

НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ КОРАБЛЕБУДУВАННЯ
імені адмірала Макарова

Навчально-науковий інститут автоматики і електротехніки

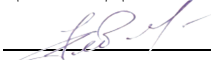
(повне найменування інституту, назва факультету)

Кафедра програмованої електроніки, електротехніки і телекомунікацій

(повна назва кафедри)

«Допущений до захисту»

Завідувач кафедри



В. М. Рябенський

д.т.н., професор

«16» грудня 2024 р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття ступеня вищої освіти «магістр»

на тему: Розробка перетворювального комплексу сонячної електростанції

Виконав: студент 6 курсу, групи 6321М
спеціальності 171

«Електроніка»

(шифр і назва спеціальності)

ОПП

«Електронні системи»

Поповенко П. Ю.

(прізвище та ініціали студента)

Керівник

Жук О. К.

(прізвище та ініціали)

Рецензент

Дьяконов О.С.

(прізвище та ініціали)

м. Миколаїв – 2024 року

Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова

ННІ	автоматики та електротехніки
Кафедра	програмованої електроніки, електротехніки і телекомунікацій
Рівень вищої освіти	другий (магістерський)
Спеціальність	171 «Електроніка»
ОПП	Електронні системи

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри В. М. Рябенський
д.т.н., професор

« 16 » жовтня 2024 р.

ЗАВДАННЯ
НА МАГІСТЕРСЬКУ АТЕСТАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Поповенку Павлу Юрійовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Розробка перетворювального комплексу сонячної електростанції

керівник роботи Жук Олександр Кирилович, к.т.н., доцент, професор НУК

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

затверджені наказом вищого навчального закладу

від « 14 » жовтня 2024 року № 1075-уч.

2. Строк подання студентом роботи грудень 2024

3. Вихідні дані до роботи Створено математичні та імітаційні моделі основних елементів системи, Розроблено схему багаторядкового інвертора, включаючи DC-DC підвищувальний перетворювач та 3-фазний DC-AC перетворювач з фільтром LCL

4. Мета дослідження Удосконалення силових схем і систем керування для інтеграції сонячної електростанції в мережу змінного струму, забезпечуючи максимальне використання потужності панелей, оптимізацію енергопотоків і стійку синхронізацію з мережею.

5. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) 1. Вступ, 2 Огляд фотоелектричних систем та перетворювачів, 3 Аналіз і розрахунок елементів перетворювальної системи, 4 Керування перетворювачами в фотоелектричних системах, 4 Опис системи, моделювання та оптимізація, 6 Охорона праці

6. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень) Блок-схема вищого керування з кінцевим автоматом, Принципова схема мікроконтролерного керування DC-DC перетворювача у складі фотоелектричної системи, Структурна схема лабораторної установки

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Охорона праці	Тубальцев А.М		

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

[illegible]

(підпис)

(підпис)

(прізвище та ініціали)

Анотація

У магістерській роботі на основі теорії мережевих фотоелектричних систем розглянуто головні аспекти проектування силових перетворювальних комплексів у складі інтегрованих фотоелектричних станцій. Розглянуто стандарти, що стосуються мережевого підключення розподілених ресурсів, принципи будови і функціонування окремих фотоелектричних елементів, до того, структурна організація фотоелектричних модулів та силових напівпровідникових перетворювачів. Знайдено кілька різних топологій перетворювачів, придатних для використання з фотовольтаїкою, і на основі цих топологій досліджено рішення щодо того, як контролювати ці перетворювачі. Ці засоби контролю включають методи використання максимальної потужності від сонячних панелей, методи синхронізації з мережею та методи контролю струму та напруги.

На основі такого підходу створено модель системи, що включає ізований повномостовий перетворювач постійного струму з живленням струмом в каскаді з трифазним мостовим перетворювачем постійного струму в змінний струм, що має фільтр LCL як інтерфейс мережі. Цей комплекс моделюється і досліджується в Simulink, основна увага приділяється системі керування. Тому були створені лінійні системні моделі системи керування, які лягли в основу її оптимізації. Моделювання було виконано за допомогою Simulink, а система керування для перетворювачів була реалізована у двох DSP, по одному для кожного перетворювача.

Вузловими питаннями цієї роботи були розробка проекту і конструкції перетворювача DC-DC в складі перетворювального комплексу, але вони виявилися складнішими, ніж передбачалося спочатку. Через це занадто мало часу було витрачено на проектування схеми і занадто багато часу було витрачено на тестування та виправлення помилок. Через це дослідження закінчилося проведенням лише симуляційного модельного експерименту без перетворювача DC-DC. Однак у звіті показано, що повномостовий перетворювач постійного струму з ізованим струмом є багатообіцяючою топологією у фотоелектричних системах, яку слід досліджувати далі.

У ході модельного експерименту виявлено, що отримані моделі системи дають динамічний відгук, близький до реального, і придатні для надання базового розуміння динаміки системи керування та для її оптимізації. Система керування складається з пристрою відстеження точки максимальної потужності, який ефективно знаходить точку, де фотоелектричні модулі видають найвищу потужність, а для синхронізації з напругою в мережі використовується петля фазового автопідстроювання, яка блокує приєднання вихідної напруги перетворювача до мережі менш ніж за 10 мс.

Щоб контролювати перетікання потужності в мережу, використовується керування струмом у обертовій системі відліку, закріпленій за напругою мережі. Це спростило керування, оскільки воно дає стаціонарні значення постійного струму, і зробило можливим окремо контролювати потік активної та реактивної потужності.

Щоб перевірити, як система справляється з різними робочими умовами, і перевірити, чи вона відповідає вимогам стандартів, слід провести більш широке тестування системи в умовах експлуатації, близьких до реальних. Це включає в себе тестування з різним опроміненням сонячних панелей, збоями в електромережі і т.п..

Ключові слова: Сонячна енергія, Сонячні панелі, Інвертори, Фотоелектричні установки, Фільтр LCL, DC-DC перетворювач.

Abstract

In the master's thesis based on the theory of network photovoltaic systems, the main aspects of the design of power conversion complexes as part of integrated photovoltaic plants are considered. The standards related to the network connection of distributed resources, the principles of the structure and functioning of individual photovoltaic elements, as well as the structural organization of photovoltaic modules and power semiconductor converters are considered. Several different converter topologies suitable for use with photovoltaics have been found,

and solutions on how to control these converters have been explored based on these topologies. These controls include maximum power utilization methods from solar panels, grid synchronization methods, and current and voltage control methods.

Based on this approach, a system is modeled that includes an isolated current-fed full-bridge DC-AC converter in cascade with a three-phase bridge DC-AC converter having an LCL filter as the network interface. This complex is modeled and studied in Simulink, the main attention is paid to the control system. Therefore, linear system models of the control system were created, which formed the basis of its optimization. The simulation was performed using Simulink, and the control system for the transducers was implemented in two DSPs, one for each transducer.

The central issues of this work were the development of the project and the design of the DC-DC converter as part of the conversion complex, but they turned out to be more difficult than originally anticipated. Because of this, too little time was spent on circuit design and too much time was spent on testing and debugging. Because of this, the study ended with only a simulation model experiment without a DC-DC converter. However, the report shows that the isolated-current full-bridge DC-DC converter is a promising topology in PV systems that should be explored further.

In the course of the model experiment, it was found that the obtained system models give a dynamic response close to the real one, and are suitable for providing a basic understanding of the control system dynamics and for its optimization. The control system consists of a maximum power point tracking device, which effectively finds the point where the PV modules produce the highest power, and to synchronize with the grid voltage, a phase lock loop is used, which blocks the connection of the inverter output voltage to the grid in less than 10 ms.

To control the flow of power into the grid, current control is used in a rotating reference frame locked to the grid voltage. This simplified control as it

gave steady-state DC values and made it possible to separately control the flow of active and reactive power.

In order to check how the system copes with different operating conditions and to verify that it meets the requirements of the standards, more extensive testing of the system should be carried out in close to real-life operating conditions. This includes testing with different solar panel exposures, power outages, etc.

Keywords: Solar energy, Solar panels, Inverters, Photovoltaic installations, LCL filter, DC-DC converter.

ЗМІСТ

Перелік умовних позначень, символів, одиниць, скорочень та термінів	11
Вступ.....	12
Роздл 1. ОГЛЯД ФОТОЕЛЕКТРИЧНИХ СИСТЕМ ТА ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ	18
1.1 Основні структури фотоелектричних систем відновлюваної енергетики та вимоги до них	18
1.2 Стандарти приєднання до електромереж. Вимоги до перетворювачів.....	25
1.3 Характеристики сонячної батареї	32
1.3.1 Моделювання фотоелектричної панелі	35
1.4 Топології перетворювачів	41
1.4.1 Трансформатор.....	41
1.4.2 Перетворювач DC-DC	42
1.4.3 DC -AC інвертор	48
1.5 Топології мережевих фільтрів	51
1.5.1 L-фільтр	51
1.5.2 LC і LCL-фільтр	51
1.6 Тимчасове зберігання	53
Висновки до розділу	54
РОЗДІЛ 2 АНАЛІЗ І РОЗРАХУНОК ЕЛЕМЕНТІВ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ	56
2.1 Аналіз DC-DC перетворювача.....	56
2.1.1 Аналіз стаціонарного стану	56
2.1.1.2 Струм ланцюга постійного струму	58
2.1.1.3 Пульсації струму індуктора.....	58
2.1.1.4 Підвищувальний індуктор	59
2.1.1.5 Фотоелектричний конденсатор	59
2.1.1.6 Конденсатор вихідного ланцюга постійного струму DC-DC перетворювача.....	60
2.1.1.7 Межа режиму безперервної та провідності	60

2.1.1.8	Максимальна напруга блокування перемикачів.....	61
2.1.1.9	Максимальна зворотна напруга блокування діодів	61
2.1.1.10	Номінальний струм перемикачів	61
2.1.1.11	Номінальний струм діодів	62
2.1.1.12	Коефіцієнт обмотки трансформатора	62
2.2	Номінальні характеристики фотоелектричної системи.....	62
2.2.1	Опис сонячних панелей в НУК	62
2.2.2	Перетворювач DC-DC	63
2.2.2.1	Напівпровідниковий комутатор	63
2.2.2.2	Номінальна напруга.....	64
2.2.2.3	Номінальний струм.....	65
2.2.2.4	Коефіцієнт трансформації.....	66
2.2.2.5	Межі робочого циклу (шпаруватості)	66
2.2.2.6	Підвищувальний індуктор	66
2.2.2.7	Фотоелектричний конденсатор	67
2.2.2.8	Конденсатор ланцюга постійного струму	69
2.2.2.9	Проектування схеми мікроконтролерного керування DC-DC перетворювачем.	69
2.3	Перетворювач DC-AC (PVM VSI) – автономний інвертор напруги з ШІМ (АІН з ШІМ)	72
2.3.1	Напівпровідниковий перемикач інвертора	72
2.3.2	Технічні характеристики інвертора	72
2.4	Фільтр LCL	72
2.4.1	Розрахунок конструкції фільтра.....	73
	Висновки до розділу	77
Розділ 3	КЕРУВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ В ФОТОЕЛЕКТРИЧНИХ СИСТЕМАХ.....	79
3.1	Максимальне використання потужності фотоелектричних джерел енергії. Особливості керування та моделювання фотоелектричних систем.....	79
3.1.1	Метод постійної напруги (CV).....	85

3.1.3 Алгоритм додаткової провідності (INC)	87
3.1.4 Метод паразитної ємності (PC)	88
3.1.5 Ефективність методів визначення MPPT	89
3.2 Керування перетворювачем постійного струму	89
3.3 Керування перетворювачем DC-AC	91
3.3.1 Перетворення координат.....	92
3.3.2 Широтно-імпульсна модуляція (ШІМ)	96
3.3.3 Контролери PI	100
3.3.4 PR контролери.....	100
3.3.5 Контролер зворотного зв'язку за станом	101
3.4 Компенсація гармонік	102
3.5 Синхронізація з мережею.....	103
3.5.2 Фільтрація напруги мережі.....	104
3.5.3 Контур фазового автопідстроювання (ФАПЧ). Phase Lock Loop (PLL).....	105
3.5.4 Адаптивна ФАПЧ	107
3.6 Антиострівкування	107
3.6.1 Пасивні методи локального виявлення острівців.....	108
3.6.2 Активні методи локального виявлення острівців	109
3.7 Цифрова обробка сигналу (ЦОС). Digital Signal Processin (DSP)	109
3.7.1 Програма ЦОС	110
3.7.2 Вимірювання та аналого-цифрове перетворення	113
3.7.3 Дискретизація.....	114
3.7.4 Дискретна фільтрація	115
3.7.5 Дискретний ПІ-регулятор	116
3.8 Оптимізація алгоритму P&O	117
3.8.1 Мінімальний часовий крок	117
3.8.2 Мінімальний крок робочого циклу	119
3.9 Оптимізація ФАПЧ контролера	119
3.10 Оптимізація регулятора напруги та струму	121
3.10.1 Оптимальний модуль.....	121

3.10.2 Симетричний оптимум	126
Висновки до розділу	130
РОЗДІЛ 4 ОПИС СИСТЕМИ, МОДЕЛЮВАННЯ ТА ОПТИМІЗАЦІЯ	132
4.1 Топологія перетворювачів та опис керування	132
4.1.1 Значення параметрів перетворювача DC-DC	133
4.1.2 Значення параметрів перетворювача DC-AC і вихідного фільтра LCL	134
4.1.3 Структурна схема лабораторної установки	136
4.2 Оптимізація відслідковування точки максимальної потужності за алгоритмом Р&О	138
4.3 ПІ-регулятор із фазовим автопідстроюванням	140
4.3.1 Модель	140
4.3.2 Оптимізація	141
4.4 Повна модель системи керування	144
4.5 Модельні дослідження	145
4.5.1 Відстеження точки максимальної потужності DC-DC перетворювачем	145
4.5.2: Гармонічний аналіз вихідного струму DC-AC перетворювача	150
Висновки до розділу	152
РОЗДІЛ 5 ОХОРОНА ПРАЦІ	154
5.1 Загальні вимоги безпеки при роботі з комп'ютером та іншою оргтехнікою	154
5.2 Техніка безпеки при роботі з електрообладнанням та надання допомоги при ураженні електричним струмом	156
5.3 Техніка безпеки при розробці апаратної частини та ремонті електроніки	158
Висновки	160
Список використаних джерел	162

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ ТА ТЕРМІНІВ

PV (Photovoltaic) - фотогальванічний елемент

DC (Direct Current) - постійний струм

MPPT (Maximum Power Point Tracking) - максимальне відстеження потужності

THD (Total Harmonic Distortion) - загальна гармонійна спотвореність

ВАХ- вольт-амперна характеристика

ККД - коефіцієнт корисної дії

ШИМ - широтно-імпульсна модуляція

AC (Alternating Current) - змінний струм

ZSS (zero sequence signal) -

ФАПЧ - фазовий автопідстроювальний контур

DSP (Digital Signal Procesor) - цифровий сигнальний процесор

WTS(Wind Turbine System) - вітрова електростанція

АФЧХ - амплітудно-фазова частотна характеристика

CCM (continuous conduction mode) - безперервний режим роботи

DCM (discontinuous conduction mode) - дискретний режим роботи

FF (Fill Factor) - Коефіцієнт заповнення

FB (Full Bridge Converter) – повно мостовий перетворювач

ПІ пропорційно-інтегральний регулятор

ПР– пропорційний регулятор

ЦОС - Цифрова обробка сигналу

CV (Current voltage) – стабілізована напруга

					171.6321М.КР.ПЗ.Скорочення	Арк.
						11
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

ВСТУП

Актуальність теми. Попит на надійне та екологічно чисте виробництво електроенергії з відновлюваних джерел енергії (ВДЕ – Renewable Energy Systems) RES – ВДЕ був основною рушійною силою розвитку технологій ВДЕ [1]-[5]. Отже, багато країн (наприклад, Німеччина, Іспанія та Данія) доклали великих зусиль, щоб змінити свої енергетичні парадигми за допомогою більшої кількості відновлюваних джерел енергії, таких як енергія вітру (WTS), фотоелектрична (PV) енергія, гідроенергетика та енергія з біомаси. Серед різноманітних систем відновлюваної енергетики саме фотоелектричні (PV) системи поряд з системами вітрових турбін (WTS) все ще є найбільш перспективними технологіями, на які припадає значна частка відновлюваних джерел енергії, виробництво якої буде збільшуватися [4]-[14]. Однак, зростання впровадження ВДЕ створює дві серйозні проблеми. Однією з них є перехід енергетичної структури від використання викопного палива до відновлюваних джерел. Інша – широкомасштабне використання силової електроніки у процес виробництва і передачі/розподілу електроенергії та застосування її для кінцевих користувачів.

З іншого боку, технології силової електроніки вже стали провідними для забезпечення інтеграції різноманітних відновлюваних джерел енергії в мережу. Отже, системи силової електроніки повинні бути високоефективними та надзвичайно надійними. По суті, вони повинні забезпечувати зв'язок відновлюваних джерел енергії з електричною мережею. Більш важливо, вони повинні бути здатними демонструвати розширені допоміжні функції (наприклад, прохід через короткочасну відмову живлення – Ride-Through, працездатність при зниженій напрузі та підтримка мережі з подачею реактивної потужності – LVRT). Широкомасштабне впровадження технологій силової електроніки робить повністю залежну від погоди відновлювальну енергію більш контрольованою, але тільки за

					171.6321М.КР.ПЗ.Вступ	Арк.
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		12

рахунок підкріплення все більш складними інтелектуальними стратегіями керування.

Технологія силової електроніки може задовольнити вимоги, висунуті операторами системи розподілу/передачі, а також специфічні вимоги кінцевих користувачів, особливо коли доступні більш вдосконалені енергетичні пристрої та точніші знання профілів місії.

У роботі обговорюються технології силової електроніки, яка забезпечує чисте та надійне перетворення електроенергії з відновлюваних джерел. Представлені основні вимоги до ВДЕ, а потім технології PV, включаючи топології основних перетворювачів електроенергії. Потім представлені типові стратегії керування фотоелектричними системами та , враховуючи вимоги до їх інтеграції до електричної мережі. У зв'язку зі зростаючою складністю майбутніх енергетичних систем, інтегрованих із великою кількістю ВДЕ, узагальнено розширену мережеву інтеграцію, яку забезпечують технології силової електроніки. Нарешті, наведені висновки та перспективи щодо напрямків подальшого удосконалення відновлюваної енергетики.

Магістерська робота стосується створення умов підключення фотоелектричних джерел живлення до електричної мережі. Сьогодні фотовольтаїка стала одним із основних відновлюваних джерел енергії у світі, і для того, щоб використовувати енергію з цього джерела енергії, потрібні силові напівпровідникові перетворювальні комплекси. Це дослідження призначене як вступ до проектування інтегрованих фотоелектричних станцій, підключених до мережі і воно було написано на кафедрі ПЕЕТ НУК.

Метою роботи і задачі дослідження. Створення умов інтеграції сонячної електростанції до стаціонарної електричної мережі змінного струму шляхом удосконалення силових схем та систем керування основними елементами перетворювального комплексу, який забезпечує використання максимальної потужності від сонячних панелей, оптимізацію управління

					171.6321М.КР.ПЗ.Вступ	Арк.
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		13

потокем енергії, а також стійку синхронізацію виходу перетворювача з напругою мережі.

Дослідження має надати огляд різних аспектів проектування напівпровідникового перетворювального комплексу. Спочатку розглянуто основи будови і характеристик фотоелектричної системи вимоги, що висуваються до такої системи, робота має на меті дати фундаментальне розуміння того, як подавати енергію від сонячних панелей в електричну мережу. Основні теоретичні положення та аналітичні розрахунки необхідно перевірити шляхом пошуку репрезентативної моделі системи, а потім її моделювання з метою майбутньої перевірки на експериментальній установці.

Об’єкт дослідження. Процеси перетворення енергії в інтегрованих з мережею фотоелектричних станціях.

Предмет дослідження. Напівпровідникові перетворювальні комплекси для забезпечення відбору максимальної потужності від сонячних панелей, оптимізації потоку енергії та синхронного зв’язку зі стаціонарною мережею.

