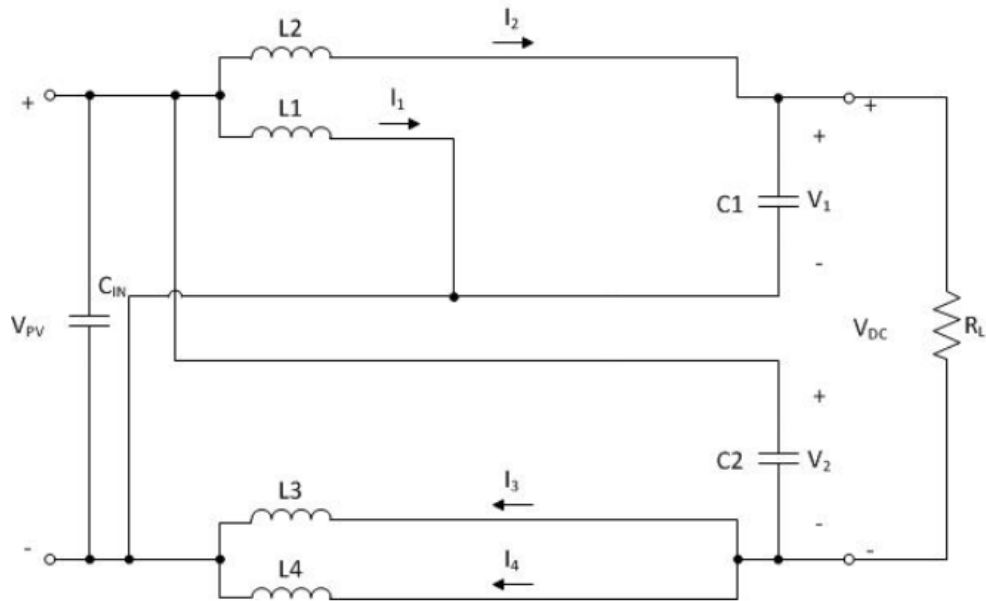


Рисунок 2.7 – 4-х фазний ЗППЧ, стан перемикування п'ятий в якому ( $u_2 = u_3 = u_4 = 0$ ,  $u_1 = 1$ )

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = V_{PV} \quad (2.31)$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} = V_{PV} - v_1 \quad (2.32)$$

$$L_3 \frac{di_3}{dt} = V_{PV} - v_2 \quad (2.33)$$

$$L_4 \frac{di_4}{dt} = V_{PV} - v_2 \quad (2.34)$$

$$C_1 \frac{dv_1}{dt} = i_2 - \frac{v_{DC}}{R_L} \quad (2.35)$$

$$C_2 \frac{dv_2}{dt} = i_3 + i_4 - \frac{v_{DC}}{R_L} \quad (2.36)$$

Рівняння простору станів можуть бути розроблені для кожного стану перемикачів перетворювача. Використовуючи середні значення для кожного перемикача ( $u_{x,avg}$ ), усереднені рівняння простору станів можна записати у вигляді:

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = V_{PV} - (1 - u_{1,avg})v_1 \quad (2.37)$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} = V_{PV} - (1 - u_{2,avg})v_1 \quad (2.38)$$

$$L_3 \frac{di_3}{dt} = V_{PV} - (1 - u_{3,avg})v_2 \quad (2.39)$$

$$L_4 \frac{di_4}{dt} = V_{PV} - (1 - u_{4,avg})v_2 \quad (2.40)$$

$$C_1 \frac{dv_1}{dt} = (1 - u_{1,avg})i_1 + (1 - u_{2,avg})i_2 - \frac{v_{DC}}{R_L} \quad (2.41)$$

$$C_2 \frac{dv_2}{dt} = (1 - u_{3,avg})i_3 + (1 - u_{4,avg})i_4 - \frac{v_{DC}}{R_L} \quad (2.42)$$

Далі припускається, що всі котушки індуктивності та конденсатори мають рівні значення, тобто  $L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L$ , а  $C_1 = C_2 = C$ . Середні значення кожного комутатора також припускаються рівними, таким чином  $u_{1,avg} = u_{2,avg} = u_{3,avg} = u_{4,avg} = U$ . Рівняння стану можуть бути переписані у вигляді нормованих середніх рівнянь, зробивши наступні підстановки [18]:

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{V_{PV}} \sqrt{\frac{L}{C}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{V_{PV}} \sqrt{\frac{L}{C}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{V_{PV}} \sqrt{\frac{L}{C}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{V_{PV}} \sqrt{\frac{L}{C}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{V_{PV}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{V_{PV}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ v_1 \\ v_2 \end{pmatrix}; \tau = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.43)$$

Шість середніх, нормалізованих рівнянь простору стану для 4Ф ЗППЧ можна виразити як

$$\frac{dx_1}{d\tau} = \dot{x}_1 = -u_{1,avg} * x_5 + 1 \quad (2.44)$$

$$\dot{x}_2 = -u_{2,avg} * x_5 + 1 \quad (2.45)$$

$$\dot{x}_3 = -u_{3,avg} * x_6 + 1 \quad (2.46)$$

$$\dot{x}_4 = -u_{4,avg} * x_6 + 1 \quad (2.47)$$

$$\dot{x}_5 = u_{1,avg} * x_1 + u_{2,avg} * x_2 - \frac{V_{DC}}{Q} \quad (2.48)$$

$$\dot{x}_6 = u_{3,av} * x_3 + u_{4,av} * x_4 - \frac{Vd}{Q} \quad (2.49)$$

Метою керування є регулювання вихідної потужності перетворювача до рівноважного значення. Це робиться шляхом застосування відповідного керуючого входу  $u$ , який призводить до середнього значення перемикача  $U$ . 4Ф ЗППЧ зазвичай експлуатується з усіма перемикачами, що працюють з однаковим робочим циклом, кожна фаза зсунута на  $90^\circ$  одна від одної [15]. Тому для нормальної роботи середні значення чотирьох перемикачів  $u_{1,avg} = u_{2,avg} = u_{3,avg} = u_{4,avg} = U$ . При нормальній, усталеній роботі, коли вихідна(і) змінна(и) регулюється(ються) до своїх рівноважних значень, похідні змінних стану за часом будуть дорівнювати нулю. Тому статичну передавальну функцію перетворювача можна визначити, прирівнявши нормовані середні рівняння стану до нуля, використовуючи середні рівноважні значення струмів і напруг стану (записуються як  $\overline{\chi_x}$ ) [18].

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & (1-U) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & (1-U) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & (1-U) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & (1-U) \\ (1-U) & (1-U) & 0 & 0 & -\frac{1}{Q} & -\frac{1}{Q} \\ 0 & 0 & (1-U) & (1-U) & -\frac{1}{Q} & -\frac{1}{Q} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \\ \bar{x}_3 \\ \bar{x}_4 \\ \bar{x}_5 \\ \bar{x}_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ -\frac{1}{Q} \\ -\frac{1}{Q} \end{pmatrix} \quad (2.50)$$

Розв'язання цих рівнянь дає результат

$$\bar{x}_1 = \frac{2}{Q(1-U)^2} - \bar{x}_2 - \frac{1}{Q(1-U)} \quad (2.51)$$

$$\bar{x}_3 = \frac{2}{Q(1-U)^2} - \bar{x}_4 - \frac{1}{Q(1-U)} \quad (2.52)$$

$$\bar{x}_5 = \bar{x}_6 = \frac{1}{1-U} \quad (2.53)$$

Припускаючи, що сталий, рівноважний струм через кожен котушку індуктивності однаковий, перші два рівняння можна переписати у вигляді:

$$\bar{x}_1 = \bar{x}_2 = \bar{x}_3 = \bar{x}_4 = \frac{1}{Q(1-U)^2} - \frac{1}{2Q(1-U)} \quad (2.54)$$

Таким чином, стаціонарна статична передавальна функція для вихідної напруги визначається як:

$$H(u) = \bar{x}_5 + \bar{x}_6 - 1 = \frac{1+U}{1-U} \quad (2.55)$$

Це розкриває одну з неявних переваг ЗППЧ у порівнянні зі звичайним перетворювачем, статична передавальна функція якого має вигляд [14]:

$$H(u) = \frac{1}{1-U} \quad (2.56)$$

Вираз  $(1+U)$  в чисельнику статичної передавальної функції для ЗППЧ дозволяє йому отримати більш високий коефіцієнт посилення напруги при тому ж робочому циклі, ніж звичайному підвищувальному перетворювачу.

Далі припускається, що в кожному періоді комутації середня напруга на котушках індуктивності та середній струм через конденсатори дорівнюють

нулю. Крім того, в усталеному режимі середній струм через кожен котушку індуктивності вважається однаковим, а середня напруга на обох конденсаторах - однаковою. Тоді відношення вихідної напруги до вхідної (коефіцієнт підсилення за напругою) можна знайти, проаналізувавши один з пасивних елементів, який передає енергію від входу до виходу. Вибираючи котушку індуктивності  $L_1$ , що працює в ССМ можна визначити наступне рівняння:

$$V_{PV} \cdot U + (1 - U) \cdot \left[ V_{PV} - \frac{1}{2} \cdot (V_{DC} + V_{PV}) \right] = 0 \quad (2.57)$$

На основі (54) і (56) можуть бути знайдені шукані передавальні функції, де  $U'$  - доповнення робочого циклу  $(1-U)$  [15].

$$G_i(s) = \frac{i_L(s)}{u(s)} = K_i \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{w_{zi}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{w_0 Q} + \frac{s^2}{w_0^2}\right)} ; \quad (2.58)$$

$$G_v(s) = \frac{v_{1,2}(s)}{u(s)} = K_v \cdot \frac{\left(1 - \frac{s}{w_{zr}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{w_{zl}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{w_0 Q} + \frac{s^2}{w_0^2}\right)} , \quad (2.59)$$

### 2.3 Двонаправлений підвищувальний перетворювач

Для акумуляторних систем необхідний двонаправлений перетворювач, який може забезпечити зв'язок між напругою акумулятора та напругою ланки постійного струму, яка, як правило, має набагато більшу величину. На відміну від перетворювачів для паливних елементів або фотоелектричних систем, в яких струм тече тільки від джерела (низька напруга) до ланки постійного струму (висока напруга), струм в акумуляторній системі повинен мати можливість текти в обох напрямках для зарядки або розрядки акумулятора. ЗППЧ може бути адаптований для цієї мети. Якщо замінити чотири діоди (D1-D4) додатковими комутаційними пристроями з додатковими сигналами перемикачів, струм зможе протікати в обох напрямках. Це проілюстровано на рисунку 2.8. Результати моделювання потоку потужності PSIM, показані на



рисунку 2.9, ілюструють здатність цієї топології переходити від зарядки (негативний потік потужності) до розрядки (позитивний потік потужності) за час  $t = 2\text{с}$ .

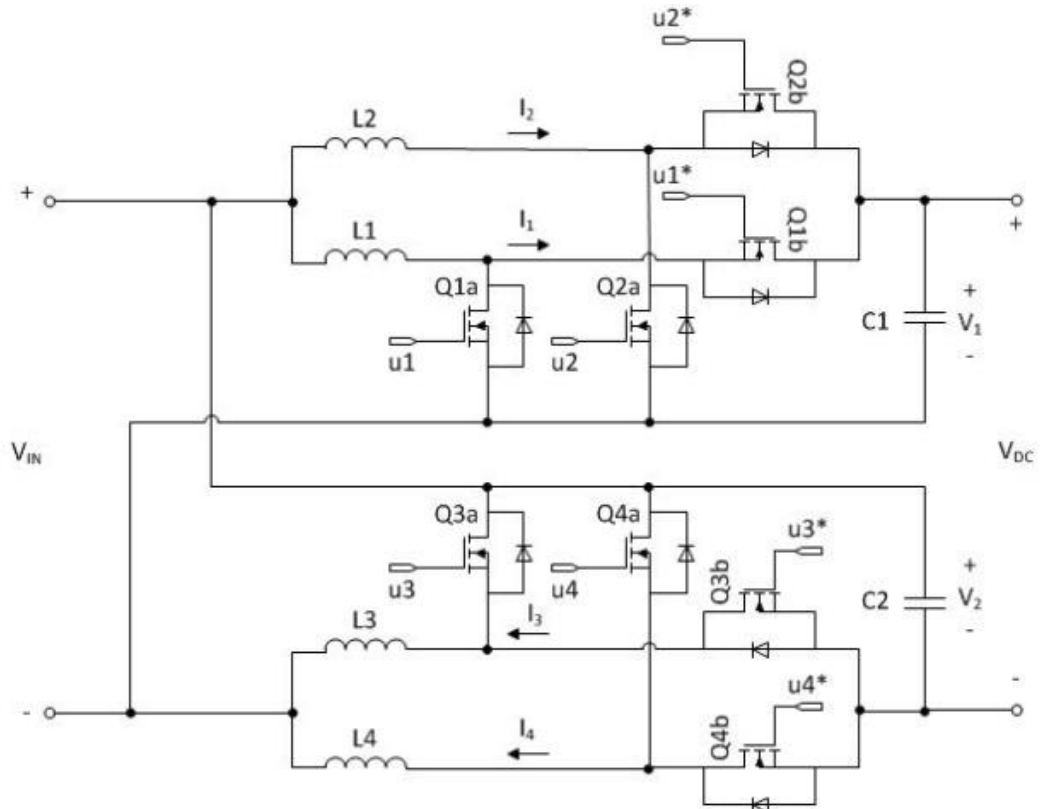


Рисунок 2.8 – Двонаправлений 4-х фазний ЗПЧ.

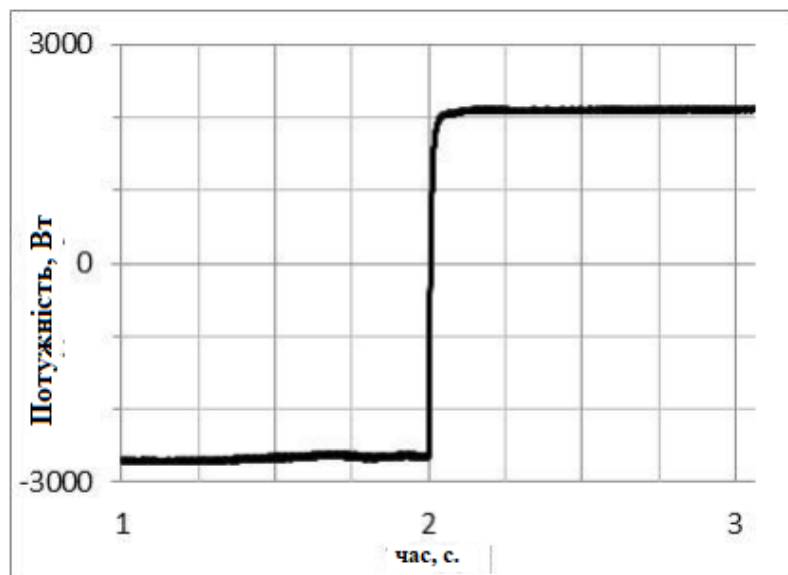


Рисунок 2.9 – Результати потужності для двонаправленого 4-х фазного ЗПЧ

## 2.4. Модель керування аналоговим контролером

Регулятори були розроблені для 4Ф ЗППЧ з використанням частотного аналізу на основі діаграм Боде. Для напруг і струмів використовувалися пропорційно-інтегральні (ПІ) регулятори. Коефіцієнти підсилення регулятора визначалися частотою перетворювача ( $f_c$ ) і фазовим зсувом (ФЗ) таким чином, що нескінченний коефіцієнт підсилення був пов'язаний з нульовою усталеною похибкою, а частота кросовера - з часом встановлення компенсованої системи. Спочатку був розроблений аналоговий регулятор з використанням частотного аналізу діаграми Боде. Потім на основі аналогового регулятора був розроблений дискретний регулятор.

Аналоговий контролер мав два контури регулювання зовнішньої напруги, які незалежно регулювали дві вихідні напруги конденсаторів для досягнення бажаної напруги ланки постійного струму. При цьому використовувався той факт, що вихідна напруга ланки постійного струму ЗППЧ є послідовною комбінацією двох конденсаторних напруг, мінус вхідна напруга (PV), або:

$$V_{DC} = V_1 + V_2 - V_{PV} \quad (2.60)$$

Опорне значення для двох конденсаторів можна виразити як функцію бажаної вихідної напруги ( $V_{DC}^*$ ) і вхідної напруги за допомогою:

$$V_{1,2}^* = (V_{DC}^* + V_{PV}) / 2 \quad (2.61)$$

Такий підхід відрізняється від двоконтурного регулятора, використаного Кабало та ін. в роботі [16], в якому зовнішній регулятор регулював загальну напругу ланки постійного струму. Garcia, et. al. в [17] використовували подібну стратегію, в якій обидві вихідні напруги конденсаторів контролювалися незалежно. Для цього застосування було виявлено, що управління двома конденсаторами окремо дає кращу продуктивність, особливо в умовах низької освітленості та відповідної вольтамперної характеристики фотоелектричного перетворювача.

На рисунку 2.10 показані вхідні та вихідні характеристики напруги в розімкнутому контурі для 4Ф ЗППЧ. Рисунок ілюструє, що після певної точки збільшення робочого циклу призводить до того, що фотоелектричний

перетворювач переходить в область джерела струму, а напруга зменшується. Зменшення вхідної напруги призводить до зменшення вихідної напруги.