Методи досліджень. У роботі використані фундаментальні положення теорії силових напівпровідникових перетворювачів, теорії автоматичного керування, інтелектуального керування, методи імітаційного моделювання. моделювання при використанні пакету прикладних програм MATLAB/Simulink.

Наукова новизна. Отримано подальший розвиток удосконалених напрямів структурної побудови інтегрованих з мережею фотоелектричних станцій з використанням певних алгоритмів керування для відстеження максимальної потужності фотопанелі та синхронізації на основі фазового автопідстроювання частоти .

Практична цінність. На основі матеріалів, викладених в даній дипломній роботі, можливо створення установки, яка може бути використана в лабораторії енергетичної електроніки кафедри ПЕЕТ. Це передбачає також

					171.6321М.КР.ПЗ.Вступ	Арк.
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		14

подальші випробування зазначеної системи, з тестами, які були запропоновані в роботі. Установка повинна мати зручний графічний комп'ютерний інтерфейс, який підходить як для дослідницьких, так і для освітніх цілей.

Дослідження автономних фотоелектронасосних установок дозволяють істотно знизити втрати енергії, забезпечити зменшення викидів хімічних речовин в атмосферу за рахунок використання відновлюваних джерел енергії та підвищити техніко-економічні показники комплексу водопостачання в цілому.

Розділ 1 являє собою аналітичний огляд фотоелектричних систем та напівпровідникових перетворювачів, що зосереджується на характеристиках сонячних елементів і їхньому поєднанні зі структурою інтегрованої фотоелектричної станції. Розглянуто стандарти, що стосуються взаємозв'язку фотоелектричних джерел живлення та електричної мережі, а в останній частині цього розділу описано різні топології перетворювачів із фільтрами та альтернативами для тимчасового зберігання електроенергії.

Розділ 2 описує різні способи керування перетворювачами. Пояснюються методи використання максимальної потужності від сонячних панелей, методи керування потоком енергії в мережу, а також представлені деякі методи синхронізації вихідного сигналу перетворювача з напругою мережі. Дається вступ до виявлення острівців, а також до реалізації цифрової системи керування. Наприкінці цього розділу пояснюється, як оптимізувати системи керування, які використовуються в цій дипломній роботі.

Розділ 3 дає опис системи, що використовується в моделюванні, і лабораторних установок, які мали б використовуватися в цьому проекті. У ньому описано, який тип керування та яке обладнання має бути використано.

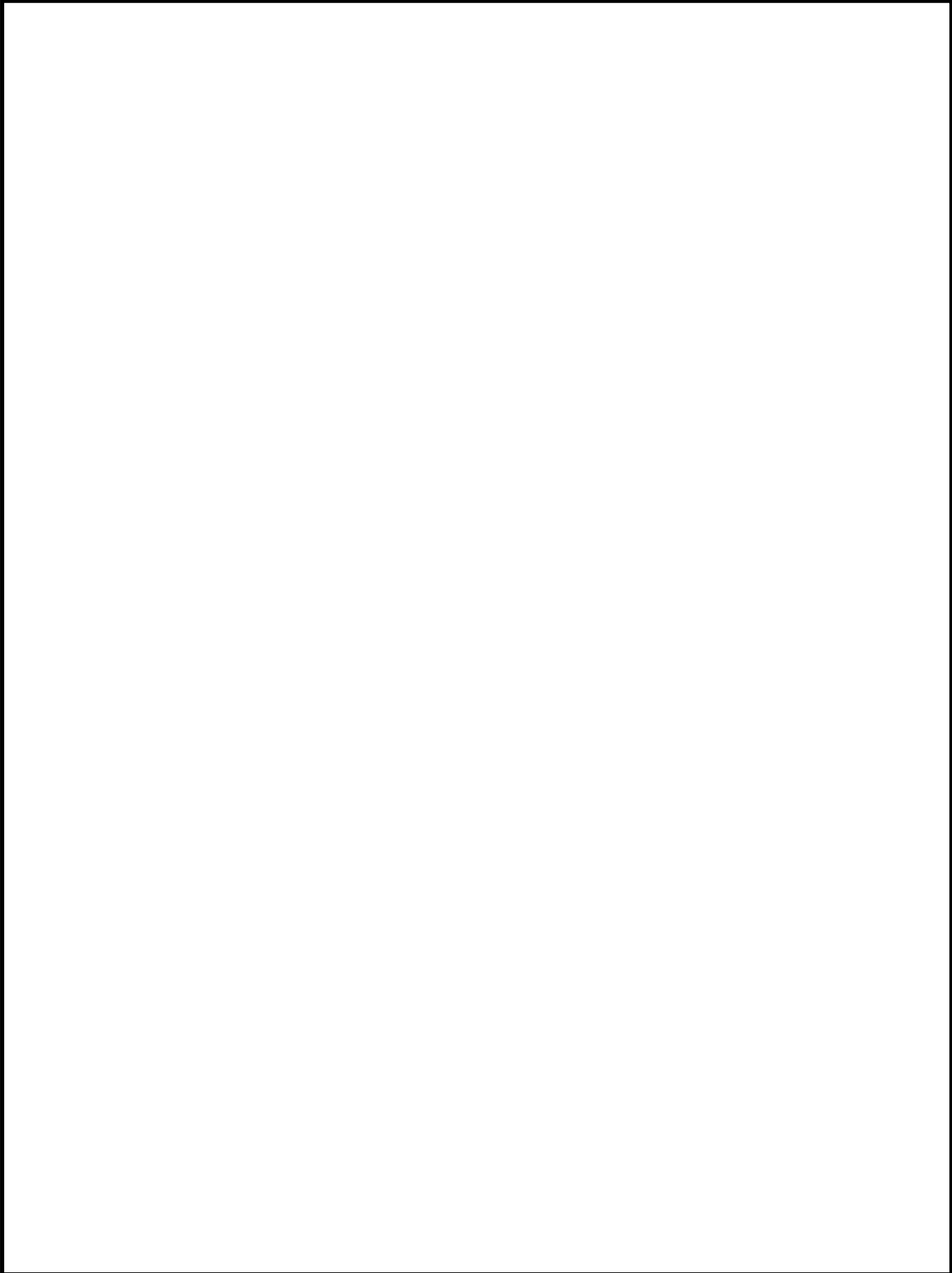
Моделі системи керування знайдено на основі теорії лінійних систем, їх оптимізовано за допомогою методів, описаних у розділі 3.

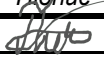
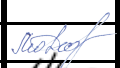
					171.6321М.КР.ПЗ.Вступ	Арк.
						15
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

Розділ 4 описують результати моделювання та експериментів, які були зроблені. Випробування зосереджені на перевірці моделей системи керування, але також на проведенні гармонічного аналізу, щоб перевірити якість електроенергії, що подається в мережу.

Завершується робота обговоренням найбільш важливих аспектів цієї роботи, висновком і пропозиціями щодо напрямів подальших досліджень.

					171.6321М.КР.ПЗ.Вступ	Арк.
						16
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		



					171.6321М.КР.ПЗ.Р1			
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата	Огляд фотоелектричних систем та перетворювачів	Літ.	Арк.	Аркуші
Розробник		Поповенко П. Ю.						
Консультант							17	
Н. контр.		Добрінова Л. П.				НУК імені адмірала Макарова		
Керівник		Жук О. К.						
Зав. каф.		Рябенський В. М.						

РОЗДІЛ 1. ОГЛЯД ФОТОЕЛЕКТРИЧНИХ СИСТЕМ ТА ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

1.1 Основні структури фотоелектричних систем відновлюваної енергетики та вимоги до них

Рис. 1.1 демонструє архітектуру типової енергосистеми на основі фотоелектричного ВДЕ, де блок силовій електроніки є ядром системи.

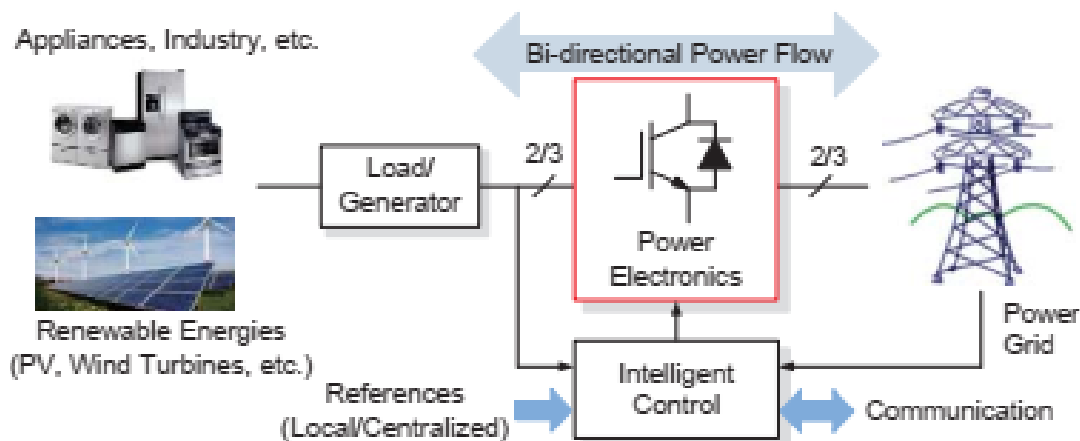


Рис. 1.1. Технології силовій електроніки та інтелектуальні засоби керування у складі системи відновлювальної енергії.

Збільшення проникнення ВДЕ призводить до суворих вимог до ключового компонента всієї системи, тобто частини силовій електроніки. Як показано на рис.1.1, завдання ВДЕ на основі силовій електроніки настільки ж різноманітні, наскільки їх вимагають місцеві оператори або кінцеві загальносистемні користувачі. Основною вимогою є передача енергії в мережу відповідно до характеристик відновлюваної енергії. Інші конкретні вимоги до ВДЕ можна узагальнити як: а) надійне/безпечне електропостачання, б) висока ефективність, низька вартість, малий об'єм та ефективний захист, с) контроль активної та реактивної потужності, що вводиться в мережу, d) динамічна підтримка електромережі (наскрізна робота), і е) системний моніторинг і зв'язок.

Укрупнена структура інтегрованої фотоелектричної системи перетворення електроенергії показана на рис. 1.2 .

Як і вітрові, фотоелектричні системи вимагають максимізації збору енергії, і зазвичай це досягається на стороні PV, де використовується перетворювач постійного струму. Перетворювач постійного струму збільшує гнучкість для збору енергії. Для сторони мережі, як правило, повне гармонійне спотворення вихідного струму має бути обмежене на більш низькому рівні (наприклад, 5%). Однак зазначається, що майбутні фотоелектричні системи отримають вищу потужність (наприклад, сотні кВт). Для цих великих фотоелектричних систем для стабілізації напруги в електромережі також потрібен фотоелектричний інвертор. Наприклад, фотоелектричні інвертори повинні забезпечувати прохід через збої напруги внаслідок короточасної відмови живлення, коли вищий рівень проникнення PV в стаціонарні системи стає реальністю , як вже вимагається для WTS.

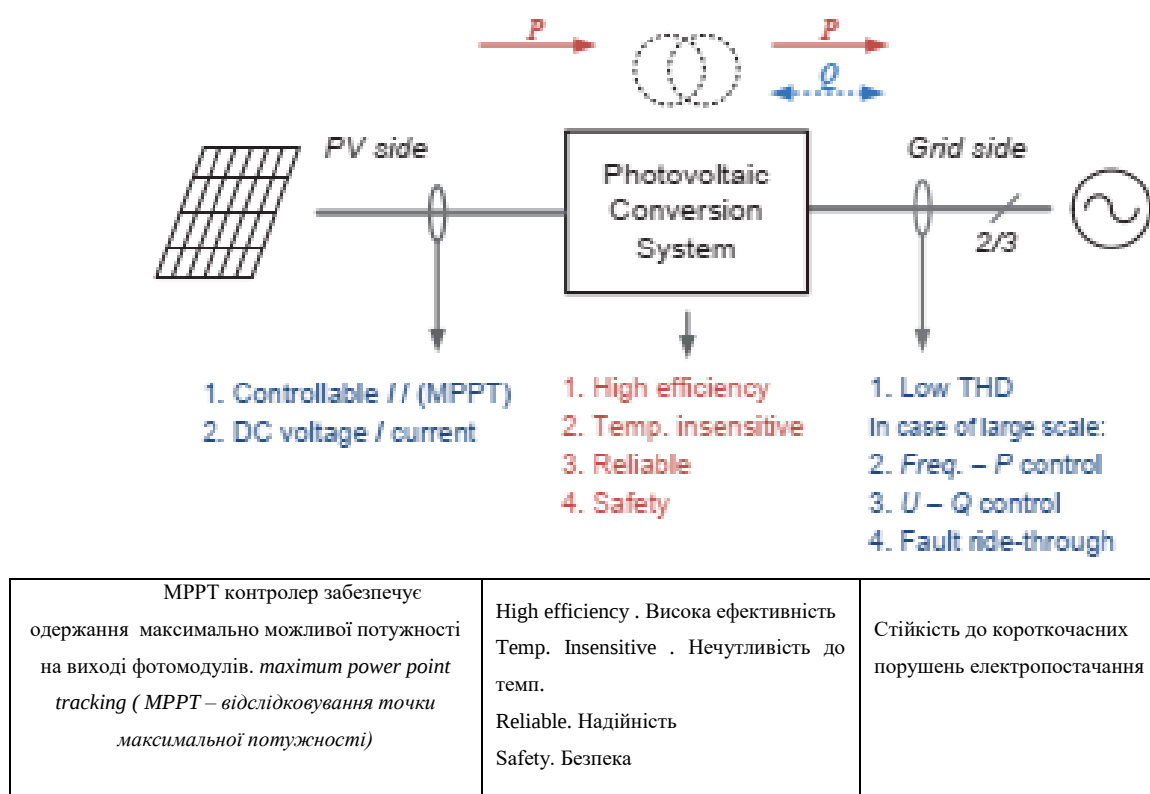


Рис.1.2. Структура інтегрованої фотоелектричної систем перетворення електроенергії.

Крім того, для існуючих фотоелектричних технологій потужність електроенергії на генеруючу одиницю є відносно низькою, однак вартість сонячної фотоелектричної енергії відносно висока. Тому шляхи збільшення ефективності PV систем завжди викликають інтерес. Як наслідок, для подальшого підвищення ефективності набули великої популярності безтрансформаторні фотоелектричні інвертори, як у Німеччині та Іспанії, де ступінь проникнення фотоелектричних систем є високою.

Однак, гальванічна безпека стає критичною проблемою для безтрансформаторних систем. Тому в безтрансформаторних фотоелектричних системах потрібне зменшення струму витоку. Крім того, надійність в силовій електроніці фотоелектричних систем набуває більшого значення. Це може сприяти збільшенню загального виробництва енергії та зниженню вартості енергії. Нарешті, через розміщення на відкритому просторі або в більшій камері фотоелектричний перетворювач має бути більш нечутливим до температури, що, у свою чергу, добре з точки зору надійності.

Технології силовій електроніки – шлях до просування інтеграції мережі.

Конструкція та робота перетворювачів силовій електроніки для фотоелектричних системи сильно залежать від вимог до мережі та попиту на енергію. Оскільки попит на більш високу потужність і ефективність для фотоелектричних систем зростає, сучасні фотоелектричні перетворювачі електроенергії зазнають явних змін, і сьогодні вони здебільшого є безтрансформаторними [4], [8], [9], [31].

Перетворювачі електроенергії для фотоелектричних систем

Для фотоелектричних систем загальна класифікація підключених до мережі фотоелектричних інверторів наведена на рис. 1.3.

					171.6321M.KP.ПЗ.Р1	Арк.
						20
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

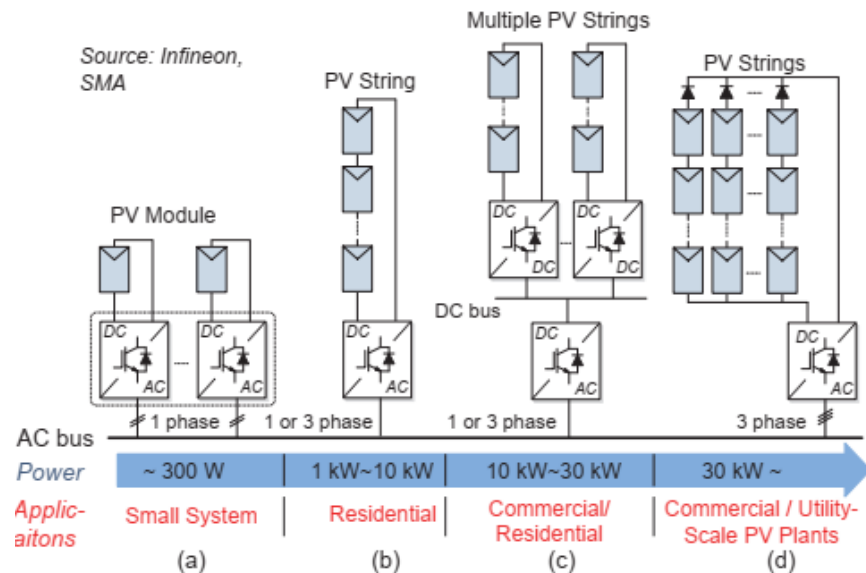


Рис. 1.3. Конфігурації PV, підключені до мережі, на основі: (а) модульного інвертора, (b) однострінгового інвертора, (c) багатострінгового інвертора та (d) центрального інвертора [8].

Звичайний центральний інвертор (d) рекомендовано використовувати в багатострінгових фотоелектричних установках потужністю більше десяти кВт для досягнення високої ефективності при меншій вартості [8]. Порівняно з центральними інверторами, стрінговий інвертор може досягати MPPT окремо, що призводить до кращого загального виходу енергії. Модуль інвертора працює на одній фотоелектричній панелі з одним MPPT.

Як показано на рис. 1.3, інша фотоелектрична технологія є проміжним рішенням між однострунним інвертором (b) і модульним інвертором (a), будучи багатострінговим інвертором (c). Ця конфігурація може досягти відносно високої ефективності, оскільки кожен фотомодуль контролюється окремо. У житлових приміщеннях все ще домінують модульні та однострінгові фотоелектричні системи із значно меншою потужністю (наприклад, кілька кВт), які виконуються за однофазною топологією.

Двома основними міркуваннями при виборі конструкції фотоелектричних інверторів є досягнення високої ефективності при обмеженому струмі витоку. Для підвищення ефективності розроблені

безтрансформаторні фотоелектричні інвертори [4], [8], [9], [40]-[45]. Широко поширеним однофазним фотоелектричним інвертором є топологія повного моста (FB), як показано на рис. 1.4.

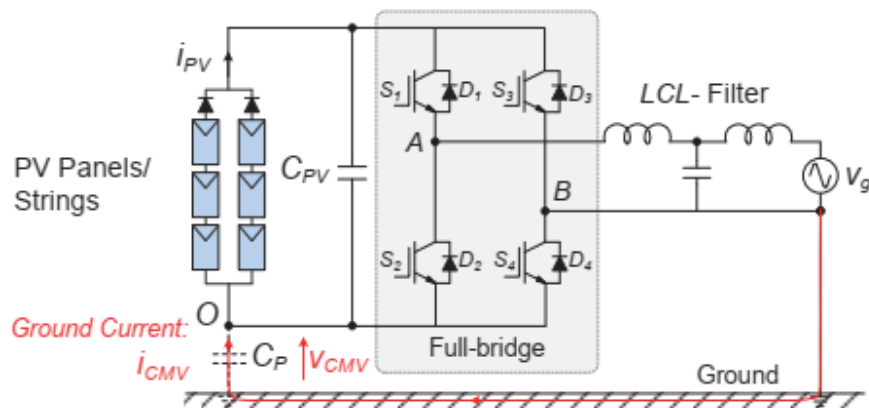


Рис. 1.4. Однофазний повномостовий фотоелектричний інвертор.

З огляду на питання безпеки, використання FB з біполярною модуляцією можливий у безтрансформаторних фотоелектричних системах. Однак ефективність перетворення не дуже задовільна. Таким чином, багато інших безтрансформаторних фотоелектричних інверторів є похідними від топології FB. Наприклад, інвертор Н6, запатентований Ingeteam [41], показаний на рис. 1.5,а , від'єднує фотоелектричні панелі/струни від інвертора за допомогою чотирьох додаткових пристроїв для реалізації «ізоляції»; тоді як концепція вискоефективного та надійного інвертора (інвертор HERIC) від Sunways [42] забезпечує байпас змінного струму (рис. 1.5,б). У літературі повідомлялося про інші топології [9], [43]-[45].

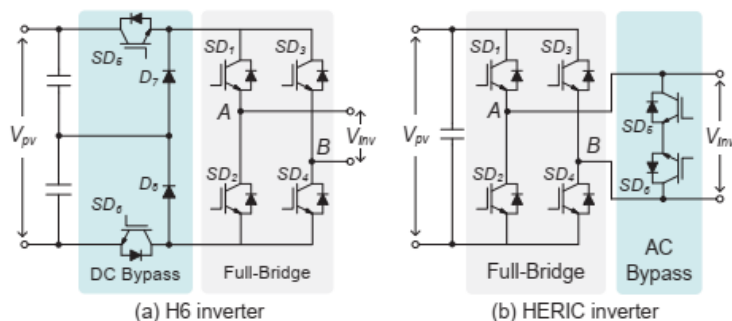


Рис. 1.5. Два безтрансформаторних PV інвертори (Н6 і HERIC) [41], [42]: (а) інвертор Н6 і (б) інвертор HERIC.

Загальний контроль відновлюваних джерел енергії

DSO/TSO визначив пріоритетні схеми для гарантування стабільної роботи ВДЕ таким чином, щоб отримати ще більше відновлюваної енергії. Це міркування робить системи управління ВДЕ багатофункціональними, як показано на рис.1.6.

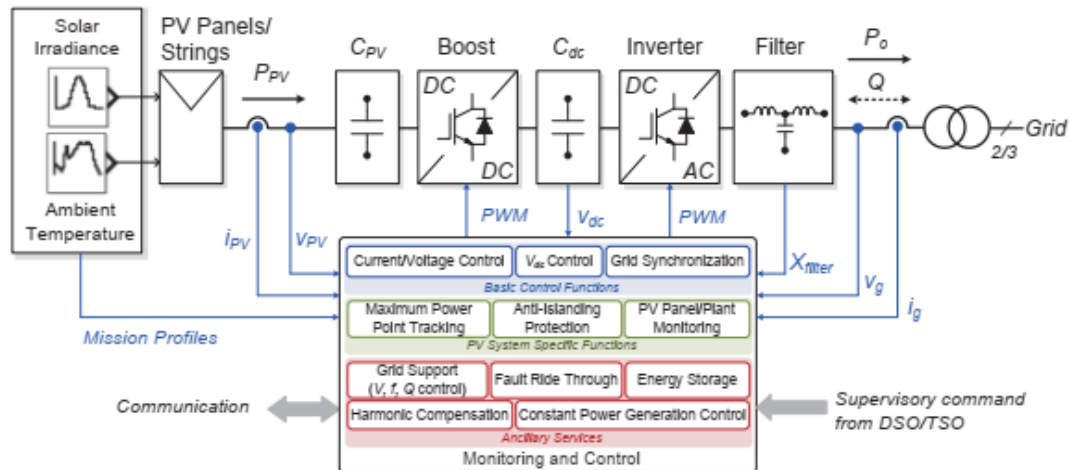


Рис. 1.6. Загальні функціональні блоки керування для фотоелектричних систем.

Основні елементи керування, такі як регулювання струму, стабілізація шини постійного струму та синхронізація мережі, повинні виконуватися силовим перетворювачем з швидкою динамікою, де широко використовуються інтегральний (ПІ) регулятор і пропорційно-резонансний (ПР) регулятор [6].

Оскільки рівень проникнення FV ВДЕ продовжує зростати, надання допоміжних послуг, таких як LVRT, регулювання реактивної потужності та регулювання частоти через регулювання активної потужності, стає все більш суворим для досягнення надійного та ефективного перетворення електроенергії з відновлюваних джерел. Як наслідок, крім основного контролю видобутку електроенергії, ВДЕ мають також для виконання додаткових функцій керування, як показано на рис. 2.6.

Системна інтеграція відновлюваних джерел енергії.

Щоб сприяти широкому розгортанню відновлюваних джерел енергії, в майбутньому технології силової електроніки будуть ще більш активно використовуватися в мережі [47], [48]. Динамічна взаємодія між цими джерелами на основі силової електроніки стане ще більш очевидною, отже це створить ще більше проблем для стабільності та якості електроенергії майбутніх електромереж. Таким чином, щоб не дестабілізувати електромережі, необхідні розширені стратегії керування для зміни динамічної поведінки мережевих перетворювачів енергії, [49], [50]. Характеристика динаміки підключених до мережі перетворювачів у різних часових/частотних масштабах у різних робочих сценаріях стає все більш важливою для розробки стратегій керування [51]. Багато дослідницьких зусиль були зроблені, щоб виявити динамічну взаємодію між перетворювачами на відновлюваних електростанціях і розробити ефективні схеми керування для запобігання будь-якій нестабільності.

Управління на основі пасивності в частотній області та керування віртуальним імпедансом, серед інших альтернатив, забезпечують гнучкий, але надійний спосіб стабілізації силових електронних систем живлення [52], [53].

Окрім розробки більш просунутих стратегій керування, силові напівпровідникові перетворювачі також можна налаштувати як активний демпфер для стабілізації інтегрованих відновлюваних електростанцій [54], [55]. Рис. 1.7 ілюструє основну концепцію активного демпфера для стабілізації енергетичної системи на основі силової електроніки. Хоча він виглядає як силовий активний фільтр, однак призначений для синтезу демпфування на високих резонансних частотах, тоді як компенсація низькочастотних гармонік демпфером не виконується.

					171.6321M.KP.ПЗ.Р1	Арк.
						24
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

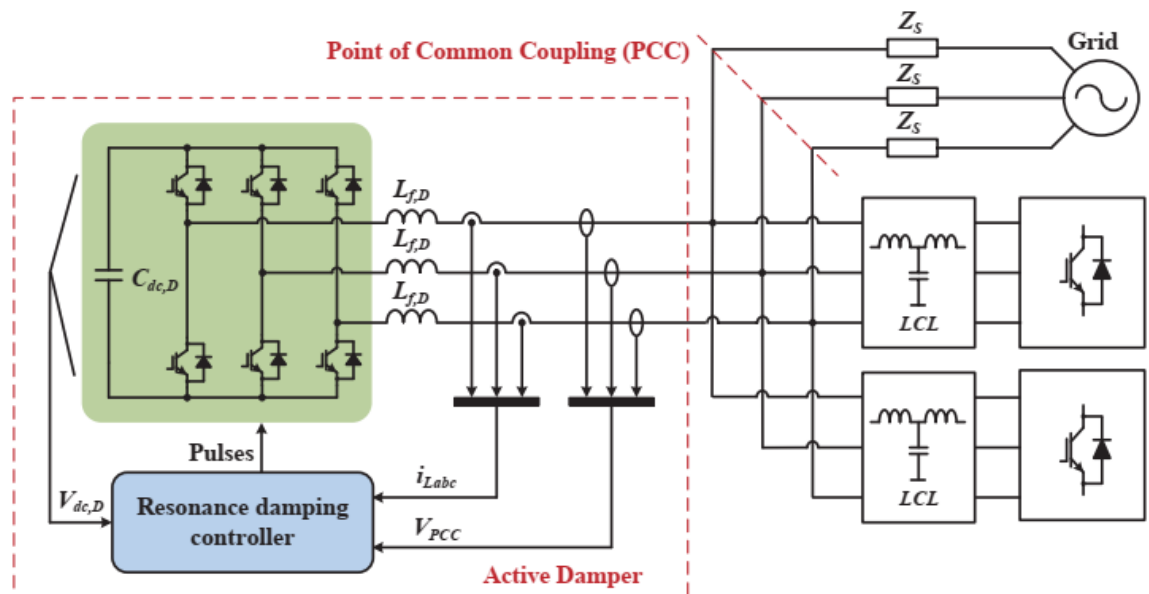


Рис. 1.7. Активний демпфер для стабілізації системи живлення на основі силової електроніки [54].

Ця унікальна функція дозволяє створити конструкцію з низьким енергоспоживанням і високою частотою перемикання для активного демпфера, і таким чином забезпечує широкосмугову систему керування для демпфування високої частоти.

1.2 Стандарти приєднання до електромереж. Вимоги до перетворювачів

Енергія від фотоелектричних панелей має форму постійного струму, і для того, щоб утилізувати цю енергію в мережі, струм повинен бути перетворений на змінний струм. Найзручніше це зробити за допомогою *перетворювачів електричної енергії*. Використання цих перетворювачів як мережевого інтерфейсу для фотоелектричних панелей не є новою технологією, і багато з тих же технологій використовуються, наприклад, у конвертерах паливних елементів, перетворювачах енергії вітру, а також перетворювачах для моторних приводів. Незважаючи на те, що вони використовують майже однакову технологію, для різних випадків завжди є деякі особливі міркування.

У цьому підрозділі розглядаються стандарти, що стосуються підключення *розподілених ресурсів* до мережі, і які вимоги вони висувають до проектування системи. Далі будуть представлені характеристики *фотоелектричної* потужності, а також показані різні конструкції перетворювачів і сонячних панелей.

Перш ніж проектувати перетворювач для підключення до мережі *фотоелектричних* джерел живлення, слід виконати огляд правил і норм, яких необхідно дотримуватися, щоб отримати дозвіл на підключення до мережі. Однак ці правила не будуть однаковими в усьому світі. Залежно від типу мережі в кожній країні слід враховувати різні міркування, тому завжди буде певна адаптація до вимог місцевих комунальних служб. Вимоги до місцевих комунальних підприємств, як правило, ґрунтуються на національному стандарті або міжнародному стандарті, який стосується взаємозв'язку розподілених ресурсів. Ці стандарти часто дуже схожі, але вони можуть мати деякі відмінності в ступені обмежень і в використовуваних визначеннях. Розглядаючи стандарти двох основних міжнародних організацій зі стандартизації, перелічених нижче, можна знайти огляд найважливіших вимог та обмежень.

Міжнародна електротехнічна комісія - ІЕС

Інститут інженерів з електротехніки та електроніки ІЕЕЕ

При розробці фотоелектричної системи існує ризик того, що навіть при дотриманні всіх поточних стандартів, до або відразу після випуску продукту будуть випущені нові, і продукт застаріє. Основна мета при проектуванні нового перетворювача полягає в тому, щоб зробити його сумісним з поточними стандартами, а також з майбутніми стандартами. Нижче наведено список найновіших стандартів інтересу від ІЕС та ІЕЕЕ.

IEEE Std 1547-2003 [\[1\]](#): Стандарт з'єднання розподілених ресурсів з електроенергетичними системами

					171.6321M.KP.ПЗ.P1	Арк.
						26
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

IEC 61727 Друге видання 2004-12 [2]: Фотоелектричні (PV) системи - характеристики інтерфейсу утиліти.

IEEE також випустив рекомендований практичний документ, спеціально для мережевого підключення фотоелектричних елементів, в якому зазначено в основному те ж саме, що і [1]

IEEE STD 929-2000 [3]: Рекомендована практика для інтерфейсу використання фотоелектричних (PV) систем

Вимоги до перетворювачів

На основі згаданих вище міжнародних стандартів може бути складений перелік вимог до конструкції перетворювача. Нижче наведено перелік вимог, яких слід дотримуватися при проектуванні перетворювача, щоб він відповідав стандартам.

Заземлення

Повинна бути передбачена можливість підключення негативного полюса фотоелектричних панелей до заземлення.

Якість електроенергії

Якість електроенергії, що надається фотоелектричною системою для навантажень на місці, і потужності, що подається в комунальну службу, регулюється практикою та стандартами, що стосуються напруги, інжекції постійного струму, мерехтіння, частоти, спотворень/гармонік і коефіцієнта потужності. Ці параметри повинні, якщо не вказано інше, вимірюватися в *точці загального приєднання* (PCC).

1. Напруга

Фотоелектричні системи, підключені до мережі, зазвичай не керують напругою підключеної мережі, вони просто вводять струм у неї, тому активного контролю напруги зазвичай немає. З іншого боку, має існувати певний робочий діапазон напруги, де інвертору дозволено працювати, щоб

					171.6321M.KP.ПЗ.P1	Арк.
						27
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

виявити ненормальні умови комунальних послуг і запобігти режиму ізолювання. Реакція інверторів на аномальні напруги наведена в таблиці 1.1.

Таблиця 1.1 «Робочий діапазон напруги

Напруга	Максимальний час спрацювання ^b
$V < 50\%$	0,1сек
$50\% \leq B < 85\%$	2,0 сек
$85\% \leq B \leq 110\%$	Безперервна робота
$110\% < B < 135\%$	2,0 сек
$135\% \leq B$	0,05сек

a. Обмеження вказані у % від RMS номінальної напруги в РСС.

b. Час відключення означає час між виникненням ненормального стану та припиненням живлення інвертором лінії електропостачання

Протягом зазначеного часу спрацювання інвертор повинен припинити подачу живлення на мережу, але схеми керування фотоелектричними модулями повинні залишатися підключеними до мережі, щоб забезпечити визначення електричних умов повторного підключення. Якщо напруга вимірюється не в РСС, необхідно враховувати падіння напруги між інвертором і РСС.

2. Інжекція постійного струму

Інвертор не повинен вводити постійний струм $>0,5\%$ від номінального вихідного струму інвертора в інтерфейс змінного струму за будь-яких робочих умов.

3. Флікер (мерехтіння)

Лише ІЕС 61727 встановлює конкретні обмеження для мерехтіння, тому вони будуть використовуватися. Цей стандарт стверджує, що доза флікера має відповідати стандартам ІЕС 61000-3-3 §4 та ІЕС 61000 — 3-5. Межі флікера, заявлені в цих стандартах, приблизно рівні, тому межі в

таблиці 1.2 можуть бути використані для всіх систем. Для розрахунку величини мерехтіння слід звертатися до еталонів.

Таблиця 1.2 – Межі флікера

Limits P_{st}^a	Limits P_{it}^b
≤ 1.0	≤ 0.65

P_{st} — короткостроковий індикатор мерехтіння. Це інтенсивність мерехтіння, оцінена протягом короткого періоду (1 хвилина), де $P_{st}=1$ є умовним порогом подразнення

4. Частота

Фотоелектрична система повинна працювати синхронно з напругою мережі. Якщо частота відхиляється від заданих умов, перетворювач повинен припинити живлення мережі протягом визначеного часу. Дозволена робоча частота та час поїздки відрізняються в різних країнах, тому ці обмеження потрібно буде регулювати. Обмеження за замовчуванням відповідатимуть стандарту IEC 61727 §5.2.2, у якому зазначено, що коли частота мережі виходить за межі номінальної частоти, система повинна припинити живлення мережі протягом 0,2с. Якщо протягом цього часу електромережа повернеться до нормальної робочої частоти, перетворювач не повинен припиняти живлення лінії електромережі.

Обмеження для Північної Америки можна знайти в IEEE 929 §4.3, і вказується, що робочий діапазон частоти становить 59,3-60,5 Гц, і перетворювач повинен припинити подавати живлення до мережі протягом 5 циклів (0,1 с).

5. Спотворення (гармоніки)

Бажано мати низькі рівні гармонічних спотворень у мережі, щоб зменшити ймовірність негативного впливу на підключене обладнання. У стандартах це регулюється обмеженнями допустимих спотворень струму, які

					171.6321M.KP.ПЗ.P1	Арк.
						29
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

перетворювач може вводити в мережу. Дозволені межі спотворення струму, які перетворювач може вводити в мережу, наведені в таблиці 1.3.

Таблиця 1.3 – Межі гармонік струму

Порядок гармонік h (непарні гармоніки) ^a	Межі спотворень ^b
THD	5%
з 3-го по 9-й	<4,0%
з 11 по 15-й	<2,0%
з 17 по 21-й	<1,5%
з 23 по 33-й	<0,6%
вище 33-го	<0,3%

a. Парні гармоніки обмежені 25% від наведених вище меж непарних гармонік.

b. Всі межі наведені у відсотках від номінальної основної гармоніки струму

6. Коефіцієнт потужності

Перетворювач повинен мати коефіцієнт потужності згідно з таблицею 1.4, але в деяких ситуаціях виникає потреба в тому, щоб інвертор подавав реактивну потужність. Тому інвертор повинен мати можливість регулювання коефіцієнта вихідної потужності.

Таблиця 1.4 – Межі коефіцієнта потужності

Вихід перетворювача ^a	Коефіцієнт потужності
>10%	>0,85 (відстаючий)
>50%	>0,9 (відстаючий)

a. У відсотках від номінального обсягу виробництва

Антиострівцевість

Неострівний інвертор визначається як інвертор, який припиняє роботу протягом певного часу після того, як відбувається острівування, але на основі вимірювань нелегко визначити набір обмежень, які точно визначають, коли

виникає ситуація острівізації. Зазначена ситуація з викикненням острівців, по-різному визначена в стандартах IEC та IEEE.

1. IEC 61727:

Система розподілу комунальних послуг є острівною, коли вона виходить за межі нормальних робочих специфікацій щодо напруги та/або частоти. Коли виникає така ситуація, фотоелектрична система повинна припинити подавати напругу на комунальну систему протягом 2 секунд після втрати корисності.

IEEE 929 (визначення неострівного інвертора):

Інвертор, який перестане подавати напругу на інженерну лінію протягом десяти циклів або менше під впливом типового ізольованого навантаження, в якому виконується будь-що з наведеного нижче:

Існує щонайменше 50% невідповідність реальної потужності навантаження до вихідної потужності інвертора (тобто реальна потужність навантаження становить $<50\%$ або $>150\%$ від вихідної потужності інвертора);

Коефіцієнт потужності при острівному навантаженні становить $< 0,95$ (випереджаючий або відстаючий).

Якщо реальний збіг генерації потужності до навантаження знаходиться в межах 50%, а коефіцієнт потужності острівцевого навантаження становить $> 0,95$, то інвертор без ізоляції перестане живити лінію електропостачання протягом 2 с, коли підключена лінія має добротність 2,5 або менше.

Жодна з цих меж не є достатньою для визначення того, коли виникає ситуація з острівцями, у всіх можливих ситуаціях, але для того, щоб мати можливість задовольнити стандарти, слід використовувати останні визначення. Однак слід зазначити, що в *стандарті IEC 61727* зазначено, що

					171.6321M.KP.ПЗ.Р1	Арк.
						31
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

питання неострівного інвертора є предметом іншого стандарту, що розглядається. Тому слід усвідомлювати, що ці вимоги можуть змінюватися, але ставати більш жорсткими.

Повторне підключення

Коли виникає подія виходу за межі мережі, під час якої інвертор перестає живити мережу, інвертор не повинен повторно підключатися до того, як частота та напруга мережі будуть підтримуватися в заданих межах протягом щонайменше 5 хвилин. Через ці 5 хв. Інвертор автоматично підключається до мережі.

1.3 Характеристики сонячної батареї

Джерела енергії постачають енергію в багатьох формах, деякі механічні з перетворенням в електричну, деякі з перетворенням хімічно накопиченої енергії в електрику, а деякі виробляють енергію безпосередньо як електричну енергію. Останнє має місце при виробництві енергії з фотоелектричними сонячними елементами, де енергія постачається у вигляді постійного струму. Фотоелементи мають спеціальну вольт-амперну характеристику напруга - струм (ВАХ), яку необхідно враховувати при проектуванні фотоелектричної системи. Визначенням цієї характеристики є струм короткого замикання I_{sc} і напруга холостого ходу V_{oc} . Ця характеристика змінюється залежно від освітленості та температури, а на рисунку 1.4 показано, як змінюється це співвідношення поточної напруги зі зменшенням освітленості.