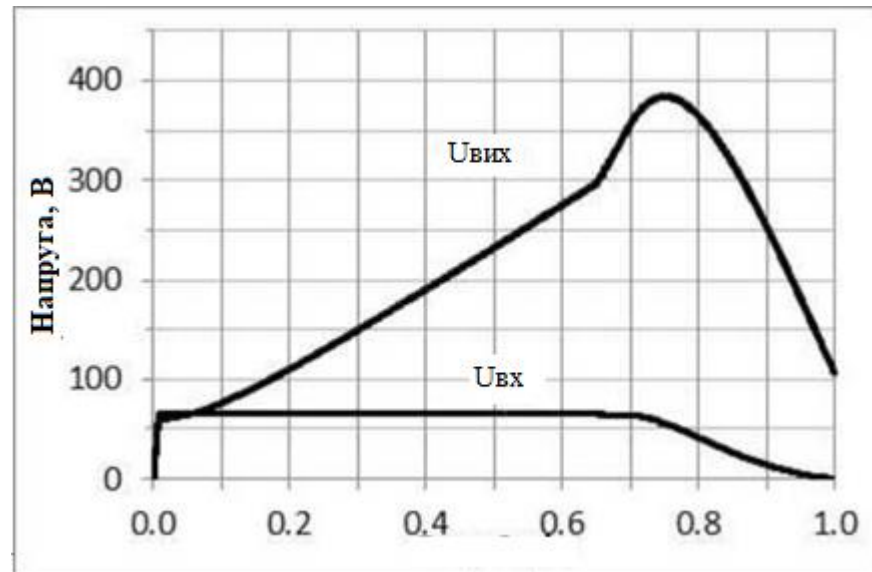


Рисунок 2.10 – Характеристика вхідної та вихідної напруги в розімкнутому контурі.

Якщо контролюється тільки вихідна напруга, перерегулювання в контролері призведе до того, що напруга перетне точку коліна кривої, а потім знизиться. Контролер спробує компенсувати це збільшенням робочого циклу, що призведе до ще більшого зниження вихідної напруги, поки контролер не насититься. На відміну від цього, керуючи напругою на конденсаторі, опорне значення залежить від величини вхідної напруги, як показано в (2.61). Таким чином, вхідна напруга може діяти як член прямого зв'язку, роблячи регулятор більш надійним і дозволяючи швидше змінювати частоту кросовера.

Переваги цієї стратегії найбільш очевидні в умовах низького опромінення, коли точка коліна кривої напруги виникає при меншому значенні вхідного струму. Це проілюстровано на рисунку 2.11., де опроміненість змінюється від 200 до 300 Вт/м<sup>2</sup> за час  $t=1$  с.

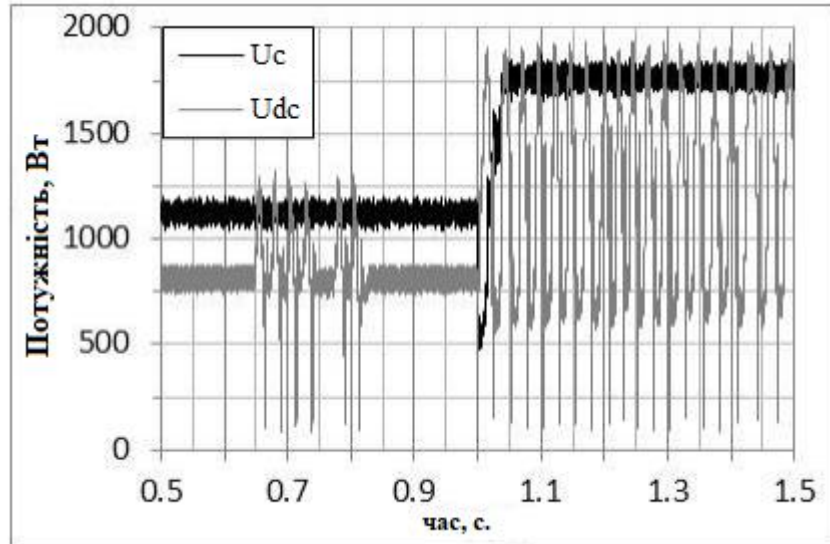


Рисунок 2.11 – Енергетична характеристика для стратегій керування напругою постійного та змінного струму при ступінчастій зміні опромінення від 200 до 300 Вт/м<sup>2</sup> в момент часу  $t=1$  с.

Схема керування напругою на конденсаторі ( $V_C$ ) показала набагато стабільнішу реакцію. Схема керування постійною напругою показала проблеми зі стабільністю в сталому стані і не змогла зійтися після ступінчастої зміни опромінення.

Вихід регулятора напруги [ПН(s)] потім подавався на чотири незалежні ПІ-регулятори струму [Сі(s)], які регулювали чотири струми індуктора. Додатковий член від МРРТ був доданий до цього поточного посилання. Виходи з контурів регулювання струму потім використовувалися як сигнали модуляції для чотирьох контролерів широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), які забезпечували імпульсні сигнали затворів для чотирьох MOSFET-перемикачів незалежно один від одного. ШІМ-контролери використовували частоту перемикачів 20 кГц, де трикутні хвильові несучі сигнали були зсунуті по фазі на 90° один від одного. Топологія цієї схеми керування показана на рисунку 2.12.

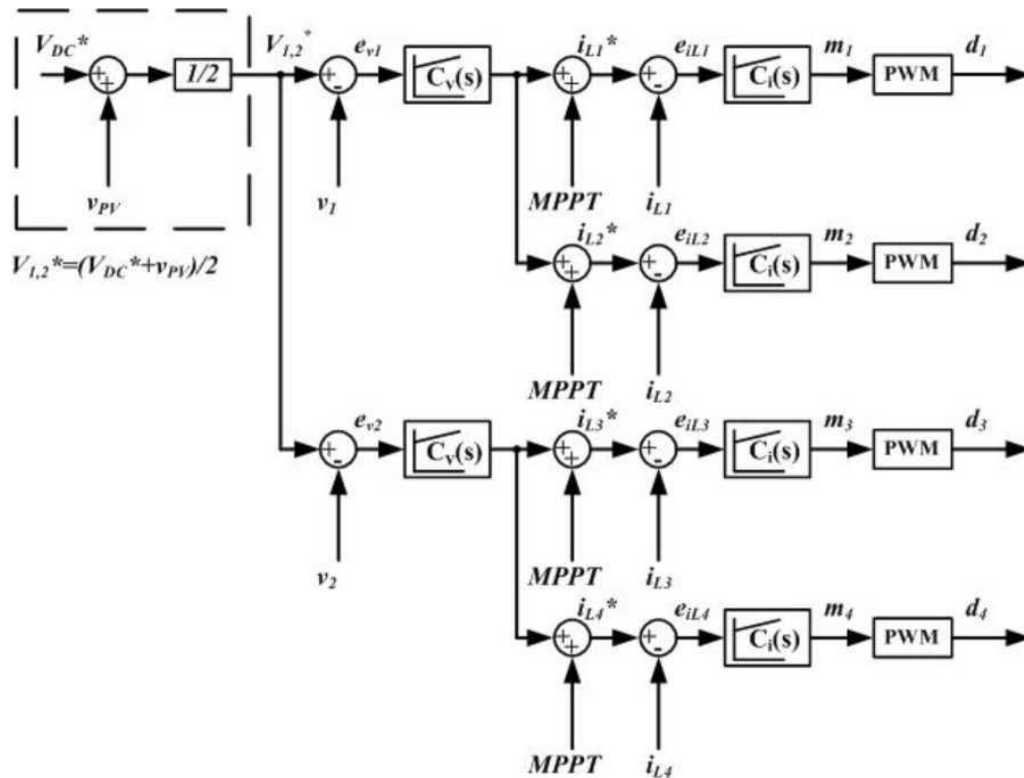


Рисунок 2.12 – Блок-схема керування для 4-х фазного ЗППЧ.

## 2.5 Модель контура регулювання струму

Попередні дослідження обґрунтували вибір двоконтурного регулятора. Більш швидкий внутрішній контур керування струмом інтегрував функції МРРТ, в той час як зовнішній контур керування напругою підтримував бажану напругу ланки постійного струму. Контури керування струмом і напругою, представлені на рисунку 2.12, можуть бути об'єднані в замкнутий контур, як показано на рисунку 2.13. Всі коефіцієнти підсилення датчиків, струму ( $K_i$ ) і напруги ( $K_v$ ), були прийняті за одиницю, так само як і передавальна функція ШІМ.

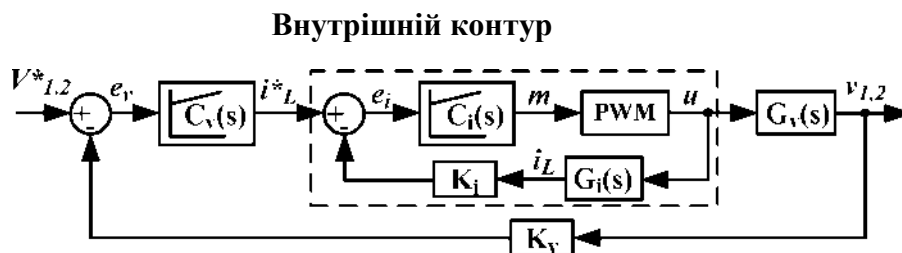


Рисунок 2.13 Контури керування 4-х фазним ЗППЧ

Внутрішній контур регулювання струму був спроектований першим, розглядаючи тільки замкнутий контур регулювання всередині пунктирною лінією на рисунку 2.13. Частота і кут повороту були визначені як 1,5 кГц і 75°, відповідно. Використовуючи класичні методи регулювання частоти, діаграма Боде для розімкнутого контуру для некомпенсованої та компенсованої системи була побудована на рисунку 2.14

$$C_i(s) = \frac{(0.01s + 26)}{s} \quad (2.62)$$

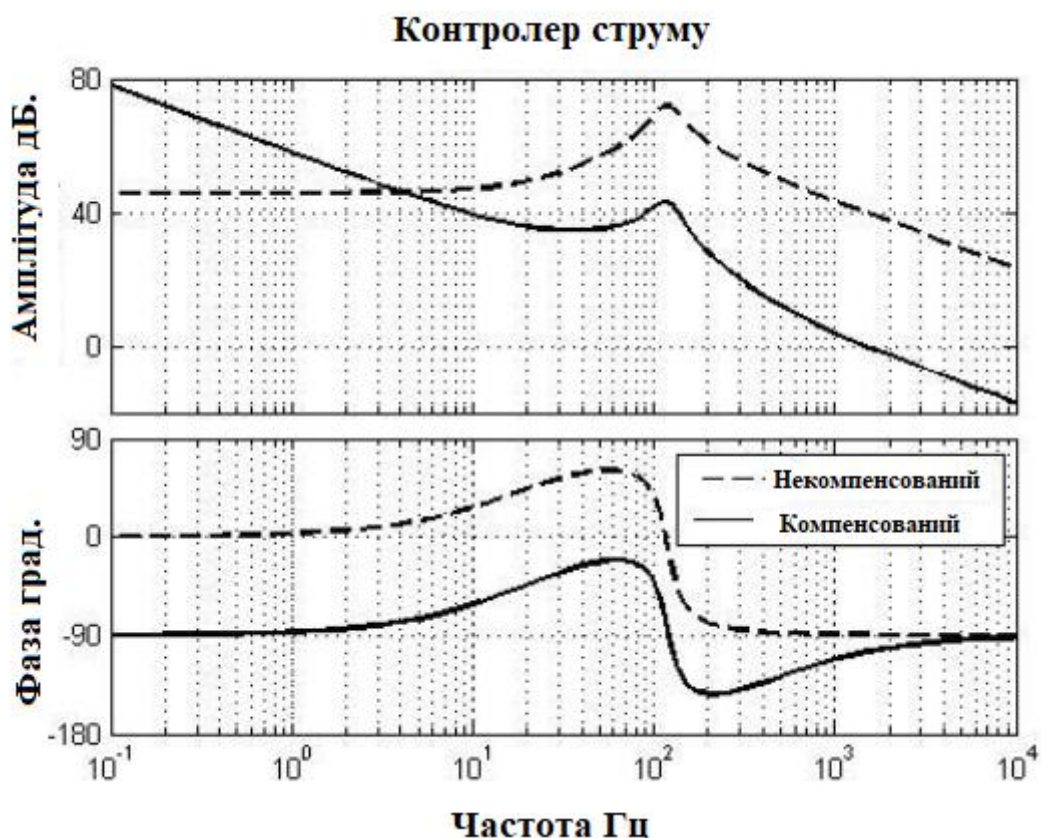


Рисунок 2.14 – Діаграма Боде розімкнутого некомпенсованого та компенсованого контуру регулювання струму схеми керування ЗППЧ.

## 2.6 Модель контура регулювання напруги

Після регулятора струму був спроектований контур регулювання напруги, який залежав від внутрішнього контуру регулювання струму. Бажані значення  $f_c$  і РМ були розраховані на 5 Гц і 85°. Така низька частота кросовера була використана для забезпечення стабільності в усталеному режимі; при більш високих значеннях  $f_c$  спостерігалися коливання в усталеній

характеристиці струму в усталеному режимі. Це могло бути пов'язано з пульсаціями напруги на цих конденсаторах; використання фільтрів нижніх частот з низькою  $f_c$  може дозволити збільшити смугу пропускання цього регулятора.

На основі цих значень  $f_c$  і РМ був спроектований ПІ-регулятор, а діаграма Боде розімкнутої, компенсованої системи наведена на рисунку 2.15, з якої видно, що  $f_c = 5$  Гц і РМ =  $85^\circ$ .

$$C_v(s) = \frac{(0.04s + 7)}{s} \quad (2.63)$$

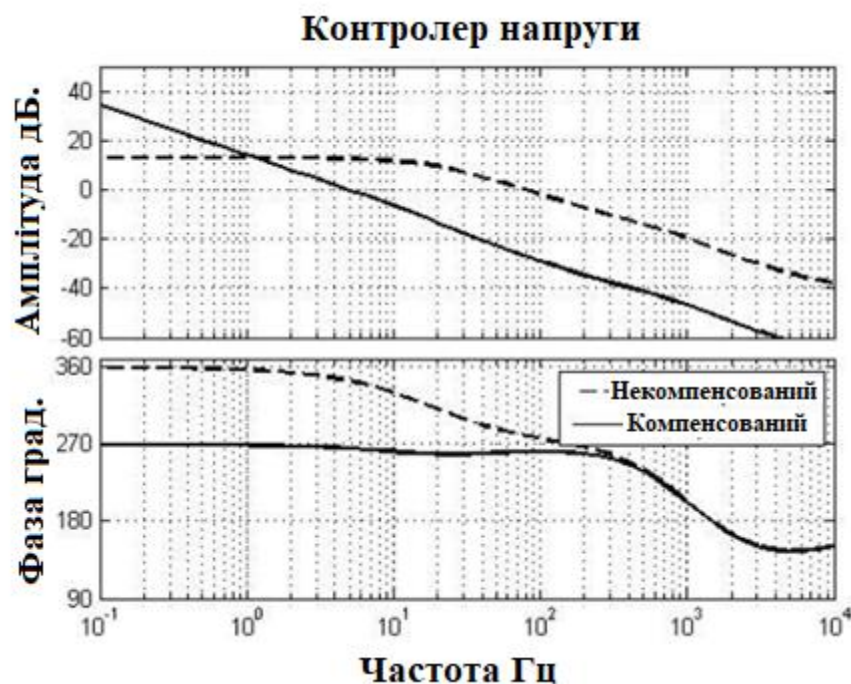


Рисунок 2.15 – Діаграма Боде розімкнутого некомпенсованого та компенсованого контуру регулювання напруги схеми керування ЗППЧ.

## 2.7 Модель дискретного контролера

Дискретний регулятор був розроблений з використанням раніше розробленого аналогового регулятора. Для дискретного регулятора аналогова ШІМ була замінена на дискретну ШІМ [25].

На зміну ПІ-регуляторам прийшли дискретні версії. Існує декілька методів розробки дискретних версій ПІ-регуляторів [25]. Для методу

зворотного Ейлера вихідні дані інтегрування  $m_I(t)$ , використовує наступний вираз:

$$m_I(k) = K_I T_S * \varepsilon(k) + m_I(k - 1) \quad (2.64)$$

де  $K_I$ - інтегральний коефіцієнт підсилення,  $T_S$ - період дискретизації,  $\varepsilon(k)$  - похибка для вибірки  $k$  [25]. Цифровий вираз повної ПІ-петлі може бути виражений наступним чином:

$$m(k) = m(k - 1) + (K_P + K_I T_S) * \varepsilon(k) - K_P * \varepsilon(k - 1) \quad (2.65)$$

де  $K_P$ - пропорційний приріст.

Інший метод реалізації цифрової апроксимації ПІ-регулятора використовує трапецієподібну техніку, відому як метод Тастіна. При цьому для інтегрування використовується середньозважене значення поточного та попереднього членів помилки, що зменшує низькочастотні спотворення [25]. Це виражається формулою:

$$m(k) = m(k - 1) * \left( K_P + \frac{K_I T_S}{2} \right) * \varepsilon(k) + \left( -K_P + \frac{K_I T_S}{2} \right) * \varepsilon(k - 1) \quad (2.66)$$

Як метод зворотного Ейлера, так і метод Тастіна були використані в моделюванні та апаратному забезпеченні. Виявилось, що метод Тастіна працює краще, ніж метод зворотного Ейлера, і тому він був використаний, хоча різниця в продуктивності була дуже незначною.

Відповідно до теореми Найквіста, частота дискретизації повинна бути більш ніж удвічі (і на порядок) більшою за частоту перемикачів. Однак, дискретизація з такою високою частотою накладає невиправдано високе обчислювальне навантаження. Крім того, оскільки індекс модуляції оновлюється лише один раз за цикл перемикачів, частота дискретизації зворотного зв'язку також повинна оновлюватися один раз за цикл. Для того, щоб отримати робочий регулятор при оновленні значень зворотного зв'язку зі станом лише один раз за цикл, сигнали можуть бути відфільтровані за допомогою фільтра нижніх частот для вилучення середнього значення. Цей фільтр повинен мати частоту перехресних коливань значно нижчу за частоту перемикачів, що зменшує пропускну здатність системи та збільшує час реакції



регулятора. Іншим рішенням є синхронізація відліків відповідно до імпульсів перемикачів.

Припускаючи, що пульсація змінних стану дорівнює частоті перемикачів, середнє значення припадає на середину періоду увімкнення або вимкнення. Приурочивши дискретизацію до цього часу, можна отримати середнє значення змінної стану. Це дозволяє регулятору функціонувати без необхідності фільтрації низьких частот для отримання середнього значення сигналу [25]. Для дискретного регулятора кожен струм індуктора відбирали в середині періоду увімкнення або вимкнення. Напруги, які піддавалися більш високій частоті пульсацій, ніж струми, повинні були бути відфільтровані через фільтр низьких частот з частотою перетину 50 кГц перед вибіркою. Використовуючи ці стратегії, всі змінні зворотного зв'язку можна було відбирати лише один раз за цикл перемикачів, тим самим мінімізуючи обчислювальне навантаження.

## **2.8 Моделювання роботи аналогового та цифрового контролера для 4-фазного підвищувального перетворювача**

Комп'ютерне моделювання та методи імітаційного моделювання були важливими для оцінки продуктивності регулятора. Інструменти управління, доступні в Matlab/Simulink (симулятор на основі блок-схем), були використані для допомоги в розробці регулятора, а остаточне моделювання проводилося за допомогою PSIM (симулятор на основі схем). Були змодельовані як аналогові, так і дискретні контролери для оцінки продуктивності дискретного контролера по відношенню до аналогової версії. Два різних методи MPPT були змодельовані з використанням як аналогових, так і дискретних контролерів.

Для розробки аналогового та цифрового контролерів було використано Matlab/Simulink. Після проектування в частотній області аналоговий регулятор був реалізований за допомогою програмного забезпечення PSIM і перевірений за результатами Simulink. Дискретний регулятор був змодельований у кодї на мові C з використанням блокової функції C, доступної в PSIM.

На аналоговому контролері було реалізовано два методи MPPT - ЗІС та

III. Їх ефективність оцінювалася у відповідь на ступінчасті зміни сонячного випромінювання при різних температурах. Регулятори оцінювалися за повною енергією, відданою резистивному навантаженню, а також за пульсаціями вхідного струму та напруги.

Вихід кожного алгоритму МРРТ додавався до опорного струму індуктора, який надходив з контурів керування напругою. Використовувався струм 0,2 міліампер (мА).

Обидва алгоритми МРРТ були протестовані з двома ступінчастими змінами опромінення: 1) від  $1000 \text{ Вт/м}^2$  до  $500 \text{ Вт/м}^2$ , та 2) від  $500 \text{ Вт/м}^2$  до  $600 \text{ Вт/м}^2$ . Ці дві ступінчасті зміни проводилися при трьох різних температурах: 1)  $10^\circ \text{ C}$ , 2)  $25^\circ \text{ C}$  і 3)  $40^\circ \text{ C}$ . Таким чином, загалом було проведено шість симуляцій для кожного алгоритму.

Після проведення моделювання з використанням аналогового контролера, алгоритми ЗІС та III були також оцінені з використанням дискретного контролера, використовуючи ті ж самі шість сценаріїв моделювання.

Всі симуляції проводилися за допомогою PSIM з фіксованим кроком моделювання в 0,5 секунди. Вхідними даними для 4Ф ЗППЧ був фотоелектричний масив на основі 26 фотоелектричних модулів Kyocera KC200GT у конфігурації 2 послідовних/13 паралельних. Цей фотомодуль був обраний, оскільки він був добре охарактеризований і точні моделі були розроблені Villalva та ін. в [28].

Вихід, резистивне навантаження, змінювалося відповідно до потужності, виробленої фотоелектричним масивом, щоб підтримувати постійну напругу при різних умовах опромінення. Для трьох умов опромінення - 1000, 600 і 500  $\text{Вт/м}^2$  - використовувалися значення резисторів 27, 45 і 54 Ом, відповідно.

Ступінчаста зміна вихідної потужності ФЕ у відповідь на ступінчасте зменшення  $\lambda$  від  $1000 \text{ Вт/м}^2$  до  $500 \text{ Вт/м}^2$  для методу ЗІС з використанням аналогового регулятора з лінійним зворотним зв'язком зображена на рисунку 2.16. Реакція для ІС була майже ідентичною, і її було опущено.

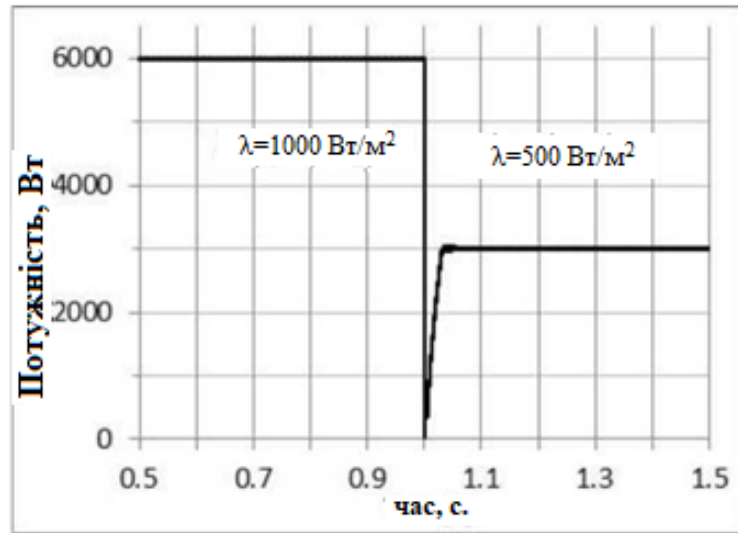


Рисунок 2.16 – Ступінчаста реакція для аналогового ЗІС.

При використанні з аналоговим контролером, методи ЗІС та ІП мали практично нерозрізнівані характеристики. Обидва доставляли майже однакову кількість енергії до навантаження, і обидва були здатні працювати з дуже низьким рівнем пульсацій. Було підраховано, що пульсації вхідної напруги та струму становлять менше 1% для обох алгоритмів МРРТ. Далі алгоритми ЗІС та ІП були оцінені з використанням дискретного контролера.

Однією з проблем, з якою зіткнулися при реалізації дискретного контролера, було те, що контур керування напругою мав тенденцію до проскакування, що призводило до занадто високого опорного струму індуктора і спричиняло насичення системи при струмі короткого замикання фотоелектричної батареї. Це було особливо помітно в умовах низької сонячної освітленості. Для компенсації було зменшено коефіцієнт підсилення контуру регулювання напруги. Було запроваджено скидання інтегральної складової; коли напруга на ФЕС падала нижче певного порогу (наприклад, 20 В постійного струму), інтегральна складова контуру регулювання напруги обнулялася.

З метою збільшення часу збіжності та уникнення перерегулювання було розроблено адаптивний метод МРРТ. Замість фіксованого  $A$ , він масштабувався відповідно до похибки вихідної напруги.  $A$  було встановлено рівним  $5 \cdot 10^{-6} \cdot (VDC^* - VDC)$ . Таким чином, МРРТ швидко сходилася, але уникала

перерегулювання. На рисунку 2.17 показано реакцію фотоелектричної потужності для фіксованого та змінного струму з використанням дискретного ПІ-контролера зі ступінчастою зміною опромінення від  $1000 \text{ Вт/м}^2$  до  $500 \text{ Вт/м}^2$  при  $25^\circ \text{ C}$ . З нього видно, що змінна дельта змогла збігтися набагато швидше після зміни опромінення. Ця методика, однак, діє тільки тоді, коли тільки фотоелектричний перетворювач контролює напругу в ланці постійного струму. Якщо інший пристрій регулює цю напругу (наприклад, інвертор або інший перетворювач постійного струму), то ця методика більше не буде працювати, і необхідно використовувати фіксовану  $\Delta$ .

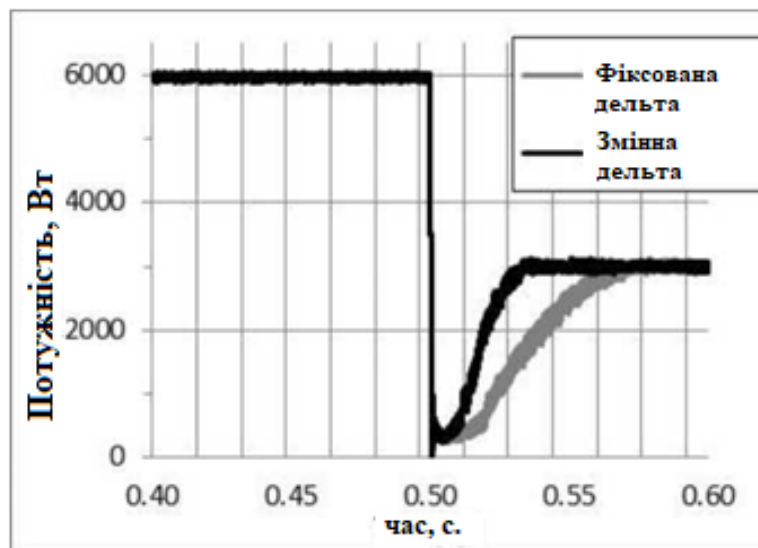


Рисунок 2.17 Фіксована та змінна дельта для МРРТ ПІ при ступінчастій зміні опромінення від  $1000 \text{ Вт/м}^2$  до  $500 \text{ Вт/м}^2$  при  $t = 0,5 \text{ с}$ .

Потужність ФЕ для дискретного ЗІС та ПІ МРРТ контролерів у відповідь на ступінчасту зміну опромінення від  $\lambda=1000 \text{ Вт/м}^2$  до  $500 \text{ Вт/м}^2$  при  $25^\circ \text{ C}$  зображено на рисунках 2.18 та 2.19. У дискретній реалізації метод ЗІС мав більш помітні пульсації і мав тенденцію до коливань. Метод ПІ, навпаки, був набагато більш плавним і стабільним, особливо у відповідь на ступінчасту зміну опромінення при  $t = 1 \text{ с}$ .

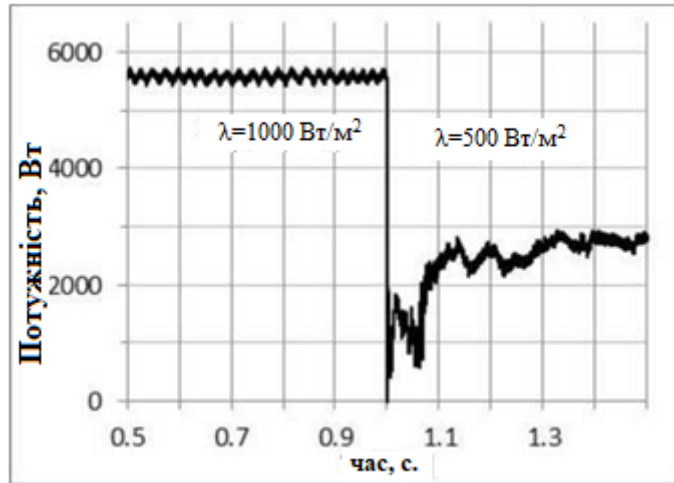


Рисунок 2.18 – Кроковий відгук для дискретного ЗІС.

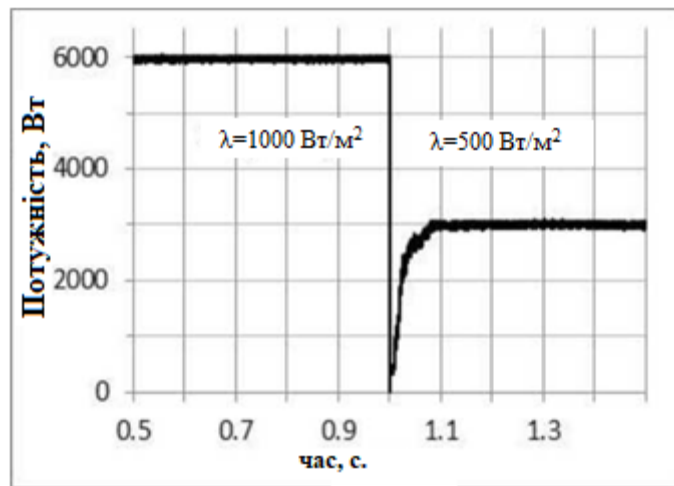


Рисунок 2.19 – Ступінчаста характеристика для дискретної ПІ.

Енергія, що подається на навантаження, в Джоулях (Дж), для аналогової та дискретної версій двох методів МРРТ (Примітка: 1 Дж дорівнює 1 Вт/с.) У той час як в аналоговому режимі пульсації вхідного струму були дуже низькими (< 1%), дискретні методи ЗІС та ПІ мали значення пульсацій вхідного струму 6,36% та 2,90%, відповідно. Пульсації збільшуються через дискретність значень зворотного зв'язку; в аналоговому режимі регулятор МРРТ міг миттєво реагувати на зміну умов роботи. На відміну від цього, при використанні дискретного регулятора змінні зворотного зв'язку відбиралися лише один раз за період перемикання. Ця підвищена пульсація призвела до нижчого уловлювання енергії, оскільки пульсація викликає відхилення фотоелектричної потужності від її МРР. В цілому, дискретний ЗІС виробляв в середньому на

11,84% менше енергії. Дискретна ІІ мала кращі показники, забезпечуючи в середньому на 1,69% менше енергії. Ці результати показують, що методи ЗІС та ІІ мають майже однакову продуктивність при реалізації з аналоговим контролером. У дискретній версії обидва алгоритми МРРТ доставляли менше енергії до навантаження, особливо при низькій температурі. Однак, продуктивність ЗІС значно більше погіршилася з дискретним контролером у порівнянні з методом ІІ.

## **2.9 Висновки до розділу**

У цьому розділі представлено результати кількісного імітаційного моделювання різних неізольованих топологій підвищувального перетворювача постійного струму. Результати показали переваги топології ЗППЧ над іншими традиційними топологіями. До них відносяться: покращена ефективність, нижчий рівень пульсацій та зменшена комутаційна напруга. Збільшення кількості фаз у ЗППЧ збільшує ці переваги. Проте, переваги 6Р над 4Р були незначними, і тому були визнані недостатніми для виправдання необхідних додаткових компонентів. З цієї причини 4Ф ЗППЧ перетворювач був обраний як найбільш перспективний кандидат для даного застосування.

Проведено математичний аналіз роботи 4Ф ЗППЧ. Розроблено усереднені рівняння простору станів для шести змінних стану (чотирьох струмів індуктивності та двох напруг на конденсаторах). Вони були використані для отримання статичної передавальної функції вихідної напруги в усталеному режимі. Це підтвердило, що 4Ф ЗППЧ має вищий коефіцієнт підсилення напруги порівняно зі звичайним підвищувальним перетворювачем для заданого робочого циклу. Використовуючи стаціонарні статичні передатні функції, були розроблені передатні функції для струму індуктора в залежності від робочого циклу та напруги конденсатора в залежності від робочого циклу.

Також представлено огляд розробки дискретного двоконтурного регулятора з лінійним зворотним зв'язком для 4Ф ЗППЧ. Спочатку був розроблений аналоговий контролер, який потім був дискретизований. Чотири

незалежні внутрішні контури струму регулювали струм через чотири котушки індуктивності. Було виявлено, що незалежне керування напругою на двох конденсаторах забезпечує покращену продуктивність порівняно з керуванням повною напругою ланки постійного струму. Вихід МРРТ був доданий до виходу контурів регулювання напруги.

Для кожного контуру регулювання використовувалися ПІ-регулятори. Пропорційний та інтегральний коефіцієнти підсилення розраховувалися за допомогою частотного аналізу на основі діаграм Бode. Вихід чотирьох контурів регулювання струму задавав індекс модуляції для чотирьох ШІМ-регуляторів.

На основі аналогового регулятора був розроблений дискретний регулятор. За рахунок синхронізації часу дискретизації по центру імпульсу вмикання або вимикання можна було отримати середнє значення струмів індуктора без використання фільтрів нижніх частот. Цифрова ШІМ замінила аналогову ШІМ. Результати моделювання підтвердили ефективну роботу аналогового та дискретного контролерів для 4Ф ЗППЧ. Вони продемонстрували, що як ЗІС, так і ПІ МРРТ алгоритми здатні ефективно реагувати на ступінчасту зміну опромінення. При використанні аналогового регулятора, в якому змінні зворотного зв'язку зі станом безперервно оновлювалися, обидва алгоритми МРРТ мали практично нерозрізнівані відгуки. Коли система була дискретизована, а змінні зворотного зв'язку дискретно відбиралися один раз за цикл перемикавання, продуктивність обох алгоритмів МРРТ знизилася, що вимірюється кількістю енергії, яка доставляється в навантаження. Однак метод ЗІС зазнав більш серйозного впливу дискретного регулятора, ніж ПІ. В цілому, дискретний ЗІС доставив майже на 12% менше енергії порівняно з аналоговою версією. ПІ, навпаки, мав менш ніж 2% скорочення уловлювання енергії порівняно з аналоговою версією. Таким чином, метод ПІ виявляється кращим рішенням для реалізації в цифровому мікроконтролері.