					171.6321M.KP.ПЗ.Р1	Арк.
						32
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

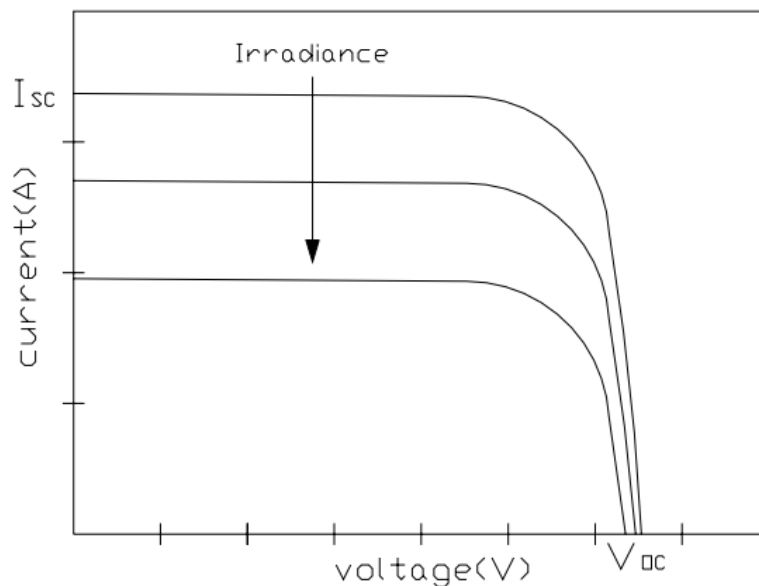


Рисунок 1.8. ВАХ фотоелемента при зменшенні освітленості

Як видно з рисунка, зміна освітленості в основному впливає саме на силу струму, і тому зміною напруги через зміну освітленості зазвичай нехтують. Реакція на зміну температури дещо інша, і показана на рисунку 1.9.

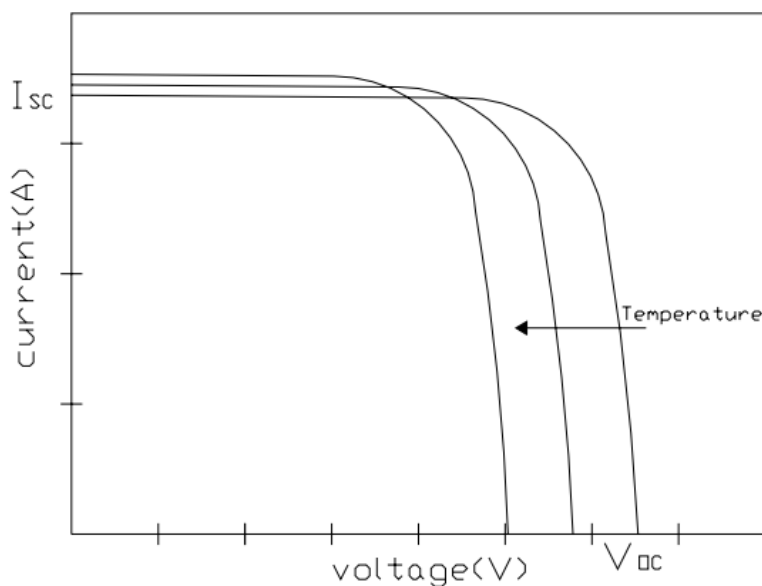


Рисунок 1.9. ВАХ фотоелемента при підвищенні температури

Як показано на малюнку, напруга холостого ходу значною мірою залежить від температури, тоді як струм залежить лише незначно, тому

зміною струму через коливання температури зазвичай нехтують. У практичних розрахунках зміна напруги з температурою модуля або струни, що складається з послідовних n_c комірок, визначається співвідношенням:

$$\frac{dV_{oc}}{dT} = -2.3 \cdot n_c [\text{mV}/^\circ\text{C}] \quad (1.1)$$

З вольт-амперної характеристики видно, що під час отримання електроенергії від сонячної батареї найвигідніше працювати в області, де добуток струму та напруги є найвищим, і, таким чином, забезпечується найвища вихідна потужність. Відповідна P-V характеристика показана на рисунку 1.10.

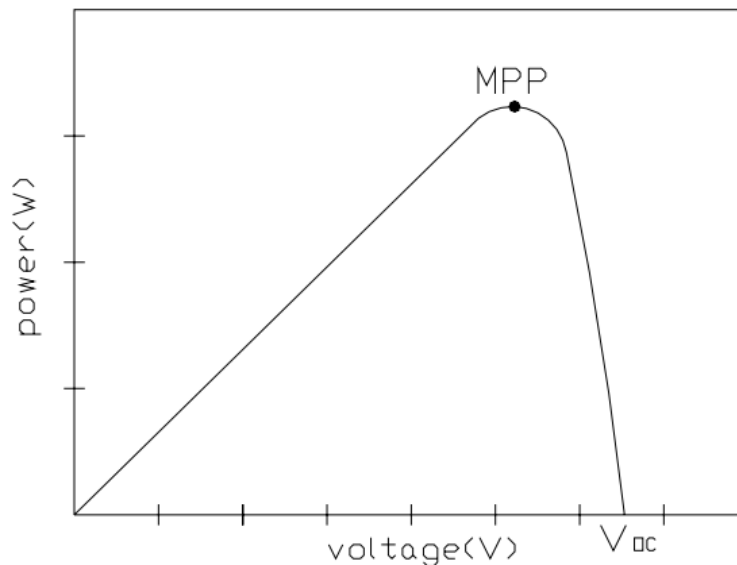


Рисунок 1.10. P-V характеристика фотоелемента

Як видно з рисунка, важливо подавати потужність за напруги, яка дає найвищу потужність, інакше вихідна потужність зменшиться, таким чином ефективність системи (ККД) також зменшиться. Ця точка на кривій, що дає найвищу потужність, зазвичай називається точкою максимальної потужності (maximum power point - MPP). Оскільки потужність залежить як від струму, так і від напруги, тому і MPP значною мірою залежатиме як від освітленості, так і від температури.

1.3.1 Моделювання фотоелектричної панелі

Щоб змодельовати поведінку конкретної сонячної панелі, у літературі створено різні математичні моделі, які можна використовувати для створення теоретичних моделей.

Ці моделі будуть лише наближеними до поведінки панелей, і точність моделей залежить від того, скільки внутрішніх явищ враховано. Наведені нижче рівняння досить прості та не дають високого ступеня точності, але вони дадуть зрозуміти основну поведінку сонячних елементів. Визначення різних змінних у рівняннях наведено в кінці цього розділу.

Температура PV елемента є функцією температури навколишнього середовища та освітленості та вказана в Кельвінах.

$$T_{cell} = T_a + \frac{NOCT - 20}{800} \cdot G \quad (1.2)$$

У рівнянні (1.3) показано зміни струму короткого замикання через температуру та опромінення.

$$I_{SC} = I_{SC_STC} \left(1 + \alpha_I \cdot (T_{cell} - T_{STC}) \right) \frac{G}{G_{STC}} \quad (1.3)$$

У рівнянні (1.4) припускається, що зміна напруги холостого ходу внаслідок змін освітленості настільки мала, що нею можна знехтувати, тому напруга холостого ходу є лише функцією температури.

$$V_{OC} = V_{OC_STC} \left(1 + \alpha_V \cdot (T_{cell} - T_{STC}) \right) \quad (1.4)$$

Вихідний струм сонячної батареї – це світлоіндукований струм мінус діодний струм, як видно з еквівалентної схеми фотоелектричної батареї, показаної на рисунку нижче

					171.6321M.KP.ПЗ.P1	Арк.
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		35

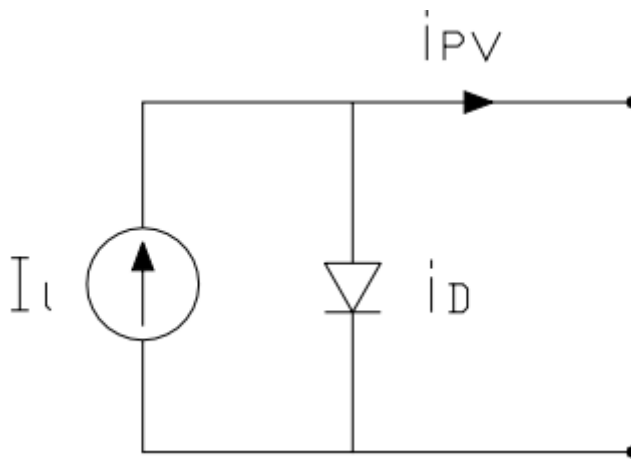


Рисунок 1.4. Еквівалентна схема фотоелектричного елемента

Струм, викликаний світлом, такий самий, як і струм короткого замикання, а вихідний струм фотоелемента визначено у (1.5)

$$i_{PV} = I_l - i_D = I_{SC} - I_0 \left[\exp\left(\frac{qV_{PV}}{kT_{cell}}\right) - 1 \right] \quad (1.5)$$

На основі (1.5) темновий струм насичення I_0 можна знайти, встановивши $i_{PV}=0$ і $v_{PV}=V_{OC}$, як показано в (1.6).

$$I_0 = I_{SC} \left[\exp\left(\frac{qV_{OC}}{kT_{cell}}\right) - 1 \right]^{-1} \quad (1.6)$$

Використовуючи (1.5), можна знайти напругу PV від одного елемента.

$$V_{PV} = \frac{k \ln\left(1 - \frac{i_{PV} - I_{SC}}{I_0}\right)}{qT} \quad (1.7)$$

Ідеальна ВАХ була б прямокутною, але на практиці це не так. «Коефіцієнт заповнення» (FF) описує, наскільки крива ВАХ близька до ідеальної, і визначається як

$$FF = \frac{P_{MPP}}{V_{OC} I_{SC}} \quad (1.8)$$

На основі цих рівнянь можна створити повну модель фотоелектричних панелей. Потім цю модель можна реалізувати в програмі моделювання та використовувати для моделювання фотоелектричних панелей.

Інше використання цієї моделі полягає в керуванні джерелом постійного струму, що використовується як фотоелектричний симулятор. Перетворювач цього типу може бути альтернативою польовому випробуванню фотоелектричних панелей і перетворювачів. За допомогою цього перетворювача також можна проводити повторювані тести та симулювати різноманітні робочі умови. Деякі приклади таких перетворювачів наведено в [4,5]. Нижче наведено список різних параметрів, які містяться в рівняннях, представлених у цьому розділі.

k_i - температурний коефіцієнт I_{sc}

k_v - температурний коефіцієнт V_{oc}

k_p - температурний коефіцієнт P_{mpp}

G - опромінення [$Вт/м^2$]

I_{sc} - струм короткого замикання

I_o - темновий струм насичення

$k = 1.3806 \cdot 10^{-23}$ Дж/К (постійна Больцмана)

MPP – Maximum Power Point (точка максимальної потужності)

NOCT - Normal Operating Cell Temperature (норм. роб. темп.елемента [$^{\circ}C$])

n_s - кількість елементів в серії на одній панелі

n_{ps} - кількість панелей у серії

n_{sp} - кількість паралельних рядків

P_{mpp} - потужність в MPP

$q = 1.6 \cdot 10^{-19}$ С - заряд електрона

STC - стандартні умови випробувань ($G=1000$ Вт/м, $T=25^{\circ}C$, AM1,5)

T_a - температура навколишнього середовища [$^{\circ}K$]

T_{cell} - температура елемента [$^{\circ}K$]

					171.6321M.KP.ПЗ.P1	Арк.
						37
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

G - опромінення [Вт/м^2]

Конфігурація сонячних панелей та перетворювачів

За всю історію існування фотоелектричних систем було випробувано кілька способів розташування сонячних панелей. Те, як вони розташовані, впливає на те, які типи перетворювачів слід використовувати, а це, у свою чергу, вплине на вартість та ефективність системи.

На рисунку 1.5 (з [6]) показаний історичний огляд різних конфігурацій панелей і перетворювачів, які використовувалися в минулому, теперішньому часі та мають перспективу на майбутнє.

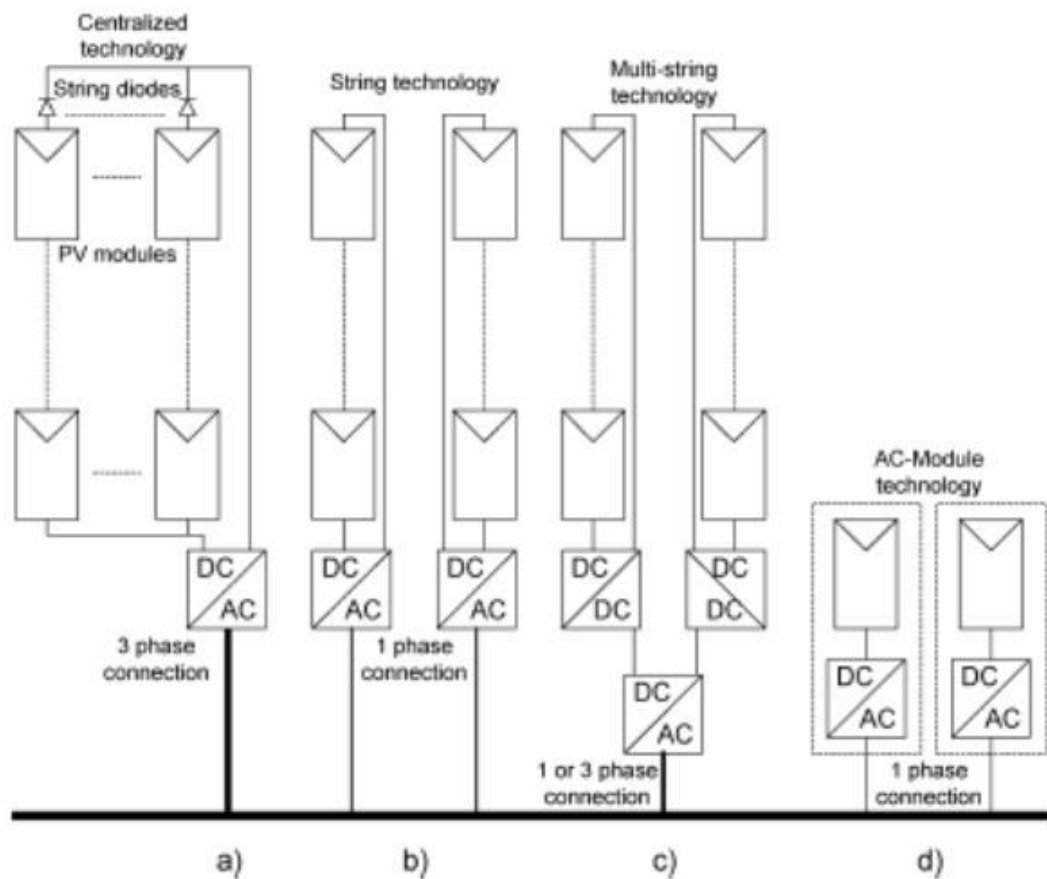


Рисунок 1.5: Історичний огляд фотоелектричних перетворювачів. (а) Минула централізована технологія. (б) Нинішня технологія струн. (с) Сучасна та майбутня багатострунні технології. (д) Сучасні та майбутні технології модулів змінного струму та елементів змінного струму.

У [6] наведено огляд різних конфігурацій, а короткий виклад представлено тут. У цьому розділі часто використовується аббревіатура MPPT, яка означає maximum power point tracking – відслідковування точки максимальної потужності та описана в розділі 3.1.

Централізовані перетворювачі

Це стара технологія, яка базується на підключенні великої кількості фотоелектричних модулів до перетворювача (див. рис.1.5a). Перевагою такої конфігурації є необхідність у невеликій кількості перетворювачів, які дають низькі втрати на етапі перетворення потужності, і можливість з'єднати кілька модулів послідовно для досягнення достатньо високої вхідної напруги та уникнення необхідності подальшого розширення. Однак недоліки є значно серйознішими ніж переваги. Вони пов'язані з такими обмеженнями, як використання високовольтних кабелів постійного струму між фотоелектричними модулями та перетворювачем, втрати потужності через централізований контролер MPPT, втрати через неузгодженості між фотоелектричними модулями, втрати в струнних діодах, які використовуються для запобігання переходу струму з однієї струни в іншу, та негнучка конструкція, де неможливо досягти переваг масового серійного виробництва.

Струнні, рядкові або стрінгові перетворювачі

Як показано на малюнку 1.5,b, рядкові перетворювачі є скороченою версією централізованого, де до кожного перетворювача підключена лише одна струна (рядок). У цій конфігурації також можна отримати перевагу високої вхідної напруги, якщо достатню кількість фотоелектричних модулів з'єднати послідовно. Якщо вхідна напруга надто низька, то для підвищення напруги можна використовувати трансформатор або підвищувальний перетворювач DC-DC. Оскільки існує лише один рядок, використання струнних діодів не є необхідним, і це дозволяє індивідуальне MPPT відстеження режиму кожного рядка. Втрати від неузгодженості також

					171.6321M.KP.ПЗ.P1	Арк.
						39
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

зменшуються, але не усуваються. Загалом ця конфігурація підвищує загальну ефективність у порівнянні з централізованим перетворювачем, і це знижує витрати, завдяки можливості масового виробництва.

Багатострунні перетворювачі

Багатострунний перетворювач на малюнку 1.5,с є подальшим розвитком однострунного перетворювача рядків і зберігає переваги обох конфігурацій. У цій конфігурації в кожній струні є окремі перетворювачі постійного струму з відстеженням МРРТ, усі виходи яких підключені до одного спільного інвертора. Це вигідно, оскільки МРРТ можна керувати індивідуально для кожної струни, і установку можна реалізувати з меншою кількістю компонентів ніж у рядковій схемі. Це дає гнучку конструкцію з високою ефективністю та, ймовірно, стане стандартом там, де сьогодні використовуються централізовані та рядкові конвертери.

Модульні перетворювачі змінного струму

У цій конфігурації один фотоелектричний модуль інтегрований з перетворювачем в один електричний пристрій, як показано на малюнку 1.5, d. Завдяки об'єднанню фотоелектричного модуля та перетворювача в один пристрій з'являються можливості створення установки «підключи та працюй» на базі уніфікованого модуля, яким можуть користуватися люди без будь-яких знань про електроустановку. У цій конфігурації втрати через невідповідності між фотоелектричними модулями усуваються, і можна оптимізувати перетворювач для кожного фотоелектричного модуля, що також дозволяє окремий МРРТ кожного модуля. Оскільки є можливість об'єднання більшої кількості пристроїв, ніж для попередньої конфігурації, це дасть перевагу великомасштабного виробництва, а отже, нижчих цін. З іншого боку, вхідна напруга стане низькою, вимагаючи необхідності одержання високої вихідної напруги, що може знизити загальну ефективність.

					171.6321M.KP.ПЗ.Р1	Арк.
						40
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

1.4 Топології перетворювачів

Перетворювачі для всіх конфігурацій панелей, представлених у 1.3, базуються на однакових базових топологіях. У [7] представлена схема основних топологій фотоелектричного перетворювача, це показано на рисунку 1.6

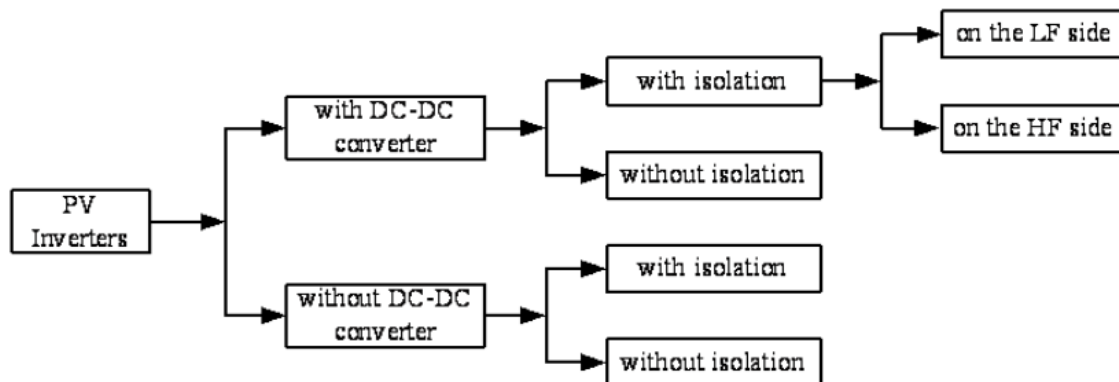


Рисунок 1.6: Топології фотоелектричних перетворювачів [7]

Як видно з рисунку, конвертер може складатися з трьох основних частин. Це перетворювач DC-AC (інвертор), перетворювач DC-DC і трансформатор (гальванічна розв'язка) . Різні частини описані в [6,7,8] і підсумовані в наступних параграфах.

1.4.1 Трансформатор

Трансформатор виконує основні функції в схемі, щоб узгодити напругу та отримати гальванічну розв'язку між фотоелектричними модулями та мережею. Існує два основних способи підключення трансформатора: один полягає в тому, щоб встановити його у високочастотний (ВЧ) DC-DC перетворювач струму або використати низькочастотний (НЧ) трансформатор для зв'язку з мережею. Останнього рішення в більш нових перетворювачах часто уникають оскільки воно призводить до збільшення розміру, ваги та ціни. Тому в сучасних перетворювачах спостерігається тенденція до використання ВЧ трансформаторів.

Гальванічна розв'язка часто потрібна для належного заземлення фотоелектричної системи. Це заземлення іноді передбачає підключення негативної клеми фотоелектричної матриці до землі, і в безтрансформаторних системах це може стати проблемою. Особливо в однофазних системах із підключенням до нейтралі до мережі, якщо інвертор уже заземлений на стороні мережі. Гальванічна розв'язка., якщо вона виконана на первинній стороні низької частоти (LF), може також запобігти потраплянню постійного струму в підключену мереж,. Однак цю проблему можна вирішити лише за допомогою вдосконаленого вимірювального обладнання, яке здатне виявляти невеликі постійні струми.

Деякі стандарти вимагають, щоб фотоелектричні модулі були заземлені та перевірені на наявність несправностей, тоді як інші вимагають лише заземлення обладнання (заземлення рам та інших металевих частин) за відсутності гальванічної розв'язки. У стандартах зазвичай немає прямих вимог до гальванічної розв'язки, але часто це єдиний або найпростіший спосіб досягти заземлення системи та/або запобігти інжекції постійного струму. Безтрансформаторні топології також дуже цікаві, оскільки вони можуть запропонувати вищу ефективність і меншу вартість, але необхідно провести додаткові дослідження, щоб мінімізувати струм витоку та забезпечити безпеку та надійність панелей. Якщо використовується трансформатор, питання буде в тому, де його розмістити, у високочастотній (ВЧ) чи низькочастотній (НЧ) частині схеми сторони? НЧ-трансформатор дорожчий, більший і важчий, але конструкція простіше, ніж при використанні ВЧ-трансформатора.

1.4.2 Перетворювач DC-DC

Фотоелектричні перетворювачі з перетворювачем DC-DC називаються двокаскадними, і в цій топології перетворювач DC-DC оброблятиме MPPT (див. розділ 3.1) і виконує деяке підвищення напруги, якщо це необхідно.

					171.6321M.KP.ПЗ.P1	Арк.
						42
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

Більшість структур сучасних фотоелектричних систем мають лише один DC-DC перетворювач, але багатострунні структури мають їх два або більше.

Вихідна потужність перетворювача DC-DC залежатиме від інвертора, який використовується в інтерфейсі мережі. Якщо інвертор керує струмом електромережі за допомогою широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) або релейного гістерезисного режиму, то на виході перетворювача DC-DC можна одержати практично чисту постійну напруга. Інвертор також може перемикається на мережевій частоті, і тоді на виході перетворювача постійного струму може бути струм, модульований, щоб слідувати випрямленій синусоїді, таким чином інвертор розгорне випрямлену синусоїду в повну синусоїду. Відповідно до [6] останнє рішення може забезпечити високу ефективність, якщо номінальна потужність низька, але якщо потужність висока, доцільно працювати з інвертором у режимі ШІМ, і, таким чином, на виході DC-DC перетворювача буде чиста постійна напруга.

Вибір DC-DC перетворювача залежить головним чином від використання ВЧ трансформатора та діапазону посилення. Якщо трансформатор відсутній, можна використовувати знижувальний, підвищувальний, знижувально-підвищувальний варіанти перетворювачів, а якщо використовується ВЧ-трансформатор, можна використовувати прямий, зворотний, двотактний перетворювачі, застосовувати напівмостову, повномостову, або інші варіанти схеми. Оскільки зазвичай потрібна гальванічна розв'язка, найбільш цікавими є ті типи DC-DC перетворювачів, що мають ВЧ-трансформатор.

Прямий і зворотний перетворювачі зазвичай використовуються для додатків з низькою потужністю (приблизно до 250 Вт для зворотноходових) через низьке використання магнітних компонентів внаслідок односпрямованого намагнічування сердечника. Є способи покращити потужність

					171.6321M.KP.ПЗ.Р1	Арк.
						43
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

можливості обробки цих конвертерів, але це не буде розглянуто тут. Таким чином, ці топології найкраще підходять для невеликих перетворювачів змінного струму або інших конструкцій з низьким енергоспоживанням.

Для застосувань із середньою потужністю краще використовувати перетворювачі з двонаправленим намагнічуванням сердечника, оскільки вони краще використовують магнітні компоненти. Прикладами останніх є двотактні, напівмостові та повномостові перетворювачі. У [7] розглядалися три різні топології з двонаправленим збудженням трансформатора з «максимальним ККД» як критерієм оптимізації. Ці топології зазвичай використовуються для застосувань із потужністю 750 Вт або більше, відповідно існують три основних схемних рішення, показані на рисунку 1.7:

- Повномостовий (FB) ізольований підвищувальний DC-DC перетворювач з трансформаторною розв'язкою;
- Одноіндукторний підвищувальний двотактний перетворювач (SIC);
- Двухіндукторний підвищувальний двотактний перетворювач (DIC).

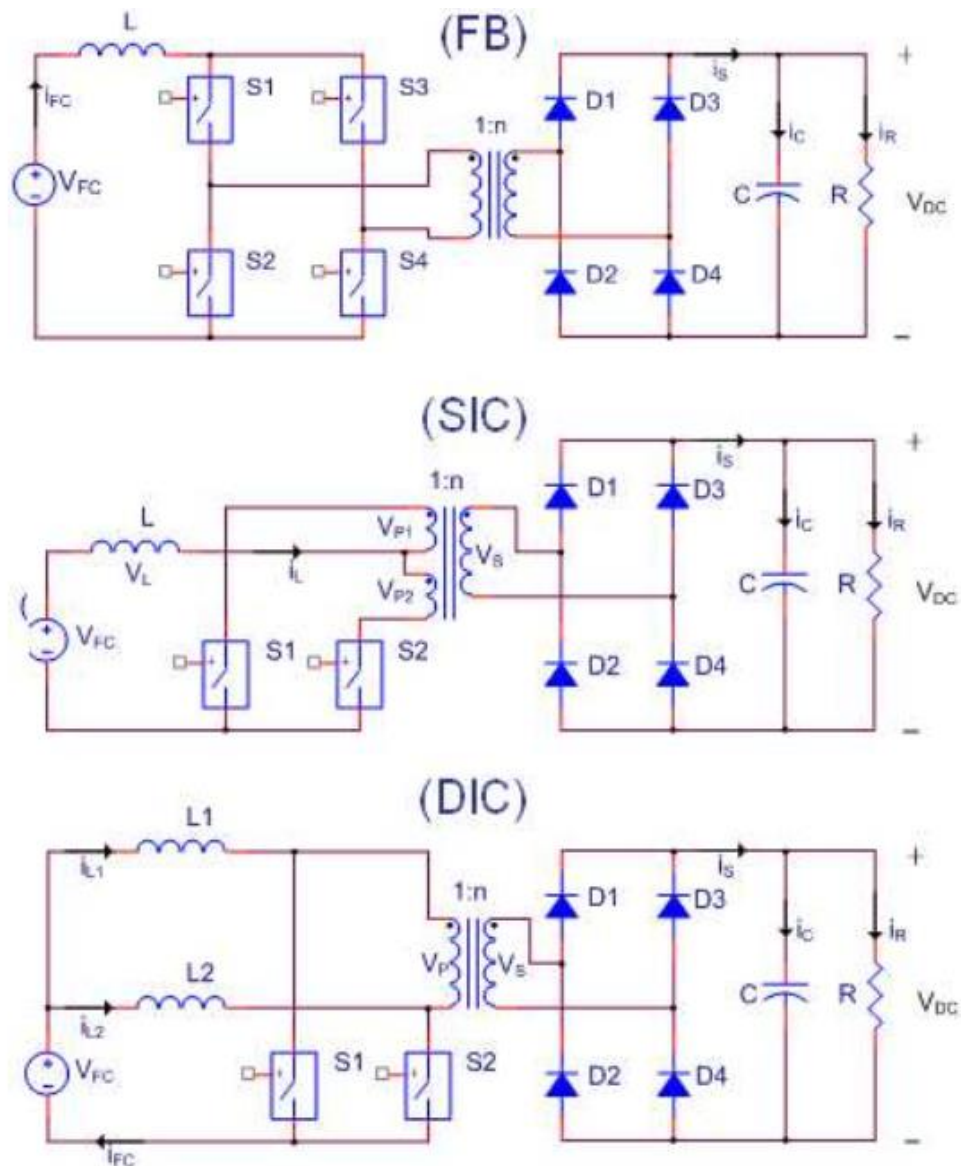


Рисунок 1.7: Повномостовий ізольований підвищувальний перетворювач (FB); одноіндукторний підвищувальний двотактний перетворювач (SIC) і двоіндукторний підвищувальний двотактний перетворювач (DIC) [7].

Результати порівняння наведені в таблицях, представлених нижче

Таблиця 1.5 - Порівняння перетворювачів постійного струму[7]

Параметр	FB	SIC	DIC
Кількість двоопераційних ключів	4	2	2
Кількість підсилювальних індукторів	1	1	2
Трансформатор	1 первинна обмотка	2 первинні обмотки	1 первинна обмотка
Пікова напруга перемикача	V_{DC}/n	$2 * V_{DC}/n$	V_{DC}/n
Перемикач середньоквадратичного значення струму			
Підсилення струму індуктивності	I_{FC}	I_{FC}	$I_{FC} / 2$
Індуктор струм Частота пульсацій	$2fS$	$2fS$	π
Піковий вольт-ампер трансформатора	$(V_{DC}/n) * I_{FC}$	$(V_{DC}/n) * I_{FC}$	$(V_{DC}/n) * I_{FC} / 2$
Шпаруватість	0.69	0.69	0.38

Таблиця 1.6 - Порівняння втрат в DC-DC перетворювачах [7] по відношенню до FB

Типи втрат	FB	SIC	DIC
Psw, перемикач	1	~1	~0,5
Pc, випр.	1	~0,5	~0,61
P мід. трансф.	1	~1	~0,5
P серд. трансф.	1	~1	~1
P мід. індукт.	1	~1	~0,64
P серд. індукт.	1	~1	~2,65

Порівняння дозволяє зробити висновок, що повномостовий ізолюваний підвищувальний перетворювач постійного струму має перевагу, оскільки він використовує ту саму потужність, що й мережевий інвертор (перевірена технологія), і він більше підходить для додатків із вищою вхідною напругою. Тоді як двотактні DC-DC перетворювачі більше підходять для застосувань із низькою вхідною напругою, а топологія з подвійним індуктором дає лише трохи вищу ефективність, ніж топологія з одним індуктором

Повномостовий ізолюваний підвищуючий DC-DC перетворювач постійного струму також називають повномостовим перетворювачем із живленням струмом. У [26] його порівнюють із повномостовим перетворювачем із живленням напругою, який базується на тому ж перетворювачі, але з іншою вхідним джерелом. Перетворювач, що живиться струмом, має індуктивність на вході і, отже, має підвищувальну характеристику, тоді як напруга, що живиться, не має індуктора і, отже, має знижувальну характеристику. У згаданій роботі вони порівнюються між собою щодо їх придатності для використання з паливними елементами, але результати також цікаві і для фотоелектричних систем. У [26] зроблено

висновок, що струм перетворювача з живленням від джерела струму має на 1-2% більший ККД порівняно з перетворювачем, що живиться напругою, що пов'язано з меншими втратами у напівпровідникових ключах. Також показано, що у перетворювачі з живленням напругою, індуктивність розсіювання трансформатора має великий вплив на розміри перетворювача та обмежує максимальне співвідношення вихідної та вхідної напруги або робочу частоту перетворювача. Це не є проблемою для перетворювача з живленням від джерела струму, але для цього знадобиться схема обмеження для енергії, що запасається в індуктивності розсіювання трансформатора.

1.4.3 DC -AC інвертор .

Перетворювач постійного струму в змінний струм є найбільш фундаментальною частиною фотоелектричного перетворювача і може бути одно- або трифазним. Однофазний перетворювач - найпоширеніше рішення для малих побутових навантажень приблизно до 5-6 кВт, але використання трифазного перетворювача має деякі переваги. По-перше, потужність розподілятиметься рівномірно між усіма трьома фазами, і, на відміну від однофазних інверторів, трифазний інвертор за умов збалансованого навантаження матиме постійну миттєву потужність навантаження (див. рис. 1.8).

					171.6321M.KP.ПЗ.Р1	Арк.
						48
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

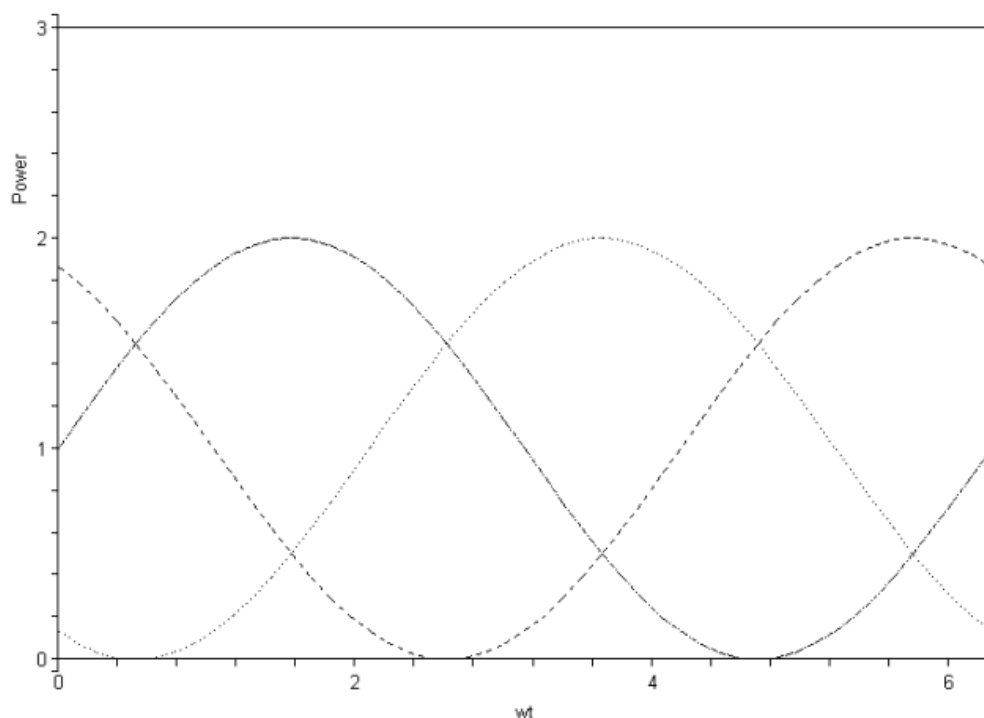


Рисунок 1.8: Миттєва потужність у фазах трифазного інвертора і суми цих потужностей у вигляді суцільної лінії

Останнє усуває потребу в ємнісних накопичувальних елементах за умови збалансованих фазних навантажень, але можуть знадобитися спеціальні методи керування, які слід застосовувати за умов незбалансованих навантажень. Інвертори, які використовуються для мережевого інтерфейсу фотоелектричних панелей, зазвичай є інверторами джерела напруги (VSI), але також використовуються інвертори джерел струму (CSI). Оскільки фотоелектричні модулі є джерелами струму, при використанні VSI потрібно додати вхідний паралельний конденсатор і одержати таким чином вхідне джерело напруги.

Дана робота базується на найбільш часто використовуваній топології є повномостового інвертора напруги VSI (дворівневого), але також можна використовувати більш просунуті багаторівневі інвертори. Деякі з найпоширеніших описано в [9], як-от багаторівневі інвертори з діодною фіксацією нульової точки та з пілотним керуванням нульовою точкою, з каскадним Н-мостом. Також можна використовувати лінійний

комутований інвертор, але він дає погані результати : низькі коефіцієнт потужності та незадовільну якість електроенергії і використовується нечасто.

Використовуючи повномостовий трифазний VSI, як показано на малюнку 1.9, можна створити майже синусоїдальний струм, а гармонічні спотворення можуть бути нижчими, ніж у випадку використання інвертора струму з мережевою комутацією.

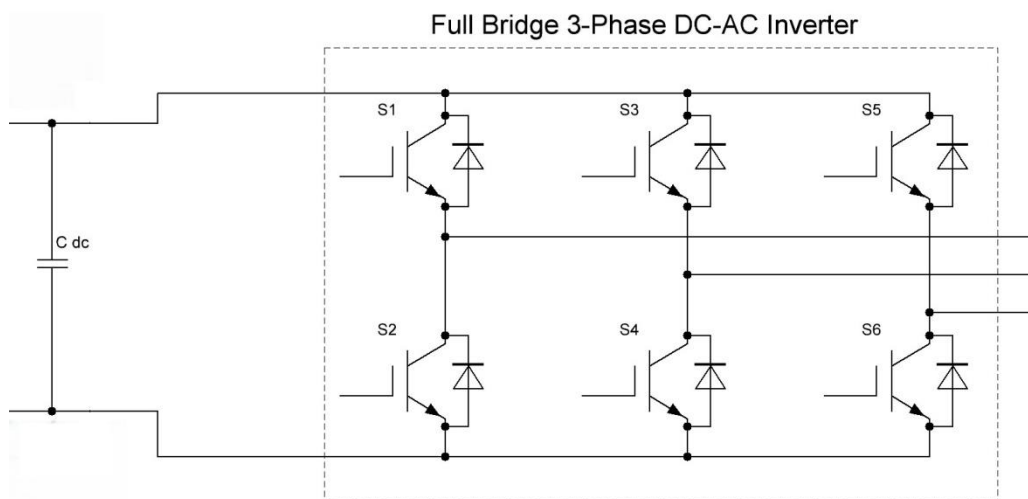


Рисунок 1.9: Трифазна повномостова схема інвертора напруги (VSI)

Рівень гармонічних спотворень залежить від частоти перемикання та використовуваного методу широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) (див. розділ 3.3.2).

Використовуючи багаторівневий інвертор, можна досягти таких переваг, як покращена якість електроенергії та електромагнітна сумісність (ЕМС), менші втрати при перемиканні та більш висока напруга. Основними недоліками цієї методики є те, що для систем з низькою напругою потрібна більша кількість двоопераційних напівпровідникових ключів, а невеликі кроки напруги повинні подаватись на стороні постійного струму за допомогою батареї конденсаторних ділянок напруги або кількох фотоелектричних модулів, налаштованих для створення кроків напруги. Багаторівневі

інвертори найчастіше використовуються у великих фотоелектричних системах, і це область численних досліджень.

1.5 Топології мережевих фільтрів

Подача електроенергії від фотоелектричної системи до мережі зазвичай здійснюється через VSI. Гармоніки у вихідній напрузі інвертора зазвичай послаблюються підключенням фільтра між VSI та мережею, щоб відповідати вимогам енергокомпанії до якості електроенергії.

Покращення експорту реактивної потужності в мережу також обмежується параметром фільтра. У цьому розділі розглянуто найпоширеніші фільтри, які використовуються для цієї мети.

1.5.1 L-фільтр

Ступінь послаблення гармонійного вмісту залежить від використовуваного фільтра. Фільтр першого порядку, що складається з однієї індуктивності послідовно з мережею, є найбільш часто використовуваним фільтром. Це пояснюється тим, що такий фільтр легко зробити, і він не має проблем з резонансом, як у фільтрів вищого порядку. Основним недоліком цього фільтра є розмір котушки індуктивності, необхідний для досягнення прийняттого послаблення гармонік струму. Таким чином, із загасанням 20 дБ на декаду в усьому діапазоні частот, цей фільтр є найбільш ефективним при використанні перетворювачами з високочастотною ШІМ.