## 3 НАУКОВО-ДОСЛІДНИЦЬКИЙ РОЗДІЛ

### 3.1. Експериментальна установка для проведення дослідження

Апаратний прототип був побудований на базі вбудованого мікроконтролера PIC33FJ256GP710A. Прототип розрахований на низьковольтний вхід в діапазоні 48-72 В постійного струму, з номінальною вихідною напругою 400 В постійного струму при потужності 5 кВт. Реалізовані функції керування: вибірка аналогових сигналів зворотного зв'язку, реалізація двоконтурних алгоритмів керування з лінійним зворотним зв'язком, виконання MPPT, видача сигналів перемикачів на МОП-транзистори.

Чотири датчики струму на основі ефекту Холла LEM LAN-25 NP вимірювали струми індуктивності, а чотири датчики напруги на основі ефекту Холла LEM LV-20 P контролювали вхідну, вихідну та конденсаторну напругу. Виходи з вимірювальних приладів проходили через схеми формування сигналу на операційних підсилювачах, які масштабували виходи відповідно до діапазону аналогових вимірювань мікроконтролера і забезпечували активну фільтрацію низьких частот.

Схема захисту від перевантаження по струму спрацьовувала, якщо струм індуктора перевищував 50 А. При виявленні перевантаження по струму відключалися комутаційні імпульси, а для ізоляції несправності розмикалося реле на 200 А. Також був включений захист від перенапруги. Якщо вихідна напруга перевищувала 475 В, до ланки постійного струму через IGBT підключався резистор 2 кОм, 100 Вт для забезпечення динамічного гальмування. Нарешті, необхідно було розробити чотири драйвери вентилів. Вони отримували сигнали перемикачів від мікроконтролера і забезпечували необхідну напругу і струм для перемикачів MOSFET.



Таблиця 3.1 Номінали та номери окремих компонентів.

Ім'я та прізвище	Опис	Величина
Cin	Вхідні дані конденсатор	330 пФ 350 В
C1, C2	Вихідні дані конденсатори	1,000 пФ 250 В
D1-D4	діоди	50 А
L1-L4	Індуктори	250 рГн 50 А
Q1-Q4	MOSFET перемикачі	650 В 84 А

Номінальні характеристики окремих пристроїв та номери деталей для ключових компонентів наведені в Таблиці 3.1. Компоненти індукторів були виготовлені на замовлення, оскільки не вдалося знайти у продажу індуктори, які б відповідали необхідним характеристикам струму, індуктивності та робочої частоти. Інші заходи, пов'язані з апаратним забезпеченням, включали: управління тепловим режимом і визначення розмірів радіаторів, ізоляцію сигналів і живлення між різними частинами схеми, а також розробку базових систем, що підтверджують концепцію (ПК).

### **3.2 Розроблення приладу DC-DC перетворювач для сонячних фотоелектричних систем**

Було побудовано та випробувано дві системи. Це були лабораторні тестові схеми низької точності, які використовувались для оцінки і налагодження силового каскаду і допоміжних схем.

Перша система показана на рисунку 3.1. Одноступеневий підвищувальний перетворювач був реалізований з використанням наявного індуктора. Це не був індуктор, виготовлений на замовлення, який використовувався для остаточного прототипу. Ця система була побудована до

заміни IGBT на MOSFET, тому використовувався IRG7P35UD і відповідний драйвер затвора. Джерелом вхідного сигналу слугувало джерело живлення постійного струму. Сигнал перемикання забезпечувався генератором імпульсів. Детальний вигляд макетної плати наведено на рисунку 3.2.

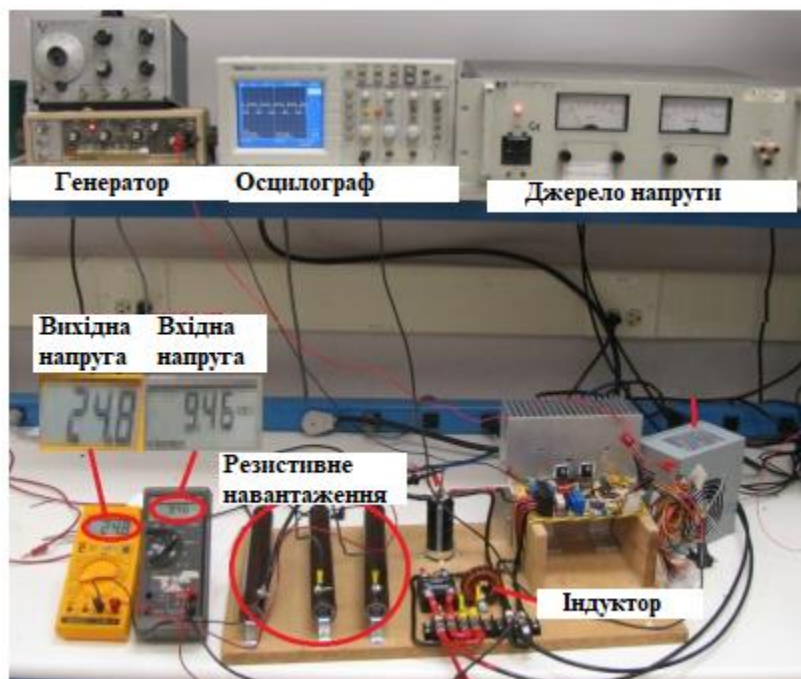


Рисунок 3.1 – Перша система для оцінки і налагодження силового каскаду і допоміжних схем

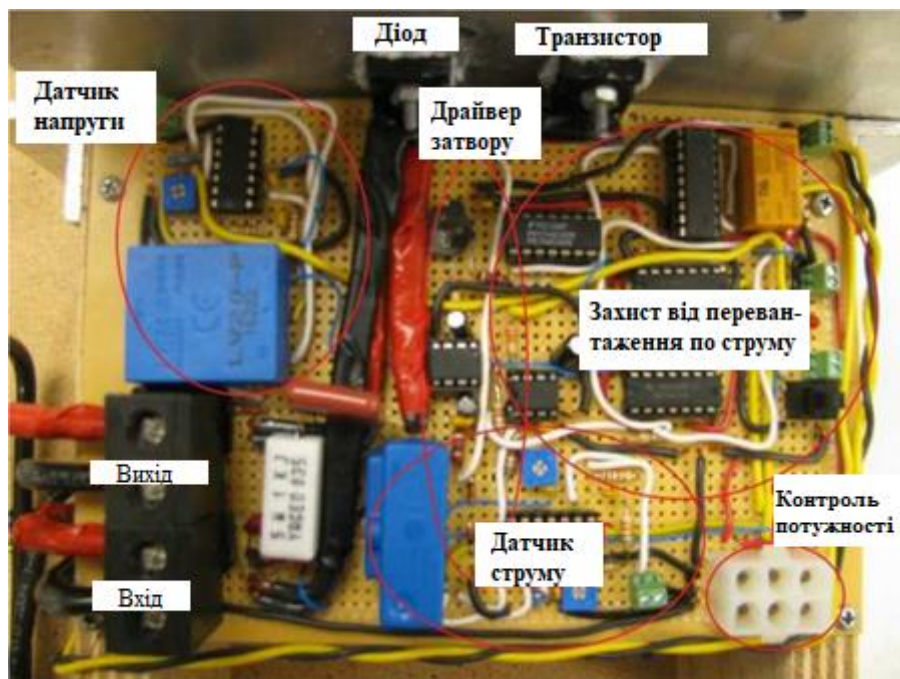


Рисунок 3.2 – Зовнішній вигляд одноступеневого підвищувального перетворювача

Після заміни IGBT на MOSFET був побудований другий прототип для оцінки продуктивності нового напівпровідника і драйвера затвора. Він не включав в себе схему датчика або схему формування сигналу, а також захист від перевантаження по струму. Джерелом живлення слугував автомобільний акумулятор на 12 В, захищений запобіжником на 25 А. У цьому прототипі сигнал перемикання надходив від мікроконтролера dsPIC33F, а не від генератора імпульсів. Котушки індуктивності, виготовлені на замовлення для остаточного прототипу, були отримані від виробника; одна з них була використана в якості котушки індуктивності для другої системи. Високочастотний поліпропіленовий (PPE) конденсатор на 5 мкФ був доданий паралельно до існуючого електролітичного вихідного конденсатора для мінімізації перехідних процесів вихідної напруги.

На рисунку 3.3 показана друга система в роботі. Мікроконтролер забезпечував імпульси для сигналу перемикання. Знову ж таки, ця система працювала в розімкненому контурі. Мікроконтролер здійснював вибірку аналогового джерела напруги 0-10 В і на основі цього зовнішнього сигналу встановлював робочий цикл від 0 до 1. Вхідна напруга 12 В від акумулятора підвищується до 35,3 В, коефіцієнт посилення напруги близько 3, при скважності 0,75.

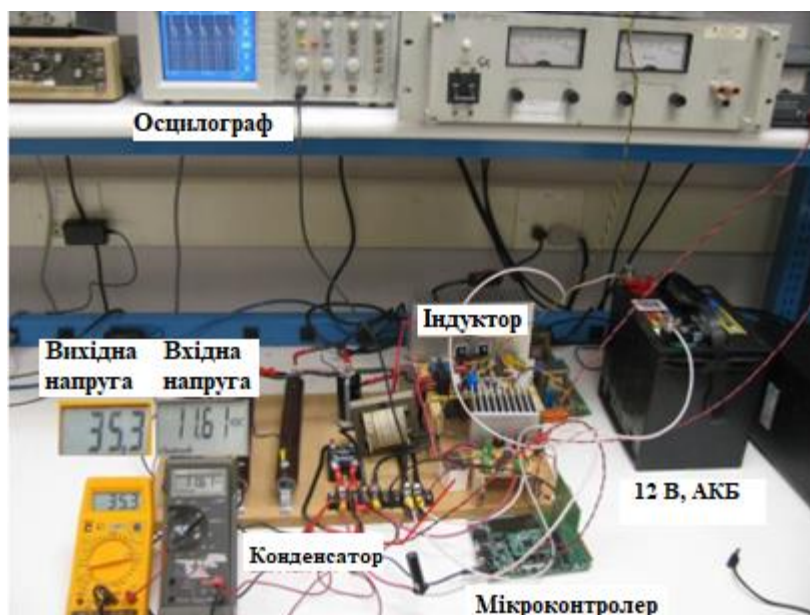
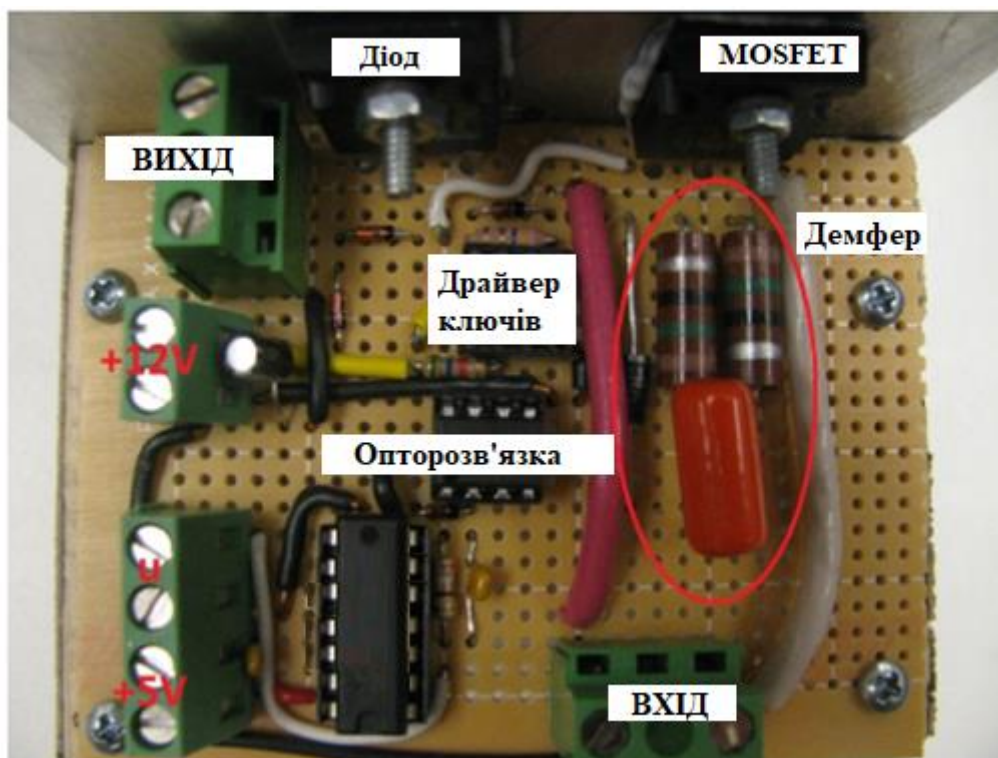


Рисунок 3.3 – Друга система для оцінки і налагодження силового каскаду і допоміжних схем

На рисунку 3.4 показана макетна плата для другої системи. Ця набагато менша плата складалася з: інвертувального та (nand) затвора, оптронної пари (для ізоляції сигналу), драйвера затвора та демпфера, а також діода та MOSFET.



Рисунком 3.4 – Макетна плата другої системи силового каскаду і допоміжних схем

### 3.2.1 Формування аналогового сигналу

Перед схемами формування аналогового сигналу стояли дві основні задачі: 1) забезпечити вхідний сигнал 0-3,3 В, який міг би зчитуватися аналоговими вхідними каналами мікроконтролерів, і 2) забезпечити завадостійкість. Це було зроблено за допомогою трикаскадної аналогової схеми операційного підсилювача. Схема перетворювача струму (ПТ) показана на рисунку 3.5.

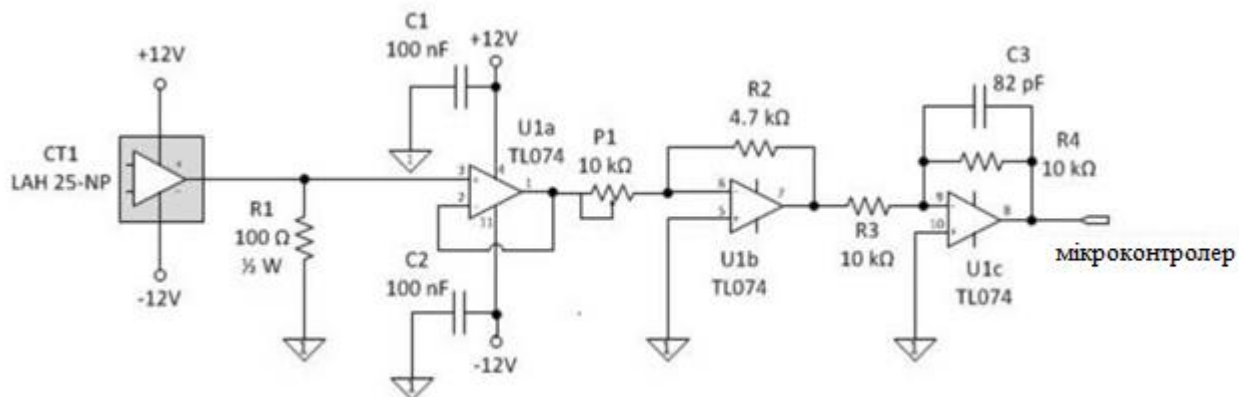


Рисунок 3.5 – Принципова схема формування сигналу перетворювача струму.

В якості перетворювача струму використовувалися датчики ефекту Холла LEM LAN 25-NP із замкнутим контуром, які забезпечували вихідний струм 0-55 мА для струмів від 0 до 55 А (1 мА/А). Цей вихідний струм проходив через резистор 100 Ом (R1) на землю, таким чином генеруючи сигнал 0-5,5 В (100 мВ/А). Він проходив через чотиритактний операційний підсилювач TL074 (U1). Першим каскадом операційного підсилювача був неінвертуючий буфер з одиничним коефіцієнтом підсилення для забезпечення високого входного опору. Другим каскадом був інвертуючий операційний підсилювач з підлаштуванням потенціометра (тримпотом) 10 кОм (P1), який дозволяв змінювати коефіцієнт підсилення. Останній каскад був одиничним підсилювачем, інвертуючим ОП, що заперечував інверсію попереднього каскаду. Він містив конденсатор в ланцюзі зворотного зв'язку для того, щоб діяти як активний фільтр нижніх частот, з  $f_c$  близько 200 кГц, або в 10 разів більше частоти перемикання (20 кГц), як задано:

Схема формування сигналу датчика напруги аналогічна і показана на рисунку 3.6.