1.5.2 LC і LCL-фільтр

Фільтри вищого порядку, що складаються з комбінацій котушок індуктивності та конденсаторів, можуть забезпечити краще послаблення гармонік, але вони також ускладнюють конструкцію. Найпоширенішими фільтрами вищого порядку є LC-фільтр другого порядку та LCL-фільтр третього порядку. У мережевих системах LC-фільтр використовується рідко,

					171.6321M.KP.ПЗ.Р1	Арк.
						51
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

оскільки резонансна частота фільтра змінюватиметься залежно від значення індуктивності мережі. Замість цього за допомогою правильно розробленого LCL-фільтра ця проблема зменшується, оскільки резонансна частота в основному залежить від компонентів фільтра. Фільтр LCL також забезпечить краще послаблення, ніж фільтр LC за такого самого розміру.

Динамічне керування інвертором складніше при використанні фільтра LCL порівняно з використанням простого фільтра L. LCL фільтр вводить в частотну характеристику опору системи ще два полюси та ще два нулі порівняно з простими L фільтром. Тому слід бути обережним при проектуванні контролера, тому що додаткові полюси та нулі можуть зробити систему нестабільною, якщо не буде введено належне демпфування.

Демпфування

Демпфування резонансу фільтра LCL може бути або активним за допомогою перетворювача, або пасивним за допомогою таких елементів, як резистори, конденсатори та котушки індуктивності. Було запропоновано декілька різних методів пасивного демпфування [10], від простого резистора, з'єднаного послідовно з конденсатором, до більш складних схем, включаючи резистори, конденсатори та котушки індуктивності, з'єднані послідовно або паралельно з конденсатором. Коли резистор введено в схему, втрати дещо зростуть, наскільки це залежить від конфігурації. Також слід пам'ятати, що деякі конфігурації можуть викликати зрушення резонансної частоти, а також зменшення затухання на високих частотах порівняно з недемпфованим фільтром LCL.

У літературі було запропоновано декілька різних підходів до активного демпфування. Ці методи часто вимагають вимірювання напруги та/або струму конденсатора, але

також використовувалися інші методи з використанням розрахункових значень. Використання активного демпфування усуває втрати, пов'язані з

					171.6321M.KP.ПЗ.Р1	Арк.
						52
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

пасивним демпфуванням, але збільшує складність керування та може спричинити інші проблеми, якщо його неправильно спроектувати.

На рисунку нижче показано фільтр LCL із простим пасивним демпфуючим резистором, з'єднаним послідовно з конденсатором фільтра.

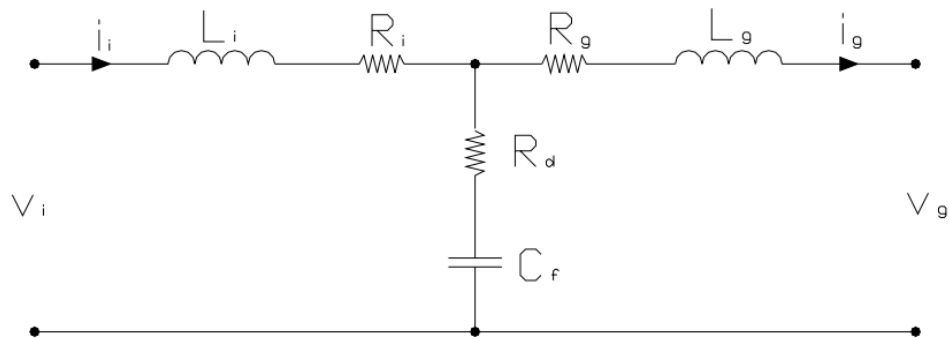


Рисунок 1.10: Модель фільтра LCL із резистивним демпфуванням опорів індуктора

1.6 Тимчасове зберігання

У деяких застосуваннях тимчасове зберігання виробленої енергії може знадобитися з кількох причин. Якщо систему під'єднано до слабкої мережі, додаткова потужність може бути корисною для стабілізації мережі під час коротких періодів високого енергоспоживання та для збільшення можливостей короткого замикання мережі. Тимчасове сховище може також використовуватися як джерело безперебійного живлення (ДБЖ), де частина навантаження буде забезпечуватися фотоелектричною системою, якщо мережу буде відключено. Існує також випадок, коли фотоелектрична система працює як автономна система, але тут це не цікаво. Існує кілька різних технологій для зберігання виробленої енергії, але для систем, підключених до мережі, найпоширенішим є певний вид акумуляторних накопичувачів.

Висновки до розділу

1. В даному розділі було проведено огляд фотоелектричних систем відновлюваної енергетики , наведено їх класифікацію за способом підключення до мережі.

1. Виконано аналіз різних конфігурацій та топологій побудови комплексів сонячних панелей та перетворювачів

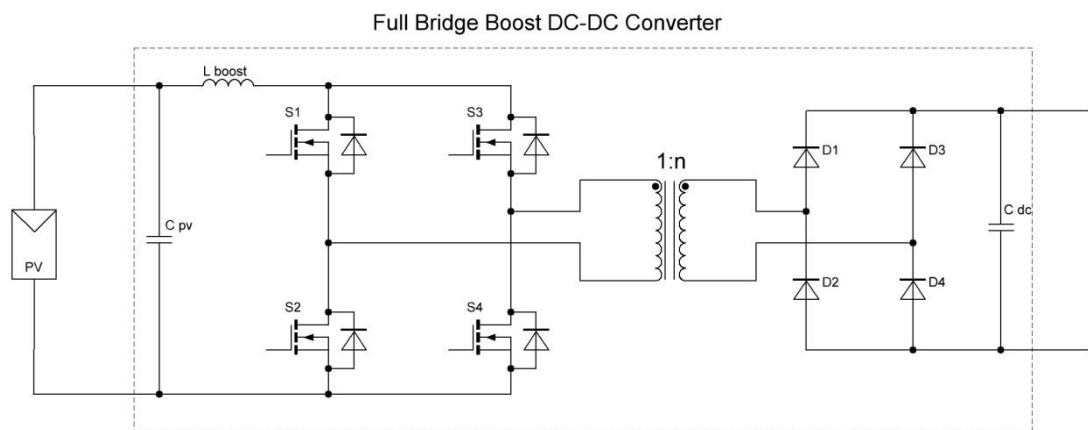
					171.6321М.КР.ПЗ.Р1	Арк.
						54
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

					171.6321М.КР.ПЗ.Р2			
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата	Аналіз і розрахунок елементів перетворювальної системи	Літ.	Арк.	Аркуші
Розробник		Поповенко П. Ю.						
Консультант							55	
Н. контр.		Добрінова Л. П.				НУК імені адмірала Макарова		
Керівник		Жук О. К.						
Зав. каф.		Рябенський В. М.						

РОЗДІЛ 2 АНАЛІЗ І РОЗРАХУНОК ЕЛЕМЕНТІВ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ

2.1 Аналіз DC-DC перетворювача

У цьому розділі виконано аналіз та розрахунки та моделі на основі DC-DC перетворювача, показаного на рисунку 2.1. Цей тип перетворювача називається ізольованим повномостовим перетворювачем підвищувального типу з проміжним ВЧ трансформатором.



Рисенок 2.1 Повномостовий ізольований DC-DC перетворювач
підвищувального типу

2.1.1 Аналіз стаціонарного стану

Діаграма комутації для керованих ключів DC-DC перетворювача показана на рисунку 2.2.

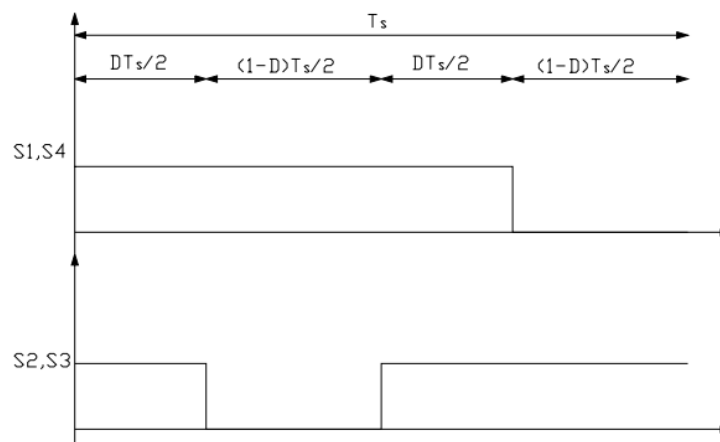


Рисунок 2.2 Діаграма комутації для керованих ключів DC-DC перетворювача

З цієї схемою перемикання напруга на первинній стороні трансформатора $V_p(t)$, а також струм індуктора $I_L(t)$ і напруга $V_L(t)$ протягом одного періоду показані на рисунку нижче.

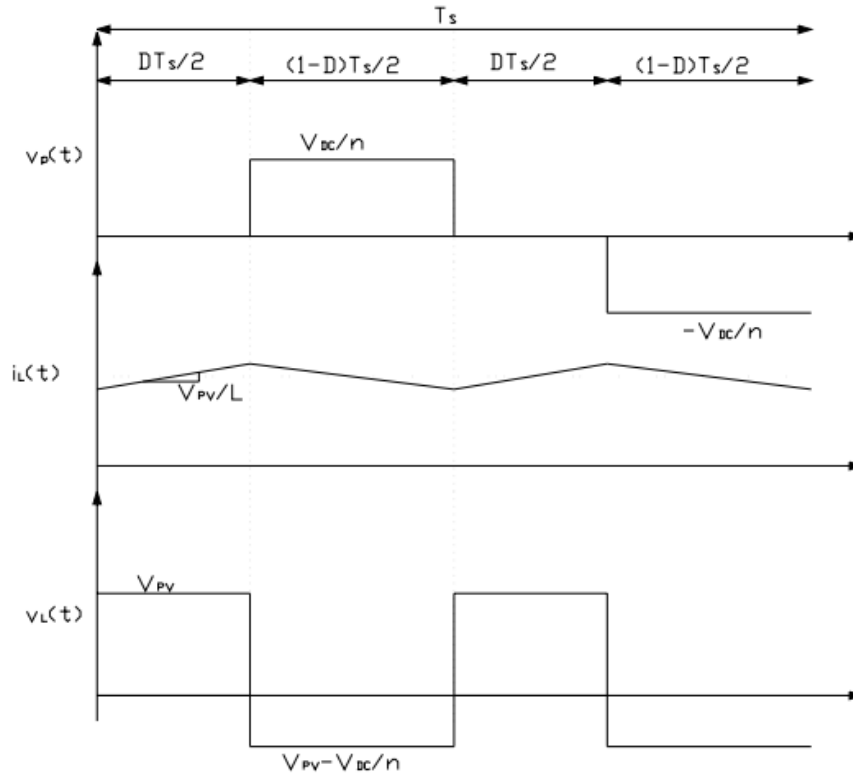


Рисунок 2.3: Напруга на первинній стороні ВЧ-трансформатора, струм і напруга індуктора.

З рисунка 2.3 видно, що частота пульсацій індуктора становить

$$f_L = 2f_s = \frac{2}{T_s} \quad (2.1)$$

2.1.1.1 Напруга ланцюга постійного струму

Для інтервалу $\frac{DT_s}{2} \leq t \leq \frac{T_s}{2}$ баланс напруг становить:

$$v_{pv}(t) + v_L(t) = \frac{v_{dc}(t)}{n} \Rightarrow V_{pv} + V_L = \frac{V_{dc}}{n} \quad (2.2)$$

Середнє значення напруги на індукторі за період повинно дорівнювати нулю, тобто

$$\begin{aligned} V_{PV} \frac{DT_s}{2} &= V_L \frac{(1-D)T_s}{2} \\ V_L &= V_{PV} \frac{D}{1-D} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Вираз (2.3), вставлений у (2.2), дає постійну складову напруги на виході DC-DC перетворювача

$$\begin{aligned} V_L &= V_{PV} \frac{D}{1-D} \\ V_{DC} &= n \left(V_{PV} + V_{PV} \frac{D}{1-D} \right) = n \left(V_{PV} \frac{1-D}{1-D} + V_{PV} \frac{D}{1-D} \right) = V_{PV} \frac{n}{1-D} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Розв'язання для шпаруватості як функції вихідної та вхідної напруги

$$D = 1 - \frac{V_{PV} \cdot n}{V_{DC}} \quad (2.5)$$

2.1.1.2 Струм ланцюга постійного струму

Розв'язання середнього значення струму ланцюга постійного струму як функції фотоелектричного струму та робочого циклу

$$\begin{aligned} I_{DC} &= \frac{2}{nT_s} \int_{\frac{DT_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} I_L dt = \frac{2}{nT_s} \int_{\frac{DT_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} I_{PV} dt \\ &= \frac{2}{nT_s} \left(I_{PV} \frac{T_s}{2} - I_{PV} \frac{DT_s}{2} \right) = I_{PV} \frac{1}{n} - I_{PV} \frac{D}{n} \\ &= I_{PV} \frac{(1-D)}{n} \end{aligned} \quad (2.6)$$

2.1.1.3 Пульсації струму індуктора

Амплітуда пульсацій струму індуктора в стаціонарному стані одержуємо за допомогою рівняння напруги на індуктивності

					171.6321M.KP.ПЗ.P2	Арк.
						58
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

$$\begin{aligned}
v_L(t) &= L_{\text{boost}} \frac{di_L(t)}{dt} \\
\Delta V_L &= L_{\text{boost}} \frac{\Delta I_{L_PP}}{\Delta t} \\
\Delta I_{L_PP} &= \frac{1}{L_{\text{boost}}} \Delta V_L \cdot \Delta t = V_{PV} \frac{D}{2L_{\text{boost}}} T_s = V_{PV} \frac{V_{DC} - V_{PV} \cdot n}{2L_{\text{boost}} V_{DC}} T_s \\
\Delta I_L &= \frac{\Delta I_{L_PP}}{2} = V_{PV} \frac{V_{DC} - V_{PV} \cdot n}{4L_{\text{boost}} V_{DC}} T_s
\end{aligned} \tag{2.7}$$

2.1.1.4 Підвищувальний індуктор

Найбільша індуктивність підвищувального індуктора буде потрібна в режимі, близькому до межі між безперервним і переривчастим режимом провідності, тому, вставивши відповідне значення ΔI_{LV} у рівняння (2.7), знаходимо необхідну індуктивність

$$L_{\text{boost}} = V_{PV} \frac{V_{DC} - V_{PV} \cdot n}{4I_{LB} V_{DC}} T_s \tag{2.8}$$

2.1.1.5 Фотоелектричний конденсатор

Конденсатор PV розраховується на основі припущення, що вся змінна складова струму індуктора буде замикатися через конденсатор. Пульсації струму в конденсаторі визначаються як

$$\begin{aligned}
i_{C_{PV}} &= C_{PV} \frac{dV_{PV}}{dt} \\
\Delta I_{C_{PV}} &= \Delta I_L = C_{PV} \frac{\Delta V_{PV}}{\Delta t}
\end{aligned} \tag{2.9}$$

Маючи вираз (2.7) для пульсацій струму індуктивності, знаходимо через нього ємність конденсатора

$$\begin{aligned}
C_{PV} &= \Delta I_L \cdot \frac{\Delta t}{\Delta V_{PV}} = \Delta I_L \cdot \frac{D I_s}{2 \Delta V_{PV}} \\
&= V_{PV} \frac{\left(1 - \frac{V_{PV} \cdot n}{V_{DC}}\right)}{4L_{\text{boost}}} T_s \cdot \frac{\left(1 - \frac{V_{PV} \cdot n}{V_{DC}}\right)}{2 \Delta V_{PV}} T_s = V_{PV} \frac{\left(1 - \frac{V_{PV} \cdot n}{V_{DC}}\right)^2}{8L_{\text{boost}} \Delta V_{PV}} T_s^2
\end{aligned} \tag{2.10}$$

де ΔV_{PV} допустима пульсація напруги на фотоелектричній стороні у стаціонарному стані.

2.1.1.6 Конденсатор вихідного ланцюга постійного струму DC-DC перетворювача

Якщо припустити, що струм ланцюга постійного струму є постійним, конденсатор має максимальну потужність PV. Конденсатор повинен видавати струм протягом 1-го і 3-го інтервалів, і довжина кожного з них становить

$$\Delta t = \frac{DT_s}{2} \quad (2.11)$$

Пульсації напруги в ланці постійного струму можна визначити за допомогою виразу

$$i_{c_{dc}} = I_{dc} = C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (2.12)$$

З цього ємність конденсатора може бути отриманий як

$$C_{dc} = I_{dc} \frac{\Delta t}{\Delta V_{dc}} = I_{dc} \frac{DT_s}{2\Delta V_{dc}} = I_{dc} \frac{\left(1 - \frac{V_{PV} \cdot n}{V_{dc}}\right) T_s}{2\Delta V_{dc}} = \frac{I_{dc} (V_{dc} - V_{PV} \cdot n) T_s}{V_{dc} 2\Delta V_{dc}} \quad (2.13)$$

де ΔV_{dc} допустима пульсація напруги в ланці постійного струму під час сталого стану.

2.1.1.7 Межа режиму безперервної та провідності

Мінімальний граничний струм індуктора:

$$I_{LB} = \Delta I_{L_limit} = \left(V_{PV} \frac{V_{dc} - V_{PV} \cdot n}{4L_{boost} V_{dc}} T_s \right)_{limit} \quad (2.14)$$

Граничний струм ланцюга постійного струму знаходимо шляхом застосування (2.6):

$$I_{DCB} = I_{LB} \cdot \frac{(1-D)}{n} \quad (2.15)$$

					171.6321M.KP.ПЗ.P2	Арк.
						60
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

2.1.1.8 Максимальна напруга блокування перемикачів

На першому і третьому інтервалі напруга на всіх ключах дорівнює нулю, на другому – напруга на вимикачах:

$$\begin{aligned} V_{S1} &= V_{S4} = 0V \\ V_{S2} &= V_{S3} = \frac{V_{DC}}{n} \end{aligned} \quad (2.16)$$

і під час четвертого інтервалу:

$$\begin{aligned} V_{S2} &= V_{S3} = 0V \\ V_{S1} &= V_{S4} = \frac{V_{DC}}{n} \end{aligned} \quad (2.17)$$

Тому максимальна напруга блокування на перемикачах становить:

$$V_{S_max} = \frac{V_{DC}}{n} = V_{PV} \frac{1}{1-D} \quad (2.18)$$

2.1.1.9 Максимальна зворотна напруга блокування діодів

При зворотному зміщенні максимальна напруга на одному діоді є вторинною напругою трансформатора, що дорівнює напрузі постійного струму

$$V_{D_max} = V_{DC} \quad (2.19)$$

2.1.1.10 Номінальний струм перемикачів

Максимальний середній струм через один перемикач:

$$I_{S_MAX} = \frac{I_{PV}}{2} \quad (2.20)$$

Максимальний піковий струм через один перемикач

$$I_{S_P_MAX} = I_{PV_MAX} + \Delta I_{L_MAX} = I_{PV_MAX} + \left(V_{PV} \frac{V_{DC} - V_{PV} \cdot n}{4L_{boost} V_{DC}} T \right)_{MAX} \quad (2.21)$$

2.1.1.11 Номінальний струм діодів

Максимальний середній струм через один діод

$$I_{D_MAX} = \frac{I_{DC}}{2} = I_{PV_MAX} \frac{(1-D)}{2n} \quad (2.22)$$

Максимальний піковий струм через один діод:

$$I_{D_P_MAX} = \frac{1}{n} (I_{PV_MAX} + \Delta I_{L_MAX}) = \frac{1}{n} \left(I_{PV_MAX} + \left(V_{PV} \frac{V_{DC} - V_{PV} \cdot n}{4L_{boost} V_{DC}} T \right)_{MAX} \right) \quad (2.23)$$

2.1.1.12 Коефіцієнт обмотки трансформатора

На основі рівняння (1.4) можна знайти коефіцієнт обмотки трансформатора

$$n = \frac{V_{DC}}{V_{PV_min}} (1 - D_{max}) = \frac{V_{DC}}{V_P} \quad (2.24)$$

2.2 Номінальні характеристики фотоелектричної системи

Необхідно використовувати багаторядкову схему системи із повномостовими підвищувачами DC—DC перетворювачами на вході та трифазним повномостовим інвертором на виході. Розміри перетворювачів будуть відповідати для використання у фотоелектричній системі НУК, і система повинна мати можливість підключення до мережі 400 В. Кожен рядок (струна) струна матиме власний повномостовий підвищувальний перетворювач, тому перетворювач DC-DC буде розрахований лише на одну струну. Спільний вихідний перетворювач DC-AC – трифазний мостовий інвертор (АІН з ШІМ) повинен мати такі розміри, щоб витримувати потужність, що подається від усіх струн до мережі.

2.2.1 Опис сонячних панелей в НУК

Сонячні батареї в НУК встановлені на південній стороні даху головного корпусу і займають 192 м². Вони інтегровані в подвійний скляний фасад площею 455 м², встановлений на зовнішній стороні існуючої обшивки

					171.6321М.КР.ПЗ.Р2	Арк.
						62
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

будівель. Планується використання сонячних модулів виробництва BP Solar, і модулі складаються з серії з 60 або 90 монокристалічних силіконових елементів від Saturn Technology. Ці модулі скомпоновані в рядки з чотирьох модулів на 90 комірок і одного модуля на 60 комірок із загальною піковою потужністю 14,56 кВт

Електричні дані для одного рядка фотоелектричних модулів

Напруга холостого ходу V_{OC_STC}	300В
Струм короткого замикання I_{SC_STC}	5А
Максимальна потужність P_{MAX_STC}	910W
Напруга при максимальній потужності V_{MAX_STC}	210В
Струм при максимальній потужності I_{MAX_STC}	4,3А

Усі дані наведено за STC (стандартні умови випробування), з освітленістю 1 кВт/м², масою повітря (AM) 1,5, а температура камери 25°C.

2.2.2 Перетворювач DC-DC

У цьому розділі буде наведено оцінку перетворювача постійного струму в постійний струм і більшість розрахунків зроблено тут базуються на рівняннях з теорії енегетичної електроніки

2.2.2.1 Напівпрвідниковий комутатор

Схема комутатора цього перетворювача на рисунку 2.4. Для зменшення розміру і ваги магнітних компонентів використовуватиметься висока частота перемикання, отже природним буде вибір силових ключів на основі MOSFET.

					171.6321M.KP.ПЗ.Р2	Арк.
						63
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

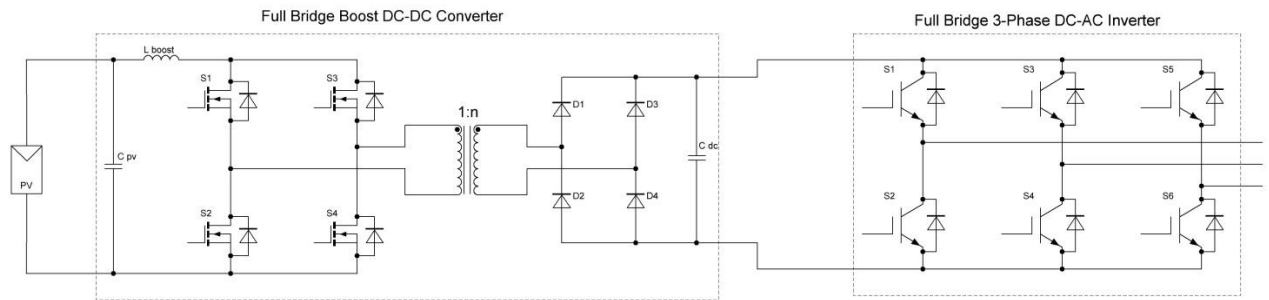


Рисунок 2.4 Силова схема повномостового ізольованого DC-DC перетворювача підвищувального типу

2.2.2.2 Номінальна напруга

Інвертор буде підключено до трифазної мережі 400 В, і це буде номінальна вихідна напруга повномостового інвертора, тобто $V_{LL} = 400$ В. На основі цього можна розрахувати необхідну напругу ланцюга постійного струму. Щоб досягти максимальної вихідної напруги без перемодуляції, інвертор повинен працювати приблизно з одиничним коефіцієнтом модуляції, тобто $m_a = 1$. Коли коефіцієнт модуляції відомий, напруга ланцюга постійного струму може бути розрахована на основі максимальної напруги з просторовою векторною модуляцією, поданий у рівнянні (4.9) у магістерській роботі.

$$V_{DC} = \sqrt{2}V_{LL} = \sqrt{2} \cdot 400 = 565V \quad (2.25)$$

Це мінімальна напруга в ланцюзі постійного струму, але оскільки буде падіння напруги на вихідному фільтрі LCL, ця напруга має досягати 600 В. На основі напруги ланцюга постійного струму та напруги фотоелектричної панелі можна визначити коефіцієнт обмотки трансформатора та перетворювача постійного струму. Вхідна напруга є функцією температури, і діапазон вхідної напруги однієї струни можна розрахувати за допомогою рівняння (2.1) з магістерської роботи. Якщо припустити, що температура комірок може змінюватися від $-30^{\circ}C$ до $60^{\circ}C$, а кількість комірок у послідовному рядку становить $n_s = 1 \cdot 60 + 4 \cdot 90 = 420$, діапазон напруги холостого ходу становить:

$$\begin{aligned}
 V_{OC_max} &= -2.3 \cdot 10^{-3} \cdot n_c \cdot (T_{min} - T_{STC}) + V_{OC_STC} \\
 &= -2.3 \cdot 10^{-3} \cdot 420 \cdot (-30 - 25) + 300 \\
 &= 353V
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_{OC_min} &= -2.3 \cdot 10^{-3} \cdot n_c \cdot (T_{max} - T_{STC}) + V_{OC_STC} \\
 &= -2.3 \cdot 10^{-3} \cdot 420 \cdot (60 - 25) + 300 \\
 &= 266V
 \end{aligned}
 \tag{2.26}$$

Це максимальна та мінімальна напруги при холостого ході, і перетворювач повинен витримувати максимальну напругу холостого ходу, навіть якщо це не є нормальною робочою напругою при MPP. Таким чином, максимальна робоча напруга перетворювача DC-DC стає:

$$V_{PV_max} = V_{OC_max} = 353V \tag{2.27}$$

Оскільки перетворювач працюватиме при напрузі MPP, яка нижча за напругу холостого ходу, мінімальна напруга, яку повинен витримувати перетворювач постійного струму, буде нижчою, ніж V_{OC_min} . Знайшовши напругу MPP при максимальній температурі та напрузі 10 % нижче цього значення дасть наближення до найнижчої допустимої робочої напруги. Тоді мінімальна робоча напруга перетворювача DC-DC становить:

$$V_{PV_min} = \frac{V_{MAX_STC}}{V_{OC_STC}} \cdot V_{OC_MIN} \cdot 0.9 = \frac{210}{300} \cdot 266 \cdot 0.9 = 168V \tag{2.28}$$

Якщо напруга буде вище або нижче цих значень, перетворювач повинен припинити живлення ланцюга постійного струму.

2.2.2.3 Номінальний струм

Оскільки перетворювач працюватиме в режимі безперервної провідності (continuous conduction mode - CCM), необхідно встановити нижню межу струму, яка також стане межею між режимом безперервної та переривчастої провідності (discontinuous conduction mode - DCM). Бажано мати великий робочий діапазон перетворювача, і, отже, низьку межу, але в той же час бажано, щоб підвищувальний індуктор був якомога меншим і, таким

чином, маємо підвищену межу. Тому використовується обмеження мінімального вхідного струму в 10% від I_{sc} , а максимальний вхідний струм дорівнює струму короткого замикання фотоелектричних панелей I_{sc} .

$$0.5A \leq I_{PV} \leq 5.0A \quad (2.29)$$

Нижня межа дорівнює межі між режимами CCM і DCM струму бустерного індуктора.

2.2.2.4 Коефіцієнт трансформації

Щоб мати можливість використовувати MOSFET у перетворювачі DC-DC, напруга на перемикачах повинна підтримуватися на прийнятному рівні. Найвища напруга на перемикачах буде дорівнювати первинній напрузі трансформатора і, отже, є прямою функцією коефіцієнта трансформації та напруги ланцюга постійного струму. Передбачається, що використовується MOSFET на 500 В, і повинні бути певні запаси безпеки, тому первинна напруга трансформатора ніколи не повинна перевищувати 400 В. Виходячи з цього, коефіцієнт трансформації має вигляд:

$$n = \frac{V_{DC}}{V_p} = \frac{565}{400} = 1.4 \quad (2.30)$$

2.2.2.5 Межі робочого циклу (шпаруватості)

На основі попередніх розрахунків стають межі робочого циклу (шпаруватості)

$$\begin{aligned} D_{\max} &= 1 - \frac{V_{PV_min} \cdot n}{V_{DC}} = 1 - \frac{168 \cdot 1.4}{565} = 0.58 \\ D_{\min} &= 1 - \frac{V_{PV_max} \cdot n}{V_{DC}} = 1 - \frac{353 \cdot 1.4}{600} = 0.17 \end{aligned} \quad (2.31)$$

2.2.2.6 Підвищувальний індуктор

					171.6321M.KP.ПЗ.P2	Арк.
						66
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

Індуктивність підвищувального індуктора визначається мінімальним струмом, який має видавати схема в ССМ, фотоелектричною напругою PV і напругою ланцюга постійного струму. Це показано в рівнянні (2.14), тому індуктивність підсилення стає:

$$L_{boost} = V_{PV} \frac{V_{DC} - V_{PV} \cdot n}{4I_{LB} V_{DC}} T_s \quad (2.32)$$

Як видно з рівняння, єдиною змінною є напруга фотоелектричного модуля PV. На рисунку 2.5 підвищувальна індуктивність показана як функція фотоелектричної напруги.

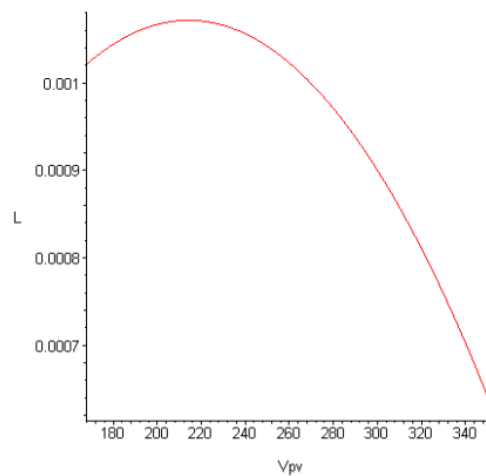


Рисунок 2.5: Підвищувальна індуктивність як функція фотоелектричної напруги

Можна показати, що максимальна індуктивність виникає при:

$$V_{PV_maxL} = \frac{V_{DC}}{2n} \quad (2.33)$$

Вставивши це в рівняння (2.22), необхідна підвищувальна індуктивність буде:

$$L_{boost} = \frac{V_{DC}}{16n \cdot I_{LB}} T_s = \frac{600}{16 \cdot 1.4 \cdot 0.5} \cdot 20 \cdot 10^{-6} = 1.1mH \quad (2.34)$$

2.2.2.7 Фотоелектричний конденсатор

					171.6321M.KP.ПЗ.P2	Арк.
						67
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

Фотоелектричну панель можна розглядати як джерело струму, і, як зазначено в магістерській роботі, її необхідно перетворити на джерело напруги шляхом додавання паралельного конденсатора. У такий спосіб конденсатор справлятиметься з пульсаціями струму від підвищувального індуктора, згладжуватиме струм від фотоелектричної панелі та забезпечить пульсації напруги фотоелектричної панелі на мінімальному рівні. Ємність конденсатора можна знайти, як показано в (2.10)

$$C_{PV} = V_{PV} \frac{\left(1 - \frac{V_{PV} \cdot n}{V_{DC}}\right)^2}{8L_{boost} \Delta V_{PV}} T_s^2 \quad (2.35)$$

При виборі максимальної пульсації напруги 0,1 В на рисунку 2.6 побудовано відповідний графік

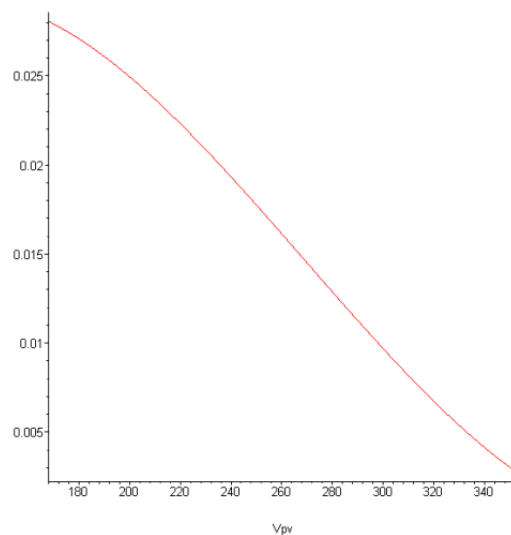


Рисунок 2.6: Ємність фотоелектричного конденсатора як функція фотоелектричної напруги

З графіка видно, що конденсатор має найбільшу ємність при найнижчій вхідній напрузі, і використання рівняння (2.10) дає приблизне значення ємності. Але якщо буде використовуватися електролітичний конденсатор, необхідно також враховувати максимальну пульсацію струму. У додатку (2.4) отримано вираз для пульсації струму

$$\Delta I_L = V_{PV} \frac{V_{DC} - V_{PV} \cdot n}{4L_{boost} V_{DC}} T_s \quad (2.36)$$

Розв'язуючи це рівняння для найвищої пульсації струму, отримуємо максимальну пульсацію 0,50 А із середньоквадратичним значенням 0,29 А.

2.2.2.8 Конденсатор ланцюга постійного струму

Миттєва потужність, що споживається з ланцюга постійного струму, є постійною та дорівнює потужності, що споживається від фотоелектричних панелей. Якщо припустити, що напруга ланцюга постійного струму підтримується постійною, струм, що споживається з ланцюга постійного струму, також є постійним, отже, конденсатор повинен видавати весь струм протягом інтервалів перемикання 1 і 3 (див. Додаток 1.1 для схем перемикання). Виходячи з цього розмір конденсатора в додатку 1.1 виведений як

$$C_{DC} = \frac{I_{DC_MAX}}{V_{DC}} \frac{(V_{DC} - V_{MAX_STD} \cdot n) T_s}{2\Delta V_{DC}} \quad (2.37)$$

При максимальній потужності постійний струм становить 1,6 А, а при встановленні максимальної пульсації напруги 1 В розмір конденсатора стає . Якщо буде використовуватися електролітичний конденсатор, то пульсації струму також повинні бути прийняті до уваги, і в цьому випадку середньоквадратичний струм пульсації дорівнюють максимальному струму ланцюга постійного струму.

2.2.2.9 Проектування схеми мікроконтролерного керування DC-DC перетворювачем.

На основі розрахунків, зроблених у попередніх розділах, був сконструйований перетворювач DC-DC. Для проектування схеми керування використовувався пакет програм OrCad 10.5, де схемотехніка виконана в Capture CIS, а розводка друкованої плати виконана в Layout. Схема схеми

					171.6321M.KP.ПЗ.P2	Арк.
						69
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

показана на рисунку 2.7, а специфікацію компонентів можна знайти в таблиці 2.1

Таблиця 2.1 Список компонентів схеми керування DC-DC перетворювача

Type	Brand	Description	Size	Count
19MT050XF	International Rectifier	Mosfet full bridge	500V	1
IR2113	International Rectifier	High and low side driver	2A	2
8ETH06	International Rectifier	High speed diode	600V, 18ns	4
ETD49/25/16	Ferroxcube	3F3 ferrite core		2
55109A2	Magnetics	Kool mu toroid	77110	1
FA-NR: 607418	Block	Litz wire	0.1mm ²	
LAH 25-NP	LEM	Current transducer	25A	1
NMV0515SAC	Newport Components	Isolated DC-DC converter	1W	4
EETED2G331DA	Panasonic	Electrolyte capacitor	400VDC, 330uF	3
		Tantal condensator	0.1uF, 35V	4
		Tantal condensator	10uF, 16V	2
		Surface mounted resistor	10Ω	

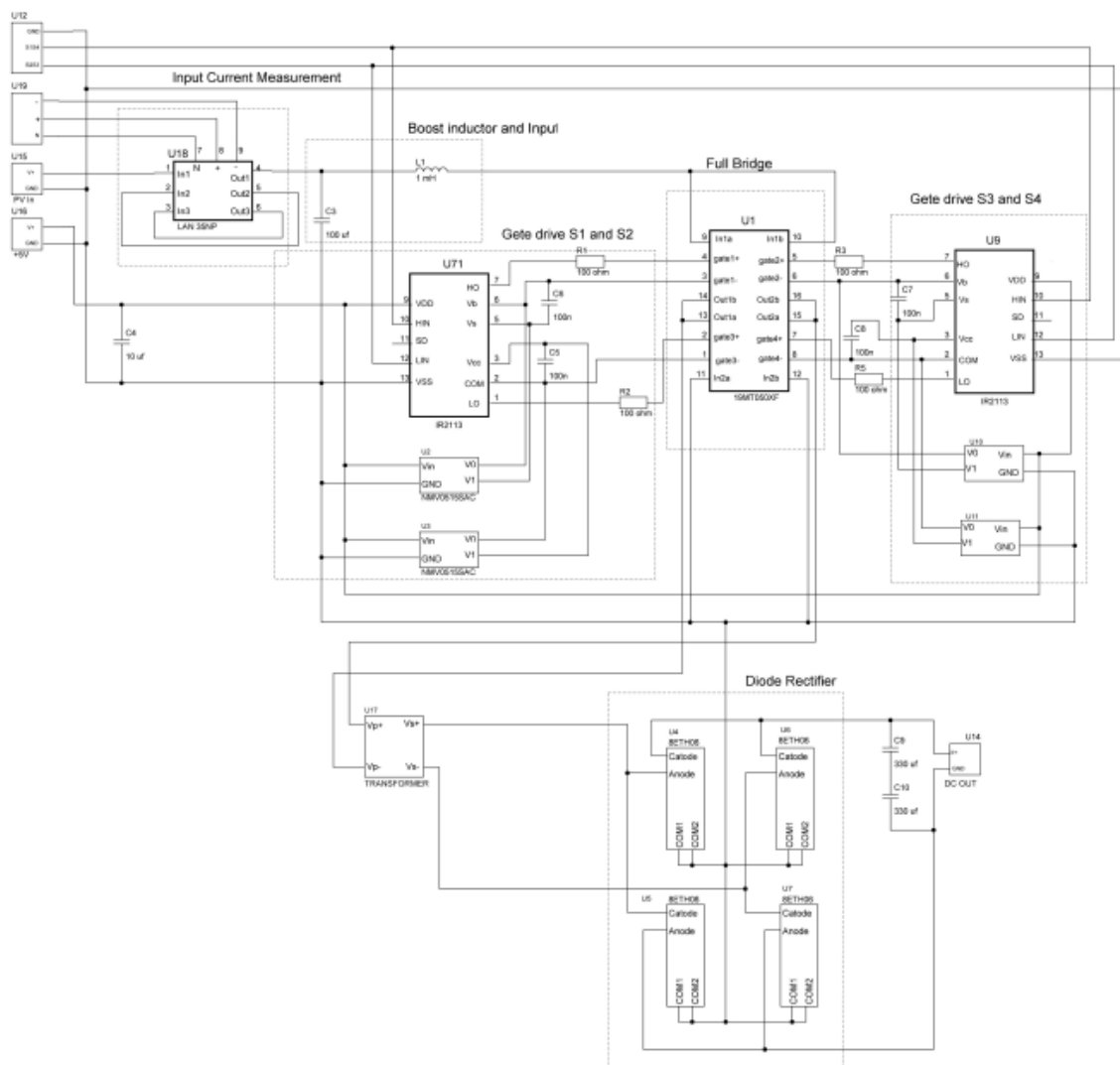


Рисунок 2.7 Принципова схема мікроконтролерного керування DC-DC перетворювача у складі фотоелектричної системи

Використовується друкована плата зі стандартною товщиною мідного шару 35 мкм, а ширина доріжки потужних доріжок становить 5 мм. Відповідно до [21] ширина доріжки 5 мм дає підвищення температури при струмі 7 А.