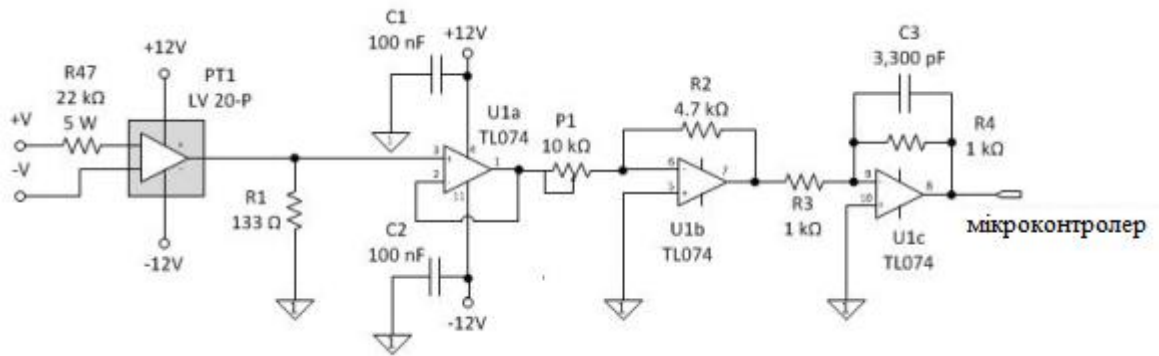


Рисунок 3.6 – Принципова схема формування сигналу датчика напруги

Використовувався датчик напруги на основі ефекту Холла LEM LV-20P, який працював на основі вхідного сигналу 0-14 мА. Таким чином, був передбачений резистор відповідного розміру для створення необхідного вхідного струму, заснованого на величині напруги, що вимірюється. Датчик напруги на основі ефекту Холла виробляв вихідний сигнал 0-35 мА, який проходив через резистор 133 Ом для забезпечення виходу 0-4,655 В. Знову ж таки, це проходило через трикаскадну схему операційного підсилювача, використовуючи чотирьохкаскадний операційний підсилювач TL074. Оскільки напруги піддаються більш високим пульсаціям, ніж струми індуктивності, конденсатор 3300 пФ використовувався з резистором 1 кОм для забезпечення фільтра нижніх частот з частотою 48,2 кГц.

### 3.2.2 Захист від перевантаження по струму

Схема захисту від перевантаження по струму використовувала чотири компараторні схеми для порівняння напруги на виході чотирьох ТТ з еталонним значенням. Якщо струм у будь-якій з котушок індуктивності перевищував еталонне значення, це призводило до того, що зазвичай високий вихід (5 В) ставав низьким. Це призводило до того, що вихід логічного інвертора (U4) ставав високим. U4 підключений до тактового входу D-типу, позитивний фронт якого запуслав фліп-флоп (U5), змушуючи його змінити свій вихід Q з високого (5 В) на низький. Оскільки це був пристрій, що спрацьовував по фронту імпульсу, він діяв дуже швидко. Вихід Q був сигналом дозволу, який підключався через затвор pand в схемі приводу затвора. Інверсний вихід U5 посилав сигнал заборони на мікроконтролер, і відкривав

реле 2. Реле 2 розриває нейтральне з'єднання для джерела живлення 12 В, яке живило котушку вхідного реле 200 А. Кнопка аварійної зупинки (SW2) також знаходиться на цьому нейтральному шляху. Схема повертається в нормальний стан при натисканні кнопки скидання (SW1).

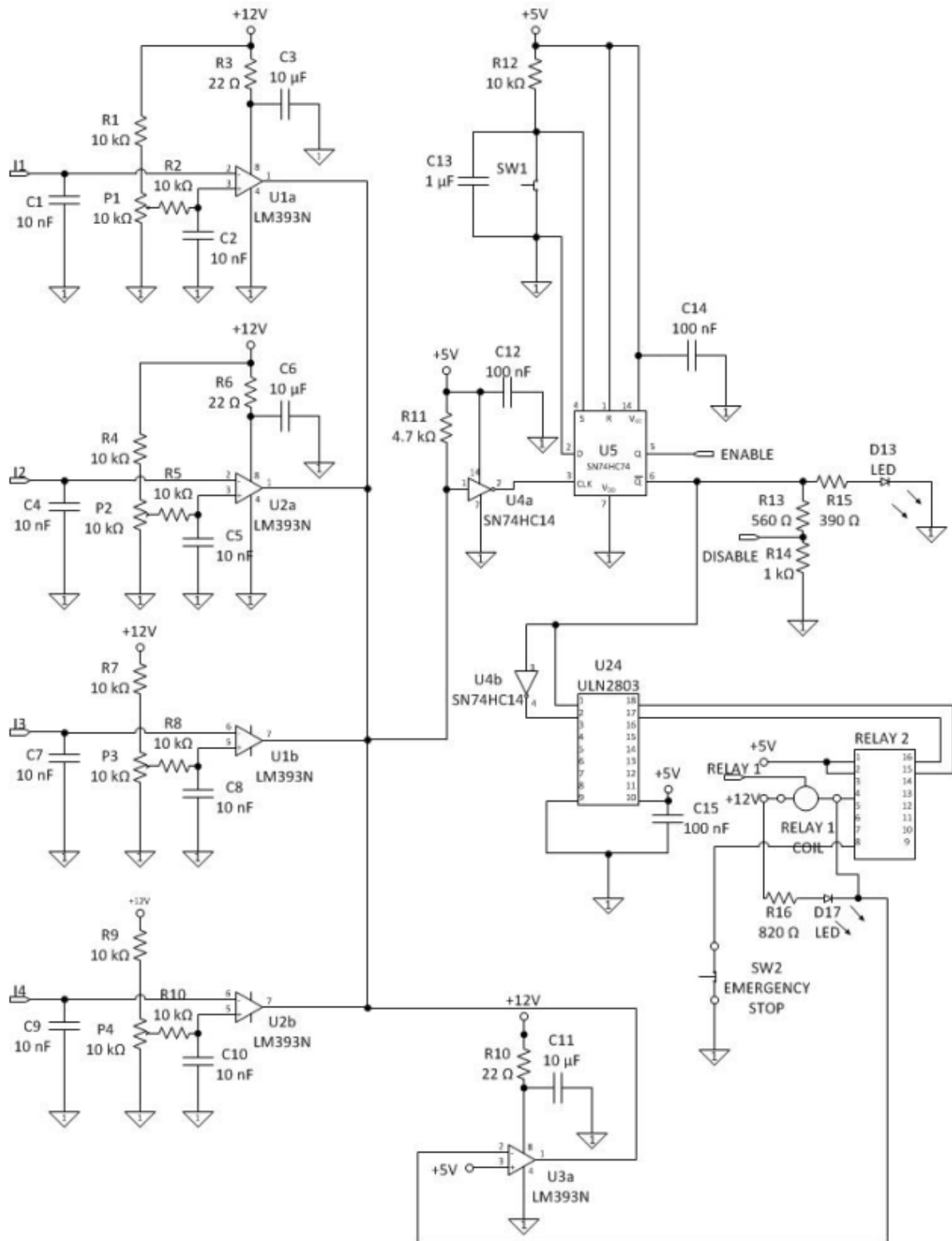


Рисунок 3.7 – Принципова схема захисту від перевантаження по струму

### 3.2.3 Захист від перенапруги

Система захисту від перенапруги працювала за принципом динамічного гальмування. Поворотний потенціометр (P1) і резистор 1 кОм утворювали дільник напруги для шкали постійного струму. Схема компаратора на тригері Шмітта (U1) порівнювала його з опорним значенням 5 В. P1 змінював середню точку гістерезису, а трипот контролював високе і низьке значення тригера. Вони були встановлені для включення при 475 В і виключення при 425 В. Коли схема перенапруги вмикається, транзистор Q1 подає сигнал 12 В на схему драйвера затвора IR2117 (U3). U3 використовується для управління IR IRG7PH35UD IGBT. IGBT був використаний для цієї схеми через його більш високу номінальну напругу і той факт, що IGBT більш стійкий до перехідних процесів напруги. Q1 замкнув нейтральне з'єднання на резистор 2 кОм, 100 Вт, R10. Додатковий вихідний опір допоміг повернути напругу ланки постійного струму до номінального значення.

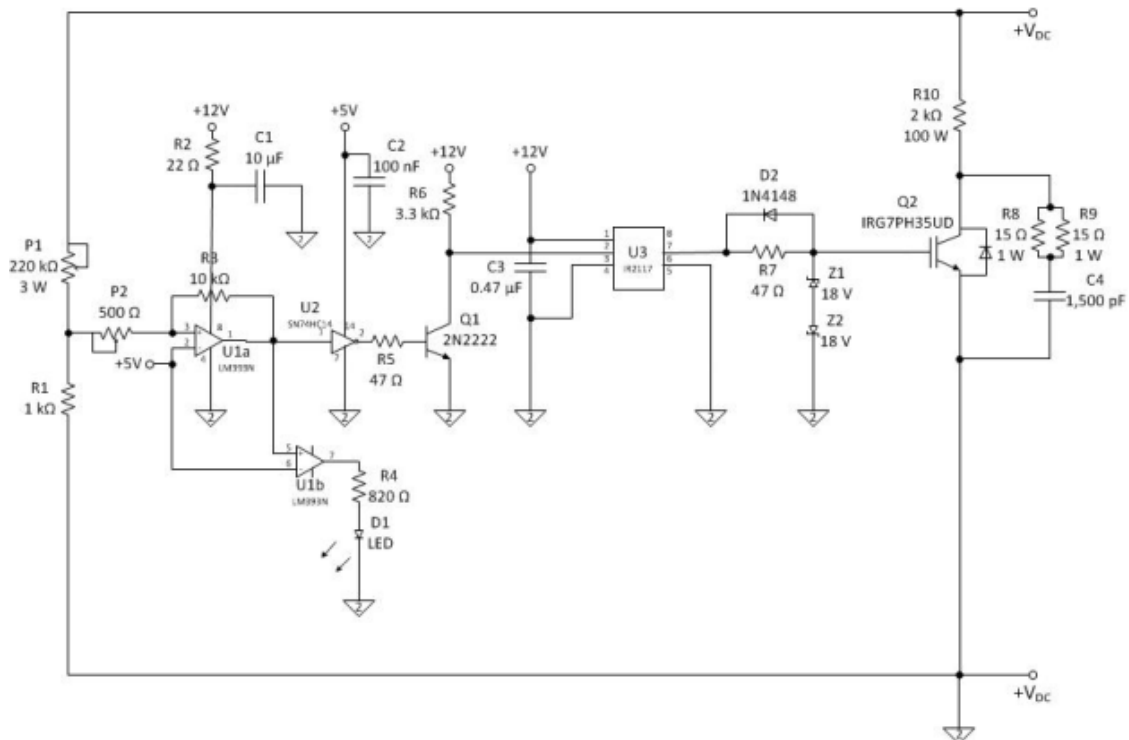


Рисунок 3.8 – Принципова схема захисту від перенапруги

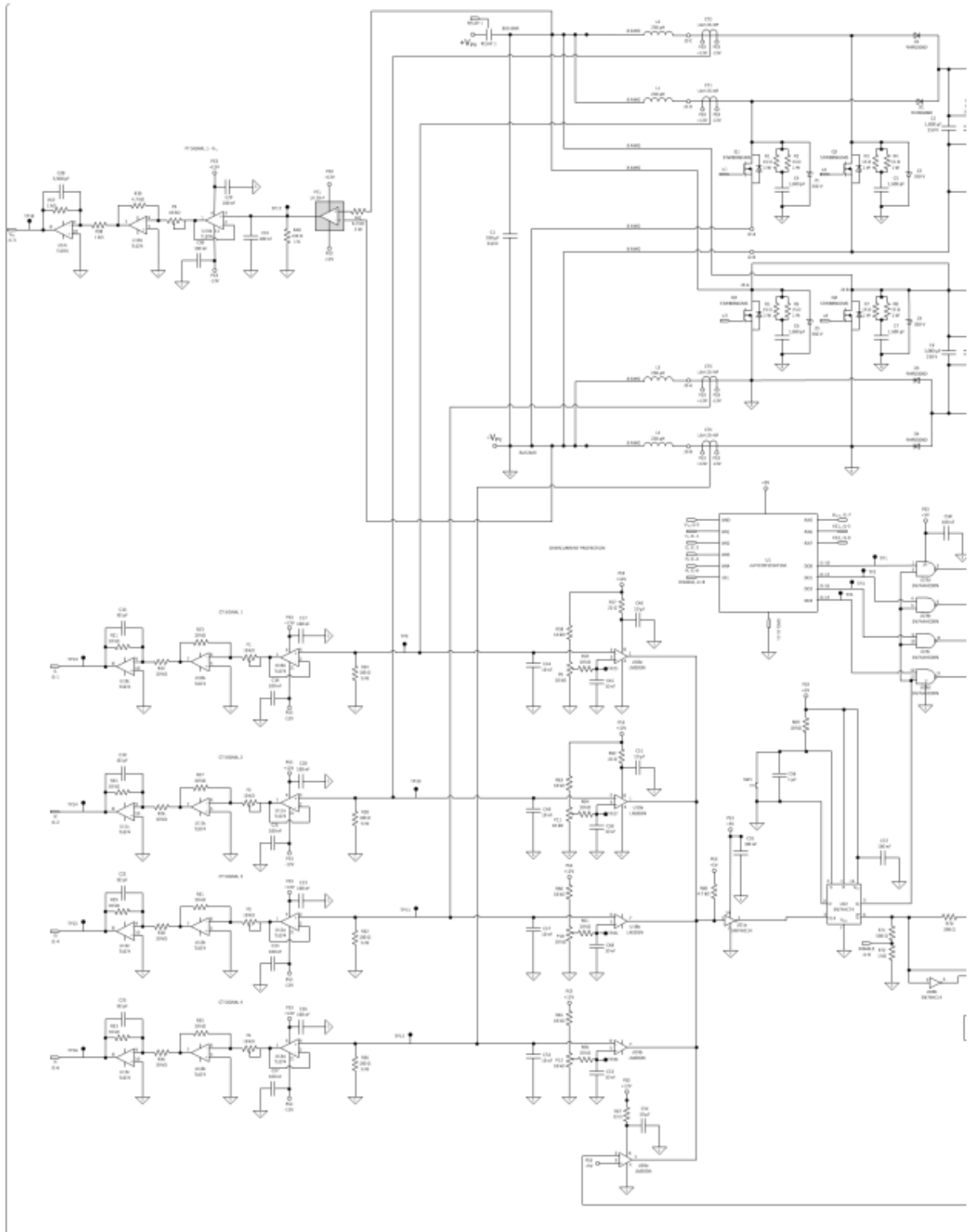
Повна схема складається з:

- Силовий каскад
- Чотири привода воріт



- Чотири аналогові сигнали струму
- Чотири аналогові сигнали напруги
- Захист від перевантаження по струму
- Захист від перенапруги

Це показано на рисунку 3.9



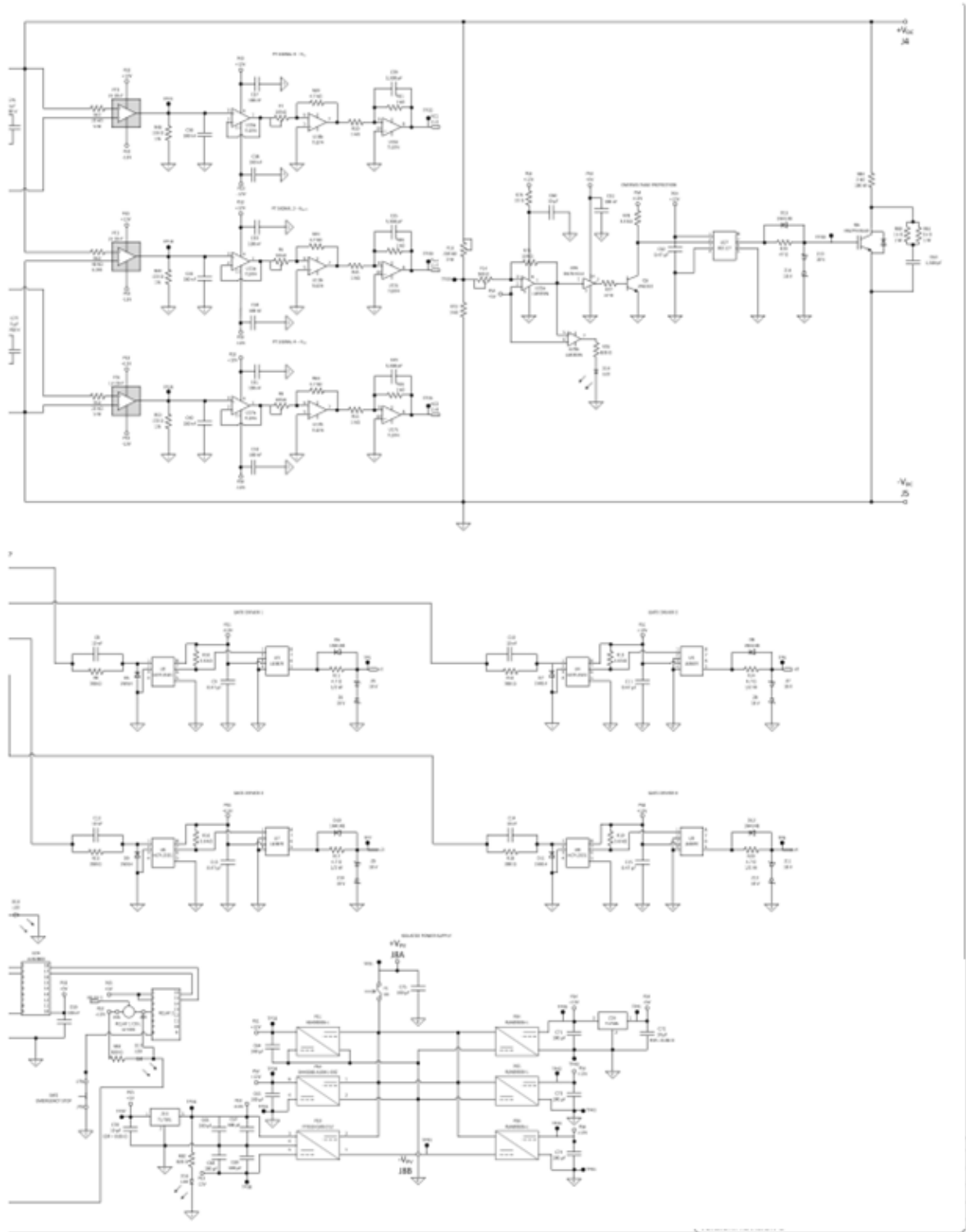


Рисунок 3.9 – Повна принципова електрична схема

### 3.3 Експериментальні дослідження та результати апаратного прототипу

Експериментальні випробування апаратного прототипу, описаного в розділі 3.1-3.2, були проведені для перевірки коректності роботи та валідації

алгоритмів керування, описаних в розділі 2. Спочатку була проведена робота в розімкнутому контурі для перевірки правильності роботи сигналів затвора, драйверів затвора та силового каскаду. На рисунку 3.10 показано чотири ШІМ-імпульси від мікроконтролера, які були розташовані в шаховому порядку з інтервалом  $90^\circ$  (12,8 мкс) один від одного. Далі була продемонстрована усталена та ступінчаста характеристика регулятора струму. Після цього було реалізовано контур керування зовнішньою напругою. Нарешті, було застосовано та валідизовано МРРТ. Всі випробування проводилися в умовах малої потужності. Це було пов'язано з тим, що не було доступного низьковольтного джерела вхідного струму високої потужності, а також не було відповідного потужного навантажувального блоку, здатного витримати 400 В постійного струму.

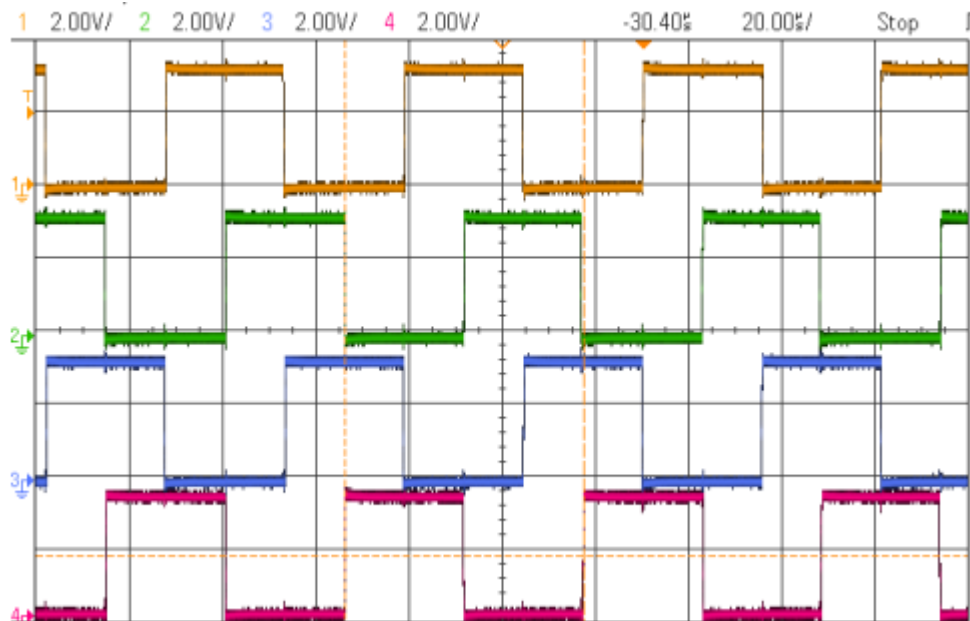


Рисунок 3.10 – Імпульси ШІМ від мікроконтролера, які були розташовані в шаховому порядку з інтервалом  $90^\circ$  (12,8 мкс) один від одного

### 3.3.1 Регулятор струму

Регулятори струму випробовувалися з використанням джерела живлення постійного струму HP 6439В потужністю 900 Вт на вході та резистивного навантаження 33 Ом на виході. Експериментальна випробувальна установка для цих випробувань показана на рисунку 3.11. Кожен з чотирьох каскадів перетворювача випробовувався окремо, а потім всі чотири разом. На рисунку

3.12 показано струми чотирьох котушок індуктивності в усталеному режимі для еталонного струму 3 А. Сигнали надходили від бортових ТТ, які забезпечували вихід 100 мВ/А. Зауважте, що ЕМІ від перехідних процесів перемикавання може спостерігатися в цих вихідних сигналах. На рисунку 3.13 показано два струми індуктивності ( $I_{L1}$  та  $I_{L3}$ ) разом із вхідним струмом ( $I_{ВХ}$ ).

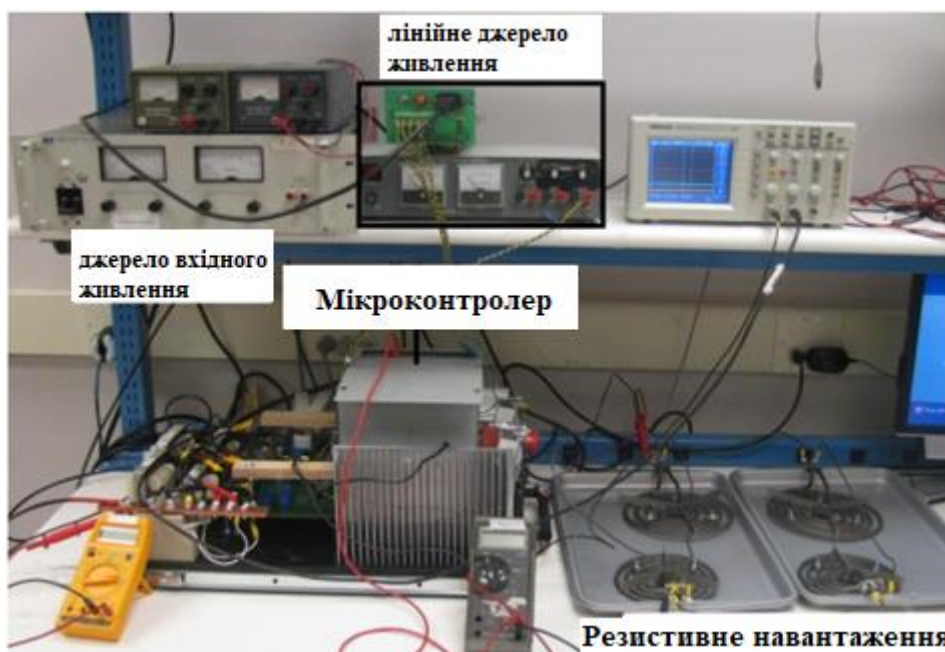


Рисунок 3.11 – Експериментальна випробувальна установка для поточного контролю

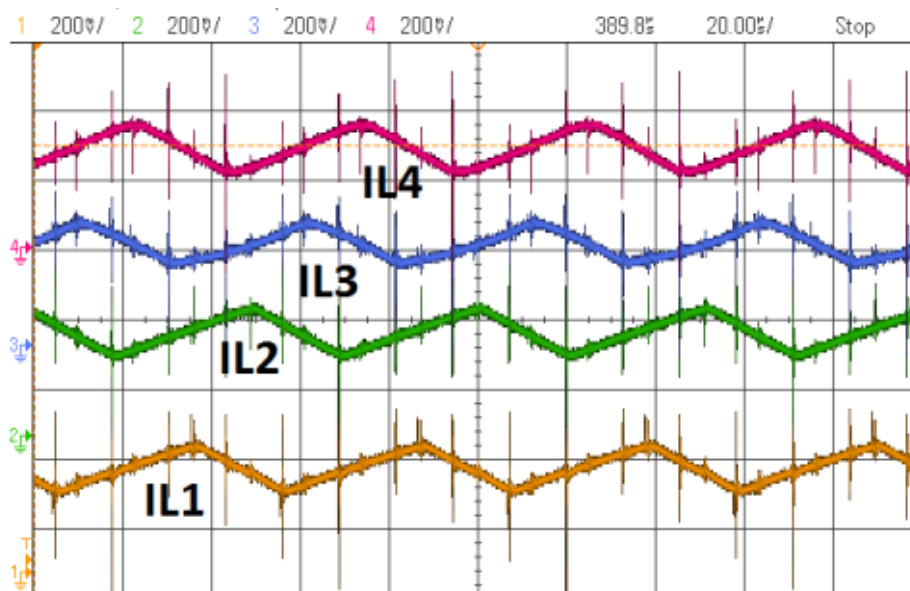


Рисунок 3.12 – Струми чотирьох котушок індуктивності, в усталеному режимі для еталонного струму 3 А.

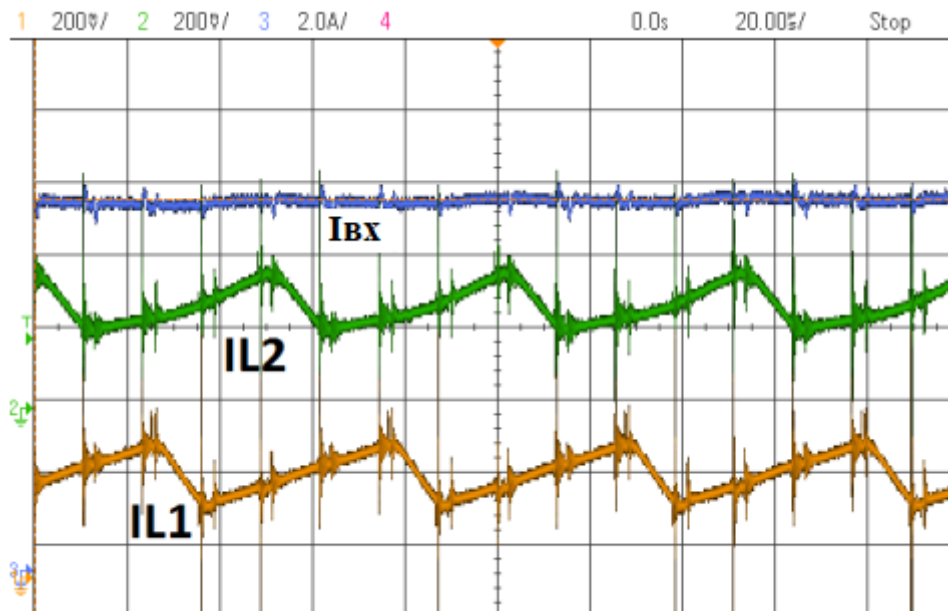


Рисунок 3.13 – Струми індукторів IL1 і IL3 та вхідний струм  $I_{VX}$ , в усталеному режимі для еталонного струму 3 А.

Слід зазначити, що хоча струми в індукторах мають характерну трикутну форму хвилі, типову для звичайного підвищувального перетворювача, ефект чергування призвів до того, що вхідний струм був набагато більш лінійним. Було розраховано, що пульсації вхідного струму за цих умов експлуатації становили приблизно 8,6%, тоді як струм через індуктори мав пульсації близько 67%.

Ступінчаста характеристика для струму однієї котушки індуктивності, IL2, при ступінчастій зміні опорного значення від 4 до 8 А за час  $t = 2$  мс показана на рисунку 3.14. На графіку показана форма кривої струму, виміряна струмовим датчиком, побудована з кроком 1 А на поділку. Також показано зовнішній опорний сигнал струму ( $I^*$ ), що подається генератором функцій, і сигнал помилки від мікроконтролера ( $eI2$ ). Час відкладається зі швидкістю 2 мс на поділку. Оскільки мікроконтролер не має цифро-аналогового перетворювача, сигнал помилки був записаний як шпаруватість невикористаного каналу ШІМ і відфільтрований через RC-фільтр нижніх частот для отримання середнього значення. Масштабуючий коефіцієнт для цього сигналу становив 477 мВ/Ампер похибки, і він був побудований з кроком 200 мВ/поділ. Ступінчаста характеристика при зміні опорного сигналу з 8 А до 4 А

показана на рисунку 3.15. На рисунку 3.16 показано декілька циклів струму індуктивності, що реагують на ступінчасту зміну опорного сигналу.

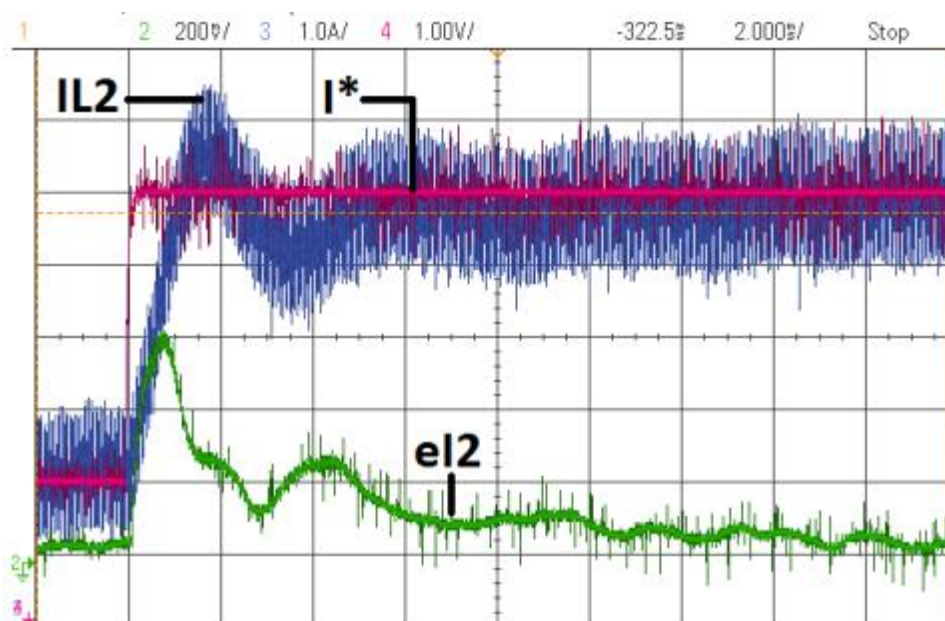


Рисунок 3.14 – Ступінчаста характеристика для струму індуктора  $IL2$  при ступінчастій зміні опорного значення від 4 до 8 А при часі  $t = 2$  мс, також зовнішній опорний сигнал струму ( $I^*$ ) що подається генератором і сигнал помилки від мікроконтролера ( $eI2$ )

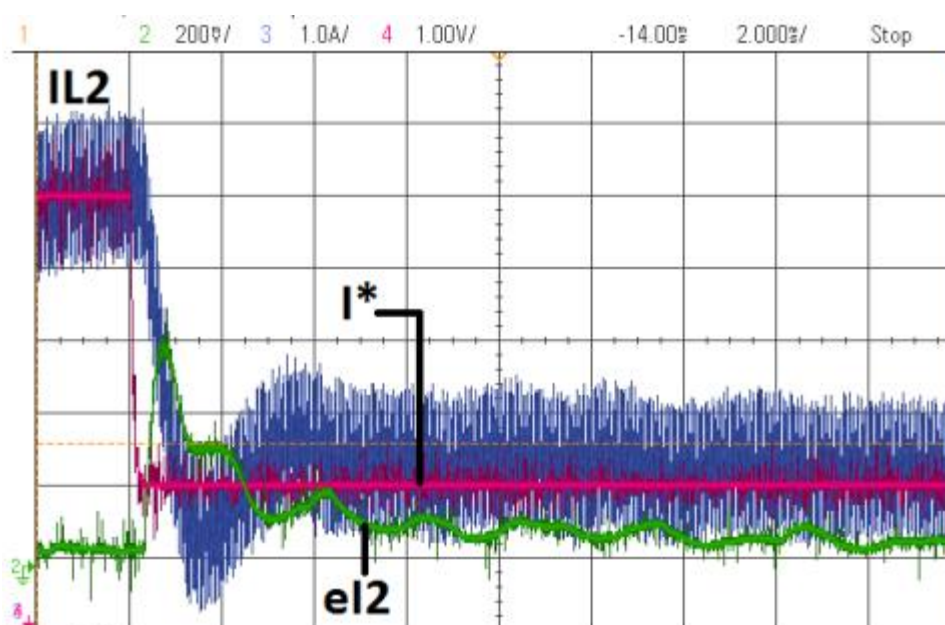


Рисунок 3.15 – Ступінчаста характеристика для струму індуктора  $IL2$  при ступінчастій зміні опорного значення від 8 до 4 А при часі  $t = 2$  мс, 1 А/поділ, 2 мс/поділ, , також зовнішній опорний сигнал струму ( $I^*$ ) що подається генератором і сигнал помилки від мікроконтролера ( $eI2$ )

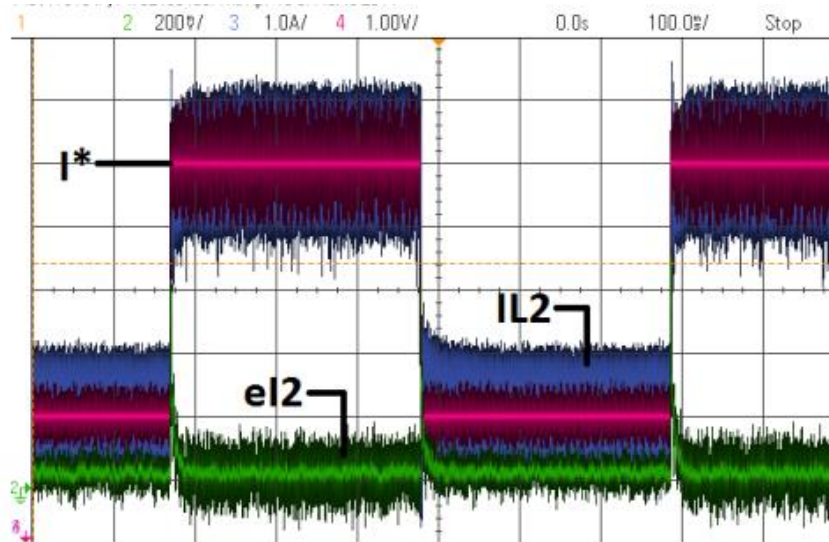


Рисунок 3.16 – Ступінчаста характеристика для струму індуктора  $IL2$  при ступінчастій зміні опорного значення від 4 до 8 А, кілька циклів, також зовнішній опорний сигнал струму ( $I^*$ ) що подається генератором і сигнал помилки від мікроконтролера ( $eI2$ )

Ступінчаста характеристика для всіх чотирьох струмів котушки індуктивності показана на рисунку 3.17. Оскільки осцилограф має лише чотири канали, опорна точка не відображається. На рисунку 3.18 показано той самий стан з еталонною характеристикою, побудованою замість  $IL3$ . На рисунку 3.19 показано декілька циклів чотирьох струмів котушки індуктивності, що реагують на ступінчасту зміну опорного значення.

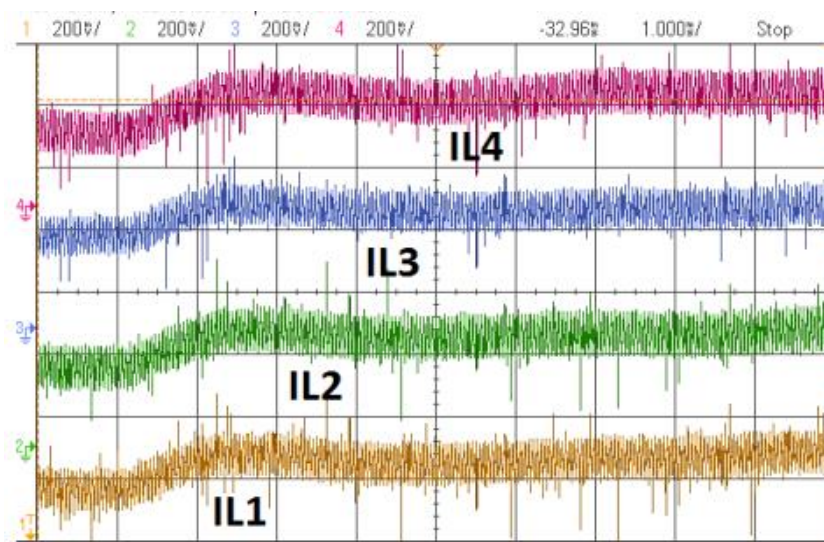


Рисунок 3.17 – Ступінчаста характеристика для чотирьох струмів індуктивності при ступінчастій зміні опорного значення від 2,5 до 4 А при часі  $t = 1$  мс

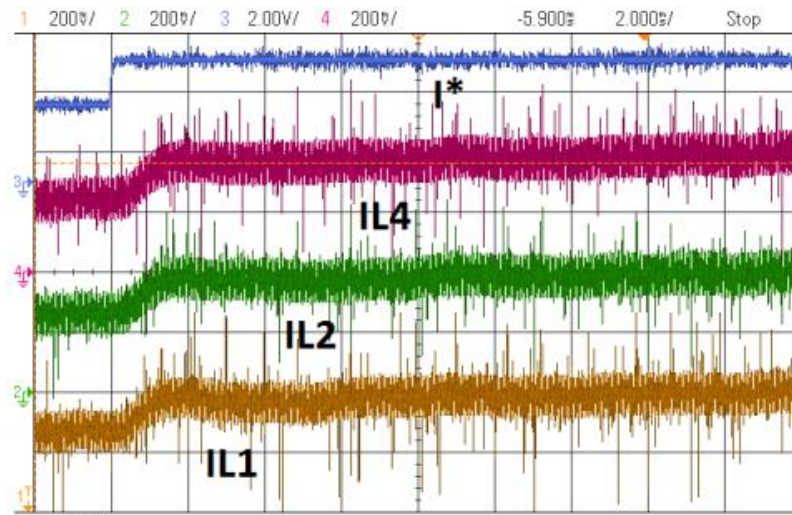


Рисунок 3.18 – Ступінчаста характеристика для чотирьох струмів індуктивності (IL3 не показано) при ступінчастій зміні опорного значення від 2,5 до 4 А при часі  $t = 2$  мс, 2 А/поділ, 2 мс/поділ

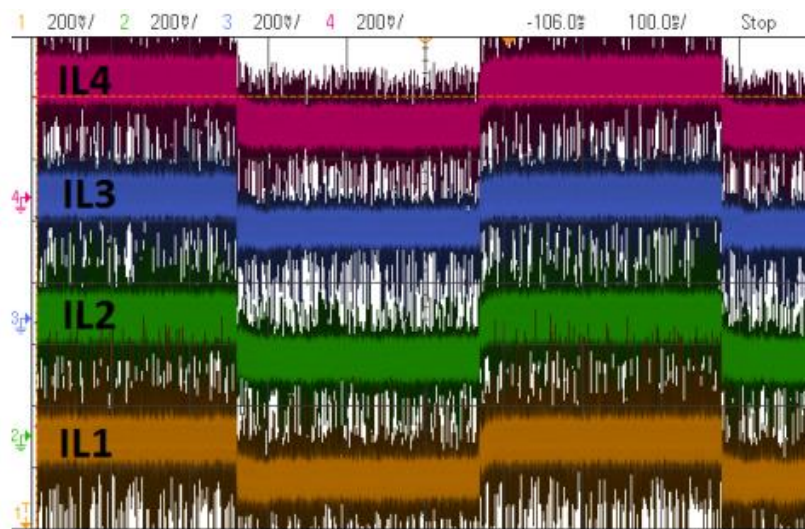


Рисунок 3.19 – Ступінчаста характеристика для чотирьох струмів індуктивності при ступінчастій зміні опорного значення 2,5 до 4 А, кілька циклів, 2 А/поділ, 100 мс/поділ.

Ці результати показують, що внутрішній контур регулювання струму зміг швидко і точно відреагувати на ступінчасту зміну вхідного сигналу з мінімальним перевищенням.

### 3.3.2 Регулятор напруги

Регулятор напруги випробовувався в умовах низької напруги, низької потужності через обмеження на вхідний струм і здатність розсіювання



навантаження. Вхідне джерело постійного струму забезпечувало 20 В; прототип 4Ф ЗППЧ збільшував це значення до 140 В на виході (коефіцієнт посилення напруги 7). Резистивне навантаження складалося з блоку навантажень 157 Ом і резистора 300 Ом, з'єднаних паралельно перемикачем. Цей перемикач дозволяв змінювати вихідне навантаження від 157 до 103 Ом для того, щоб перевірити здатність регулятора напруги підтримувати вихідну напругу при змінному навантаженні. Експериментальна установка для тестування регулятора напруги показана на рисунку 3.20.

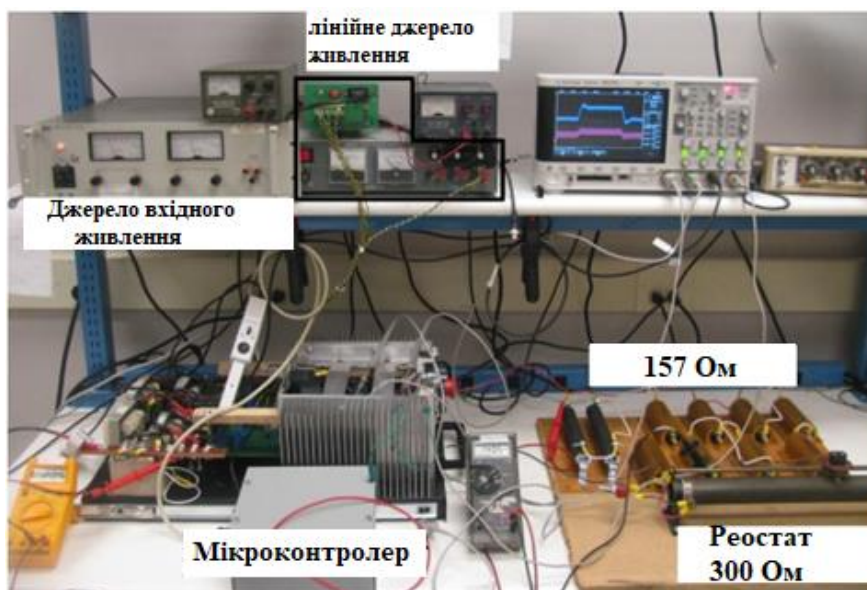


Рисунок 3.20 – Експериментальна випробувальна установка для проведення випробувань з регулювання напруги

Залежність вихідної напруги зображена на рисунку 3.21. Ці вимірювання були зроблені з використанням виходу датчика напруги на основі ефекту Холла, після обробки аналогового сигналу. Масштабний коефіцієнт для цього становить 169,7 В/В. Осцилограма знімалася на осцилограф при 50 мВ/поділ (що відповідає 8,5 В/поділ з урахуванням масштабного коефіцієнта), 50 мс/поділ. У момент зменшення вихідного навантаження з 157 до 103 Ом напруга просіла до 131,3 В (6,2%); при поверненні навантаження до 157 Ом напруга зросла до 15,4 В (8,9%). Перехідний процес при зменшенні навантаження становив приблизно 76 мс, а при відновленні навантаження перехідний процес тривав приблизно 136 мс.



Рисунок 3.21 – Реакція вихідної напруги на ступінчасту зміну навантаження від 157 Ом до 103 Ом і назад, 50 мВ/розподіл, 50 мс/розподіл

На рисунку 3.22 показано результат для вхідного струму, виміряного струмовим датчиком, і три з чотирьох струмів індуктивності (IL1, IL2 і IL4), виміряних бортовими датчиками струму. (Зауважте, що ці датчики виробляють вихідну напругу 100 мВ/А.) На рис. 3.23 показано чотири струми індуктора, виміряні датчиками струму на основі ефекту Холла.

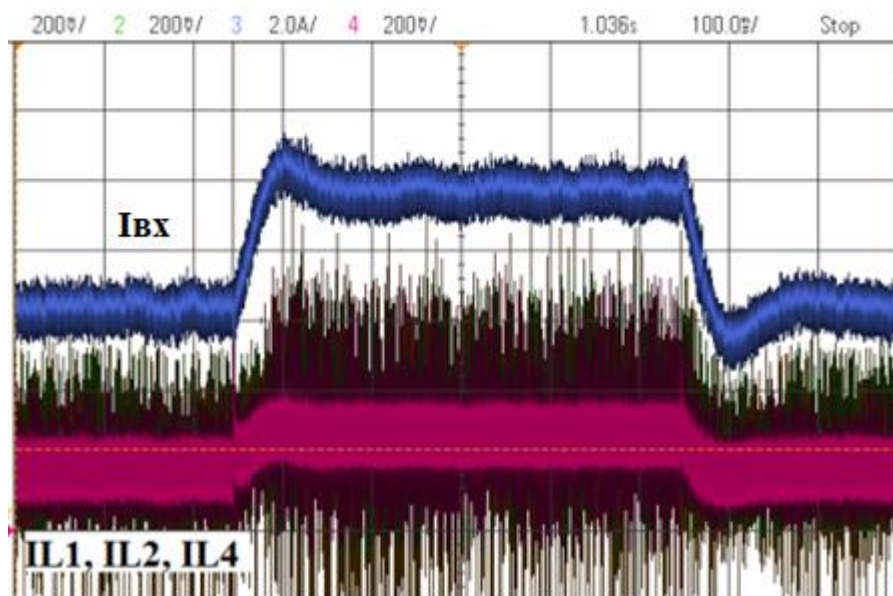


Рисунок 3.22 – Реакція вхідного струму та струму індуктора при ступінчастій зміні навантаження від 157 Ом до 103 Ом і назад, 2 А/розподіл, 100 мс/розподіл.

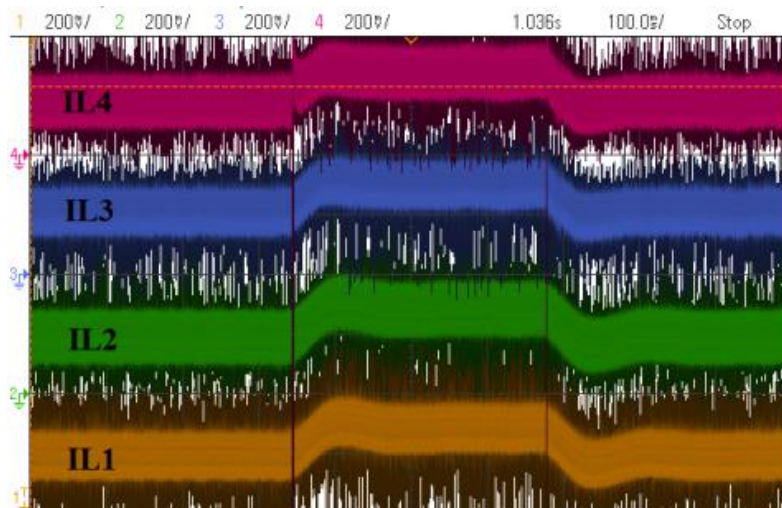


Рисунок 3.22 – Чотири струмові характеристики індуктора при ступінчастій зміні навантаження від 157 Ом до 103 Ом і назад

Ці результати показують, що регулятор напруги був здатний ефективно регулювати вихідну напругу 4Ф ЗППЧ при змінному навантаженні. Перевищення регулятора було прийнятним - в межах 10%. Хоча реакція регулятора була дещо повільною, вона була визнана адекватною для сонячних фотоелектричних систем, які не відчувають надзвичайно швидких змін в умовах експлуатації. Використання фільтра низьких частот для усунення пульсацій від сигналів зворотного зв'язку по напрузі конденсатора могло б дозволити збільшити смугу пропускання регулятора напруги, що дозволило б поліпшити продуктивність.

### 3.3.3 Відстеження точки максимальної потужності

Нарешті, була оцінена можливість керування МРРТ. Оскільки фотоелектричне вхідне джерело було недоступне, це було перевірено за допомогою теореми Тевініна про максимальну передачу потужності, яка стверджує, що для джерела з послідовним опором максимальна потужність, яка може бути передана послідовному навантаженню, досягається, коли імпеданс навантаження дорівнює імпедансу джерела. 4Ф ЗППЧ зменшує опір навантаження, як видно на вході, відповідно до:

$$R_{IN} = R_{LOAD} \frac{(1-D)^2}{(1+D)^2} \quad (3.1)$$

Розмістивши резистор послідовно з вхідним джерелом живлення

постійного струму, очікувалося, що МРРТ буде змінювати робочий цикл таким чином, щоб опір навантаження, який спостерігається на вході ( $R_{IN}$ ), дорівнював опорю послідовно з'єданого джерела. Експериментальна тестова установка з опором джерела показана на рисунку 3.23. Вхідна напруга живлення була встановлена на 40 В. Два реостати 15 Ом, 4,47 А, з'єдані паралельно, використовувалися для опорю джерела. Для виходу використовувалося резистивне навантаження 102 Ом.

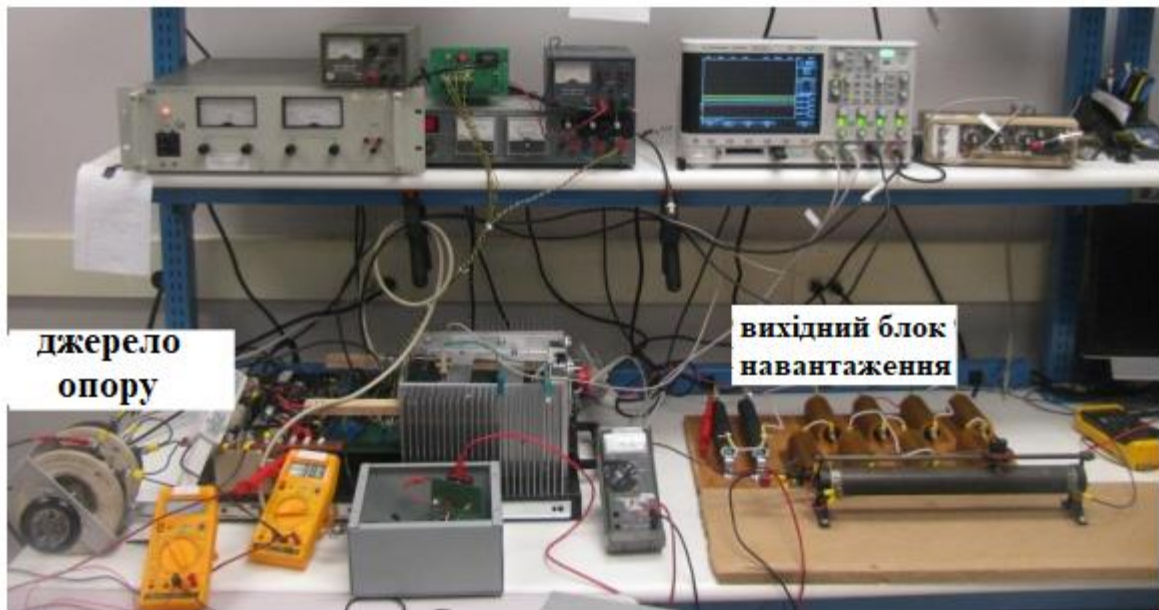


Рисунок 3.22 – Установка для тестування МРРТ

Спочатку було протестовано алгоритм ПН. ПН не є найефективнішим алгоритмом при використанні фотоелектричного вхідного джерела, оскільки максимальна напруга живлення змінюється в залежності від робочої температури. Однак для цього сценарію тестування ПН завжди давав правильну відповідь, якщо він був налаштований на підтримку вхідної напруги на перетворювачі на рівні половини напруги джерела. Це зробило метод ПН дуже корисним для цілей налагодження, калібрування та оцінки методу ІС.

Опір джерела варіювався в межах 2-4 кОм. У таблиці 3.2 наведено порівняння вхідної потужності для алгоритмів ПН та ІІ МРРТ порівняно з теоретичним значенням. Результати ПН вважалися правильними, а будь-які розбіжності пояснювалися неточністю опорю реостату, і результати ІІ оцінювалися порівняно з ними. Ці результати показують, що обидва алгоритми

з змогли зійтися в робочих точках на рівні або поблизу фактичної максимальної потужності для кожного значення опору джерела. Результати алгоритму ІІІ були дуже близькими до результатів ІІН для опору джерела 3 Ом і 4 Ом, але розходилися для 2 Ом. Це пояснюється тим, що алгоритм ІС дозволяв вхідній напрузі зростати для низького опору джерела, що призводило до відхилення від точки максимальної потужності. Очікується, що для фотоелектричного джерела, яке має вищий вхідний опір, це буде працювати краще. Це підтверджується результатами моделювання.

Таблиця 3.2 Порівняння потужностей МРРТ.

Джерело Опір	Вхідна потужність (Розраховано)	Вхідна потужність ІІН	Вхідна потужність мікросхеми	У відсотках Різниця
4 Ом	100 Вт	99.4 Вт	98.1 Вт	1.3%
3 Ом	133.3 Вт	132.8 Вт	132.3 Вт	0.4%
2 Ом	200 Вт	203.8 Вт	182.9 Вт	10.3%

На рисунку 3.23 показані вхідні характеристики напруги та струму для алгоритмів ІІН та ІІІ у відповідь на зміну опору джерела від 2 Ом до 3 Ом. Вхідна напруга була виміряна за допомогою вбудованого датчика напруги на основі ефекту Холла. Вона була масштабована з використанням масштабного коефіцієнта 26,303 В/В; п'ятиточкове ковзне середнє було використано для зменшення появи пульсацій, що виникають в результаті електромагнітних завад частоти перемикавання, які були присутні на виході датчика. Вхідний струм вимірювався за допомогою струмового датчика. Зверніть увагу, що алгоритм ІІН утримує вхідну напругу постійною на рівні 20 В (половина напруги джерела) і змінюється лише струм. Це відповідає очікуваній продуктивності для цього алгоритму і означає максимальну потужність за цих конкретних умов експлуатації. На відміну від цього, для алгоритму ІІІ, як вхідна напруга, так і частота змінюються у відповідь на зміну опору джерела. Це призвело до меншого захоплення потужності для методу ІІІ у порівнянні з ІІН, як показано на рисунку 3.24.

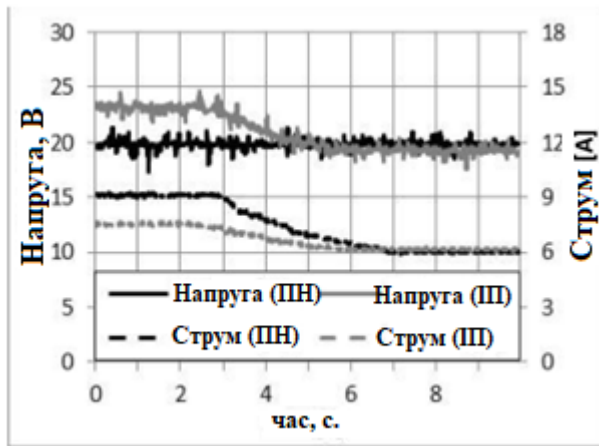


Рисунок 3.23 – Вхідна характеристика напруги та струму для алгоритмів ПН та ІП МРРТ у відповідь на зміну опору джерела від 2 Ом до 3 Ом

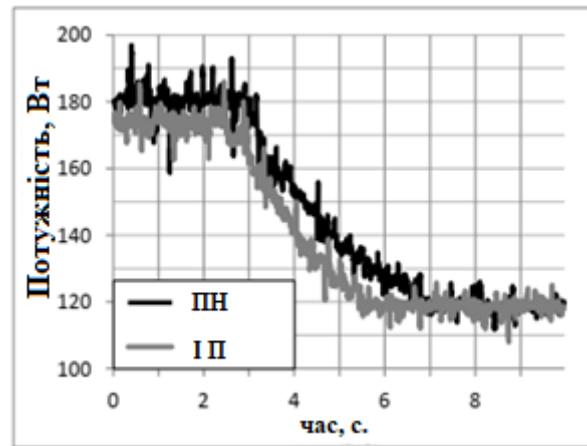


Рисунок 3.24 – Енергетична характеристика для алгоритмів ПН та ІП МРРТ у відповідь на зміну опору джерела від 2 Ом до 3 Ом

Залежність вхідної напруги та струму для алгоритмів ПН та ІП МРРТ зображено на рисунку 3.25. Знову ж таки, ПН був здатний утримувати вхідну напругу постійною на рівні 20 В, в той час як для методу ІП ця напруга змінювалася в залежності від опору джерела. Залежність вхідної потужності для двох методів показана на рисунку 3.26.

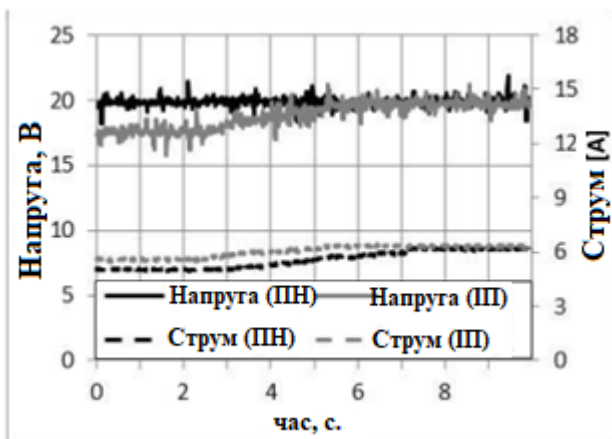


Рисунок 3.25 – Вхідна характеристика напруги та струму для алгоритмів ПН та ІП МРРТ у відповідь на зміну опору джерела з 4 Ом до 3 Ом

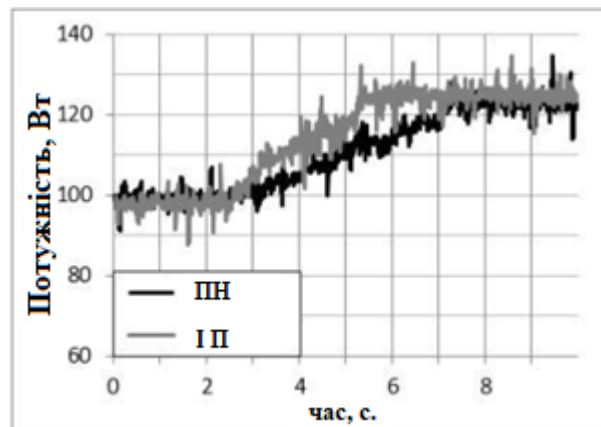


Рисунок 3.26 – Енергетична характеристика для алгоритмів ПН та ІП МРРТ у відповідь на зміну опору джерела від 4 Ом до 3 Ом.

Ці результати показують, що як ПН, так і ІП методи можуть збігатися в

умовах максимальної потужності або поблизу неї для різних значень опору джерела. Метод ПН був корисним для забезпечення базової лінії, з якою можна було порівняти результати ІІ. Динамічні результати ілюструють здатність цих двох методів реагувати на зміну умов експлуатації і збігатися до нової максимальної потужності. Метод ІІ відхилився від оптимальних умов; вважається, що це відхилення частково пов'язане з різним співвідношенням напруга/струм для джерела постійної напруги з послідовним резистором у порівнянні з фотоелектричним джерелом. Для оцінки алгоритмів МРРТ за більш реалістичних умов тестування необхідно буде провести подальші випробування з використанням симулятора фотоелектричних установок або фотоелектричних масивів.

### **3.4 Висновки до розділу**

Було створено апаратний прототип 4П ЗППЧ. Дві системи були побудовані і протестовані для перевірки певних аспектів проектування і налагодження схем, включаючи демфери. Демфер був розроблений для мінімізації перехідних процесів, які виникали під час перемикання МОП-транзисторів. Крім силового каскаду, було спроектовано і виготовлено допоміжні схеми. До них відносяться чотири ізольовані драйвери затворів, здатні приймати імпульси перемикання від мікроконтролера і керувати МОП-транзисторами. Схеми формування аналогових сигналів були необхідні для масштабування і фільтрації вимірювальних сигналів і датчика напруги та їх подачі на мікроконтролер. Також було реалізовано захист від перевантажень по струму та напрузі

Ці експерименти успішно продемонстрували всі алгоритми керування для 4Ф ЗППЧ в умовах низької потужності.. Чотири контролери струму змогли дуже швидко реагувати на ступінчасті зміни. Порівняння вхідного струму з індивідуальними струмами індукторів показало, що чергування ЗППЧ змогло значно зменшити пульсації вхідного струму до менш ніж 10%. Регулятор напруги був здатний підтримувати бажане значення з допустимим відхиленням

при ступінчастих змінах навантаження. Продуктивність регулятора напруги може бути підвищена за рахунок використання фільтра нижніх частот з більш низькою  $f_c$  для більш ефективного видалення пульсацій з сигналу зворотного зв'язку по напрузі, що дозволило б збільшити смугу пропускання регулятора і коефіцієнт підсилення. Були успішно продемонстровані два алгоритми МРРТ, ПН та П. Вони обидва змогли зійтися в теоретичній точці максимальної потужності або поблизу неї при тестуванні з використанням вхідного джерела постійного струму з послідовним опором джерела. Майбутні випробування необхідні для кращої оцінки прототипу в умовах високої потужності, а також з реальним або змодельованим фотоелектричним вхідним джерелом.



## 4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

### 4.1. Охорона праці

#### 4.1.1 Заходи безпеки при обслуговуванні електроустановок

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

## **4.2. Безпека в надзвичайних ситуаціях**

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Потужний ЕМІ можна створити не тільки в результаті ядерного вибуху.

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

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

## ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

В даній дипломній роботі представлено аналіз, проектування та реалізацію прототипу 4Ф ЗППЧ для застосування в фотоелектричних системах. Цей перетворювач був обраний як перспективний кандидат для фотоелектричних систем завдяки високому коефіцієнту підсилення напруги, покращеній ефективності та зменшенню вхідних пульсацій у порівнянні з іншими неізолюваними топологіями DC-DC підвищувальних перетворювачів.

Було проведено імітаційне дослідження восьми різних неізолюваних DC-DC перетворювачів. З них ЗППЧ показав найкращі показники з точки зору ефективності, вхідних та вихідних пульсацій та напруги перемикачів. Також був проведений математичний аналіз для виведення рівнянь простору станів, усталеного режиму, статичної передаточної функції та передаточної функції. Вони були використані для розробки двоконтурного регулятора з лінійним зворотним зв'язком.

Крім керування напругою та струмом, цей перетворювач також потребував можливості МРРТ для використання з фотоелектричними системами. Два алгоритми МРРТ, ІІ та ЗІС, були порівняні в симуляції, і ІІ був реалізований для прототипу.

Двоконтурний регулятор з лінійним зворотним зв'язком був розроблений з використанням частотного аналізу діаграми Боде. Чотири швидші внутрішні контури регулювання струму регулювали струм через кожен котушку індуктивності. Спочатку було розроблено аналогові контролери, але потім вони були дискретизовані для того, щоб їх можна було реалізувати за допомогою вбудованого мікроконтролера. Цифровий ШІМ використовував один лічильник з чотирма каналами порівняння виходів, що працюють в методі безперервного імпульсу для генерації чотирьох незалежних виходів ШІМ, які були зсунуті по фазі на  $90^\circ$  один від одного.

Проведено моделювання та імітаційні дослідження повного прототипу з контролерами струму та напруги і алгоритмами МРРТ. Вони досліджували різницю в продуктивності між двома методами МРРТ, методами ЗІС та ІІ, з використанням як аналогових, так і дискретних контролерів. Однак, при



використанні дискретного регулятора, метод ІІ збігався швидше і точніше, і без коливань в усталеному стані, які мали місце при використанні методу ЗІС. З цієї причини для реалізації апаратного прототипу було обрано метод ІС.

Було створено апаратний прототип 4Ф ЗППЧ з використанням вбудованого мікроконтролера MIProchip dsPIC33FJ256GP710A. Цей прототип використовував MOSFET, а не IGBT, через розрахунки втрат та оціночне тепловиділення для IGBT. Дві невеликі системи, які були звичайними підвищувальними перетворювачами, були побудовані і протестовані. Крім силового каскаду, були розроблені драйвери затворів, схеми контролю стану аналогового сигналу, захисту від перевантаження по струму та перенапруги.

Проведено експериментальні випробування апаратного прототипу з метою перевірки коректної роботи всіх схем та функцій управління. Були протестовані регулятори струму, напруги та МРРТ. Регулятори струму були продемонстровані в умовах стаціонарного режиму та ступінчастої реакції. Порівняння вхідного струму з індивідуальними струмами індукторів показало, що чергування ЗППЧ змогло значно зменшити пульсації вхідного струму до рівня нижче 10%. Контроль напруги оцінювався при ступінчастій зміні навантаження. Він був здатний підтримувати бажану вихідну напругу з прийнятним перерегулюванням і часом встановлення. Нарешті, було продемонстровано два різних алгоритми МРРТ - ПН та ІІ. Вони обидва змогли зійтися в точці максимальної потужності або поблизу неї при тестуванні з використанням вхідного джерела постійного струму з послідовним опором джерела.

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. K. Bolcar, and K. Ardani, "International Energy Agency Co-operative Programme on Photovoltaic Power Systems: Task 1 Exchange and dissemination of information on PV power systems," National Survey Report of PV Power Applications in the United States, May 2011.
2. L. Sherwood, "U.S. Solar Market Trends 2012" Interstate Renewable Energy Council (IREC), Jul. 2013.
3. M. Bazilian, et al., "Re-considering the Economics of Photovoltaic Power," Bloomberg NEF: New York, USA (2012).
4. M. Kabalo, "Conception et réalisation de convertisseur DC-DC pour une chaîne de traction électrique et/ou hybride," Ph.D. thesis, Dept. Eng. Sci. and Microtechnology, Univ. of Technology of Belfort-Montbéliard, Belfort, France, 2012.
5. M. Kabalo, et al., "Experimental validation of high-voltage ratio low-input-current-ripple converters for hybrid fuel cell supercapacitor systems," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 61, no. 8, Oct. 2012.
6. D. Coutellier, et al., "Experimental verification of floating-output interleaved-input DC-DC high-gain transformer-less converter topologies," Proc. IEEE PESC, 2008, pp. 562-568.
7. S. Choi, et al., "Analysis, design and experimental results of a floating-output interleaved input boost-derived DC-DC high-gain transformer-less converter," IET Power Electron., vol. 4, iss. 1, pp. 168-180, Jan. 2011.
8. G. Brinkman, et al., "Grid modeling for the SunShot Vision Study," NREL, Golden, CO, Rep. TP- 6A20-53310, 2012, 38 pp.
9. National Renewable Energy Laboratory, "Renewable electricity futures study," NREL, Golden, CO, Rep. NREL/TP-6A20-52409, 2012, vol. 1-4.
10. P. Denholm, et al., "Bright future: solar power as a major contributor to the U.S. grid," IEEE Power & Energy Magazine, vol. 11, no. 2, pp. 23-32, Mar./Apr. 2013.

11. R. Messenger and J. Ventre, *Photovoltaic Systems Engineering*, 2nd ed. Boca Raton, FL: CRC Press, 2004.
12. R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, 1st ed. West Sussex, United Kingdom: John Wiley & Sons, 2011.
13. M.H. Taghvaei, et al., "A current and future study on non-isolated DC-DC converters for photovoltaic applications," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 17, pp. 216-227, Oct. 2012.
14. N. Mohan, T.M. Underland, and W.P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 3rd ed., Wiley, 2003.
15. M. Kabalo, et al., "Experimental evaluation of four-phase floating interleaved boost converter design and control for fuel cell applications," *IET Power Electronics*, vol. 6, no. 2, pp. 215-226, Feb. 2013.
16. M. Kabalo et al., "Advanced hybrid dual loop control for multi-phases interleaved floating DC-DC converter for fuel cell applications," *Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, 2012 IEEE, pp. 1-8, 2012.
17. F. Garcia, et al., "Modeling and Control Design of the Interleaved Double Dual Boost Converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.* vol. 60, no. 8, Aug. 2013.
18. H. Sira-Ramirez and R. Silva-Ortigoza, *Control Design Techniques in Power Electronics Devices*, London, England, Springer, 2006.
19. Z. Liang, "A High-Efficiency PV Module-Integrated DC/DC Converter for PV Energy Harvest in FREEDM Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 3, Mar. 2011.
20. T. Esram, and P. L. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 439-448, Jun. 2007.
21. R. Faranda and S. Leva, "Energy comparison of MPPT techniques for PV Systems," *WSEAS Transactions on Power Systems*, vol. 3, no. 6, pp. 446-455 Jun. 2008.