Підвищувальний індуктор був побудований на тороїді Kool m, а високочастотний трансформатор на феритовому сердечнику 3F3. Розрахунки наведені в п. 2.2.2. а індуктивність розсіювання вбудованого трансформатора наведена в таблиці 2.2 нижче.

Таблиця 2.2 Параметри високочастотного вбудованого трансформатора

Transformer	Leakage Inductance	Resistance
Litz wire - partitioned (S-P-S-P-S)	1.3 μ H	1.4 Ω

2.3 Перетворювач DC-AC (PVM VSI) – автономний інвертор напруги з ШІМ (АІН з ШІМ)

2.3.1 Напівпровідниковий перемикач інвертора

Використовується трифазна повномостова схема PVM VSI. Щоб зменшити вміст нижчих гармонік, буде застосовано високу несучу частоту перемикання, навіть якщо це знижує ефективність інвертора. Це також зменшує розмір ємнісних та індуктивних компонентів, підключених до інвертора, і вимагає більшої швидкодії контролера. реакцію . Використовується несуча частота перемикання 20 кГц.

2.3.2 Технічні характеристики інвертора

Буде використано трифазну повномостову схему PVM VSI на IGBT, яка застосовується як загальний будівельний блок для (АІН з ШІМ). Основні показники інвертора

Потужність 20кВт

Напруга постійного струму: 0-650 В

Частота перемикання 0-25 кГц, 0-100% широтно-імпульсна модуляція

Загальна пікова потужність усіх сонячних панелей становить 14,56 кВт, тому інвертор є завищеним. Тому подальші обчислення інвертора проводитися не будуть.

2.4 Фільтр LCL

Метою при проектуванні LCL-фільтра є зменшення гармонік високого порядку на стороні мережі. Але при розробці фільтра слід проявляти

					171.6321M.KP.ПЗ.P2	Арк.
						72
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

обережність, інакше ослаблення може стати нижчим, ніж необхідно очікується, або навіть може призвести до збільшення спотворень через ефекти коливальних. Гармоніки струму інвертора можуть фактично викликати насичення індукторів фільтра або створювати резонанс фільтра. Тому важливо правильно розробити котушки індуктивності з урахуванням пульсацій струму, а фільтр повинен бути демпфованим, щоб уникнути резонансу. Фільтр LCL із демпферним резистором показаний на рисунку нижче.

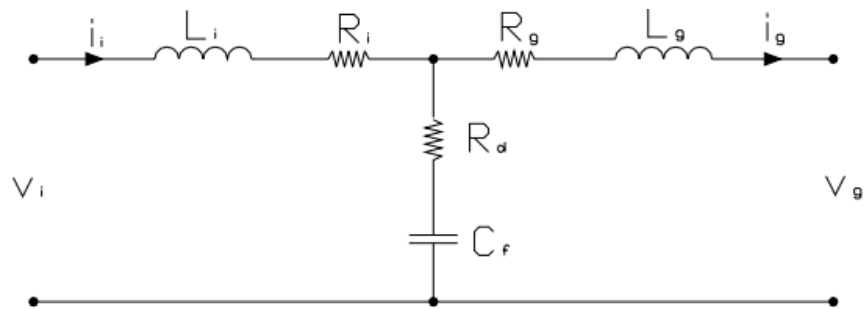


Рисунок 2.4: Фільтр LCL із демпферним резистором

2.4.1 Розрахунок конструкції фільтра

Конструкція базується на деяких міркуваннях, наведених у [19,20], і мета розрахунку полягає в тому, щоб знизити гармоніки струму нижче межі, встановленої стандартами. У [23] показано, що найвища гармонічна напруга виникає при $m_f \pm 2$ при одиничному коефіцієнті модуляції

$$m_f = \frac{f_s}{f_g}$$

Показано, що на цих частотах амплітуда гармонічної напруги становить 0,32 о.е. від основної при використанні синусоїдальної ШІМ. Для просторової векторної модуляції SVM гармоніки стануть іншими, але для того, щоб знайти амплітуду цих гармонічних напруг, слід змодельовати схему ШІМ. Щоб уникнути моделювання схеми SVM, натомість припускається, що гармоніки в цій схемі такі ж, як і при синусоїдальній ШІМ. Це можна

виправдати тим фактом, що гармоніки, створені SVM, нижчі, ніж гармоніки, створені синусоїдальним ШІМ, як зазначено в розділі 2.3.2 магістерської роботи. У таблиці 2.3 магістерської роботи межа гармонічного струму встановлена на рівні 0,3% від основної для гармонік вище 33-ї, тому фільтр повинен бути розроблений для зменшення гармонік навколо частоти перемикавання нижче цієї межі. Оскільки найвища амплітуда гармонік виникає близько до частоти перемикавання, необхідно розрахувати затухання струмів на частоті перемикавання та розробити фільтр відповідно до цього.

Базові значення

Базові напруга, потужність, струм і частота.

$$\begin{aligned} E_n &= V_g = 400V \\ P_n &= P_{MAX_STC} = 910W \\ I_g &= \frac{P_n}{\sqrt{3}V_g} = 1.31A \\ \omega_n &= 2\pi f_g = 2\pi 50 = 314 \text{ rad/s} \end{aligned} \quad (2.38)$$

Базовий імпеданс і базова ємність

$$\begin{aligned} Z_b &= \frac{E_n^2}{P_n} = \frac{400^2}{910} = 176\Omega \\ C_b &= \frac{1}{\omega_n Z_b} = \frac{1}{314 \cdot 176} = 18\mu F \end{aligned} \quad (2.39)$$

Індуктор з інверторного боку

Гармонійний струм на частоті комутації має бути обмежений

$$I_{399} = 0.3\% \cdot I_g = 0.003 \cdot 1.31 = 3.93mA \quad (2.40)$$

Вибір відповідного обмеження для гармонік струму через котушку індуктивності на стороні перетворювача є компромісом між розміром котушки індуктивності, втратами на комутацію та провідність, а також втратами в котушці та сердечнику (з [20]). Вищі межі дають менші втрати на комутацію та провідність, але вимагають більшого індуктора, що призводить до більших втрат у котушці та сердечнику. У цьому випадку

використовується обмеження струму, що у 20 разів перевищує обмеження на виході фільтра, що дає величину індуктивності котушки

$$L_i = \frac{V_{399}}{399 \cdot \omega_n \cdot I_{399}} = \frac{0.32 \cdot 400}{\sqrt{3} \cdot 399 \cdot 314 \cdot 0.0039 \cdot 20} = 4.3 \text{ mH} \quad (2.41)$$

Конденсатор

Максимальна реактивна потужність конденсатора повинна становити 5% від номінальної потужності, це дає максимальний розмір конденсатора ..

$$Q_f = k_{pf} P_{rated} = 3 \omega_g C_f V_{gf}^2$$

$$C_{f_max} = k_{pf} \frac{P_{rated}}{3 \omega_g V_{gf}^2} = 0.05 \frac{910}{3 \cdot 314 \cdot 230^2} = 0.9 \mu\text{F}$$

k_{pf} : percentage reactive power of rated power

V_{gf} : grid phase voltage

(2.42)

Цей розмір $C_f \leq 0.05 C_{base}$ відповідає найбільшій стандартній розмірності конденсатора нижче цього значення становить 0,68 мкФ.

Індуктор з боку мережі

У дворівневому VSI гармоніки струму зосереджені навколо частоти перемикавання та вище, з найвищою гармонікою поблизу частоти перемикавання. Затухання пульсацій на частоті перемикавання від струму інвертора до струму мережі, без урахування демпфіруючого резистора, можна виразити передатньою функцією

$$|H_{igf}(\omega_{sw})| = \frac{|i_g(\omega_{sw})|}{|i_i(\omega_{sw})|} = \frac{z_{LC}^2}{\sqrt{(z_{LC}^2 - \omega_{sw}^2)^2}} = \frac{\frac{1}{L_g C_f}}{\sqrt{\left(\frac{1}{L_g C_f} - \omega_{sw}^2\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{(L_g C_f \omega_{sw}^2 - 1)^2}} = k_s \quad (2.43)$$

Щоб відповідати стандартам, гармоніка струму на частоті комутації має бути зменшений до 5% діючого значення струму на стороні інвертора.

					171.6321M.KP.ПЗ.P2	Арк.
						75
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

$$L_g = \frac{\sqrt{\frac{1}{k_s^2} + 1}}{C_f \omega_{sw}^2} = \frac{\sqrt{\frac{1}{0.05^2} + 1}}{0.68 \cdot 10^{-6} \cdot (2\pi \cdot 19950)^2} = 2mH \quad (2.44)$$

Загальне значення індуктивності

Загальне значення індуктивності має бути менше 0,1 о.е., щоб обмежити падіння напруги змінного струму під час роботи

$$\frac{Z_{L_g}}{Z_b} = \frac{\omega_n (L_i + L_g)}{Z_b} = \frac{2\pi 50 (4.3 + 2) \cdot 10^{-3}}{176} = 0.011 pu \quad (2.45)$$

Резонансна частота

Резонансна частота повинна бути в діапазоні

$$10f_g \leq f_{res} \leq 0.5f_{sw} \Rightarrow 500Hz \leq f_{res} \leq 9975Hz$$

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\omega_{res}^2} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C_f} \left(\frac{1}{L_i} + \frac{1}{L_g} \right)} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{0.68 \cdot 10^{-6}} \left(\frac{1}{4.3 \cdot 10^{-3}} + \frac{1}{2 \cdot 10^{-3}} \right)} = 5224Hz \quad (2.46)$$

Демпфуючий резистор

Великий резистор забезпечує ефективне демпфування, але він також має тенденцію до зменшення загасання та до збільшення втрат на частоті, вище резонансної. При використанні резистора, включеного послідовно з конденсатором, величина опору резистора часто становить одну третину від опору конденсатора на резонансній частоті.

$$X_{cf} = \frac{1}{\omega_{res} C_f} = \frac{1}{2\pi \cdot 6762 \cdot 0.68 \cdot 10^{-6}} = 34.6\Omega$$

$$R_d = \frac{X_{cf}}{3} = \frac{34.6}{3} \approx 10\Omega \quad (2.47)$$

Характеристики фільтра LCL

У таблиці 2.3 наведені технічні характеристики фільтра, а в таблиці 2.5 наведено перелік використаних компонентів та відповідні паспортні параметри.

					171.6321M.KP.ПЗ.P2	Арк.
						76
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

Таблиця 2.4 - Характеристики фільтра LCL

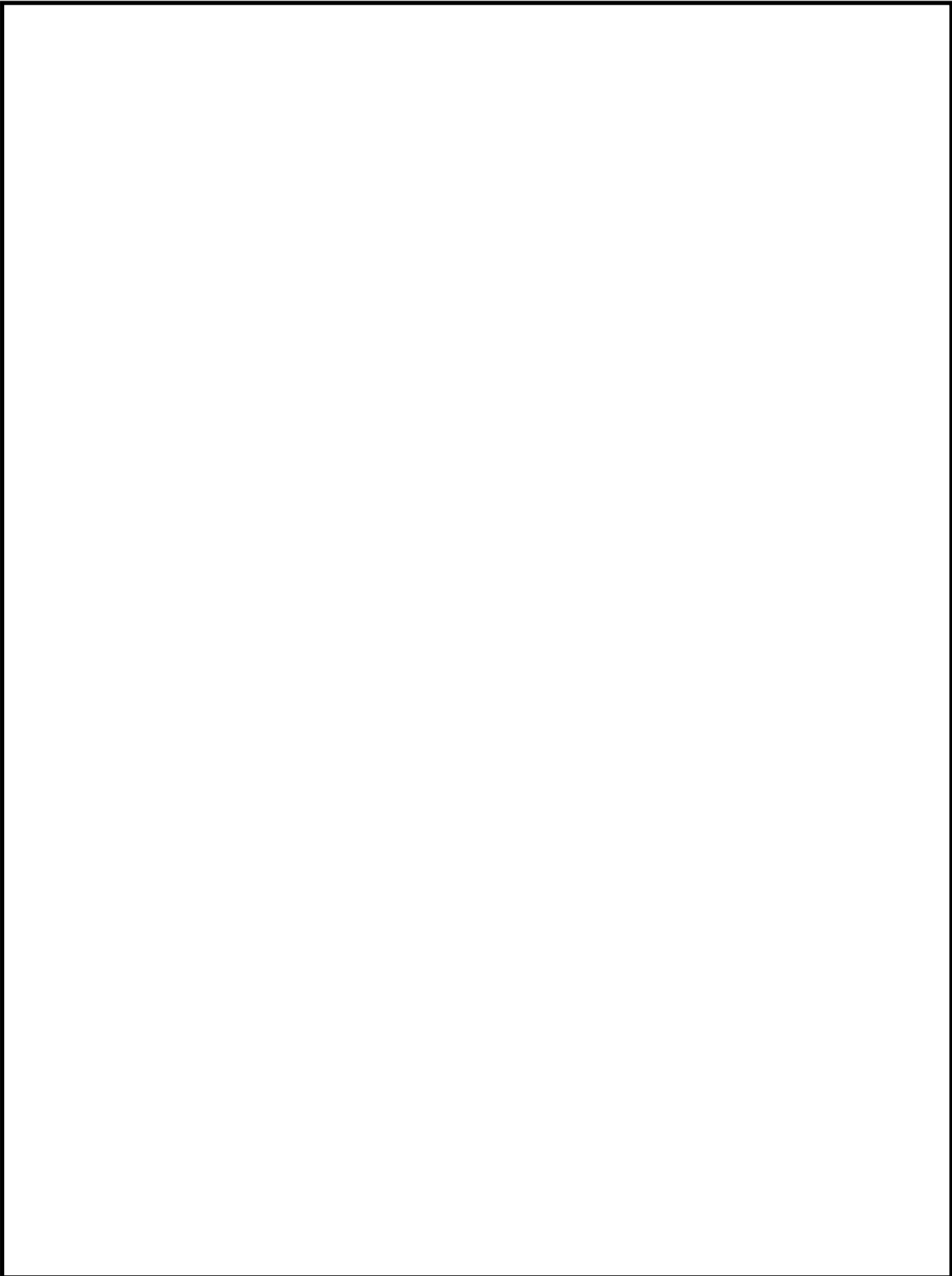
Parameter	Value
Inverter side inductance L_i	4.3mH
Filter capacitance C_f	0.68 μ F
Grid side inductance L_g	2.0mH
Damping resistor R_d	10 Ω
Resonance frequency f_{res}	5224Hz

Таблиця 2.4 - Список компонентів фільтра LCL

Type	Brand	Description	#
Resistor		10 Ω , 50W	3
Capacitor	Epcos	0.68 μ F	3
Inductor	Magnetics KoolMu	2.06mH, 1.1 Ω (at 50Hz) 2.07mH, 2.2 Ω (at 20kHz)	3
Inductor	Magnetics KoolMu	4.45mH, 1.8 Ω (at 50Hz) 4.47mH, 3.9 Ω (at 20kHz)	3

Висновки до розділу

1. Розглянуто структуру і методику визначення основних елементів повномостового ізолюваного DC-DC перетворювача підвищувального типу з проміжним високочастотним трансформатором.
2. Виконано розрахунок і визначено основні параметри силової схеми DC-DC перетворювача.
2. Обрано принцип структурної побудови і визначено номінальні параметри основних структурних елементів фотоелектричної системи з приєднанням до мережі.
4. Виконано проектування принципової схеми мікроконтролерного керування DC-DC перетворювачем у складі фотоелектричної системи з постачанням енергії до мережі.
5. Визначено технічні характеристики вихідного автономного інвертора напруги з ШІМ та узгоджувального мережевого LCL-фільтра.



					171.6321М.КР.ПЗ.РЗ			
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата				
Розробник		Поповенко П. Ю.			Керування перетворювачами в фотоелектричних системах	Літ.	Арк.	Аркуші
Консультант							78	
Н. контр.		Добрінова Л. П.				НУК імені адмірала Макарова		
Керівник		Жук О. К.						
Зав. каф.		Рябенський В. М.						

РОЗДІЛ 3 КЕРУВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ В ФОТОЕЛЕКТРИЧНИХ СИСТЕМАХ

Май Майже всі перетворювачі, описані в попередньому розділі, є активними перетворювачами з керованими перемикачами. Ними можна керувати різними способами, щоб досягти бажаного ефекту. У цьому розділі представлені деякі методи керування, які представляють інтерес саме для фотоелектричних систем. Також наведено вступ до реалізації системи керування на основі цифрових сигнальних процесорів (ЦСП) .

З метою оптимізації системи керування також наведено деякі методи оптимізації різних засобів керування.

3.1 Максимальне використання потужності фотоелектричних джерел енергії. Особливості керування та моделювання фотоелектричних систем

Щоб завжди використовувати максимальну потужність, вироблену сонячною батареєю, система регулювання повинна бути оснащена датчиком відстеження максимальної потужності (MPPT). Це пристрій, який визначає та відстежує напругу, де досягається максимальна потужність. Зазвичай алгоритм maximum power point tracking MPPT – відслідковування точки максимальної потужності реалізується в перетворювачі DC-DC, але в системах без перетворювача DC-DC MPPT включається в систему керування фотоелектричним інвертором DC-AC. Для цієї мети було розроблено кілька методів, і тут представлено найбільш відомі схеми з їх основними перевагами та недоліками (з [7,11]).

Хоча фотоелектричні панелі можуть здаватися хорошим джерелом електроенергії, ефективність їх перетворення не дуже висока. Їх здатність перетворювати енергію сонячного світла в електричну потужність порівняно недосконала, ефективність перетворення зазвичай становить в межах 12 ~ 20%. Діапазон ефективності може ще більше знизитися під час змінного

					171.6321М.КР.ПЗ.РЗ	Арк.
						79
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

сонячного опромінення, температури панелі та умов навантаження [11]. Тому, якщо навантаження безпосередньо пов'язане з фотопанеллю (PV-масивом), він, як правило, повинен бути великим, щоб подати необхідну потужність навантаження. Це призводить до надмірної вартості системи. Важливо керувати PV-елементами масиву в точці максимальної потужності (MPP) або якомога ближче до неї, використовуючи електронну схему відповідності навантаженню, оскільки це дає покращення наявної потужності порівняно з підключенням навантаження напряму [12]. Вихідний струм і потужність PV-масиву залежить від напруги. Крім того, наявна вихідна потужність фотоелектричного масиву коливається зі зміною температури навколишнього середовища та сонячного опромінення. Тому без регулювання робоча точка більшості систем постійного струму при різних рівнях сонячної радіації була б далекою від MPP PV-масиву. Слідкувати за точним MPP з різними умовами джерела та навантаження є складним завданням через нелінійну ВАХ PV-модуля. Загальна вартість системи може бути зменшена, а робота можлива при підвищенні ефективності та потужності вихідної потужності, якщо сонячна панель постійно використовується для отримання максимальної кількості енергії протягом денного часу, гарантуючи, що панель завжди працює в оптимальних умовах подачі електроенергії. Навпаки, відповідність імпедансу дозволяє отримати максимальну потужність із джерела напруги із помітним внутрішнім опором. Для цього використовуються електронні системи відстеження максимальної потужності (MPPT). Типова система MPPT складається з перетворювача потужності в режимі комутації, вставленого між джерелом PV та навантаженням, а коефіцієнт передачі перетворювача регулюється алгоритмом управління для забезпечення відстеження MPP [13]. Різні дослідники та проектувальники проводили велику кількість науково-дослідних робіт, щоб дослідити перетворювач потужності та методи управління для відстеження MPP фотоелектричного модуля. Існує ряд

					171.6321M.KP.ПЗ.РЗ	Арк.
						80
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

методів, але жоден з них не перевершує інших у всіх відношеннях [13, 14-16].

В останні роки в літературі було представлено багато різних методик або алгоритмів автоматичної ідентифікації та здійснення керування приблизно на максимальній точці потужності. Ці методи відрізняються за складністю, вартістю, діапазоном ефективності, апаратною реалізацією, популярністю, швидкістю та іншими аспектами. У [17, 18] проаналізовано і порівняно щонайменше дев'ятнадцять різних методик, щоб визначити їх переваги та недоліки. Вони узагальнені в таблиці продуктивності як корисний посібник для вибору відповідного методу MPPT для конкретної FV-системи. Методи відстеження точки максимальної потужності можуть бути класифіковані як додаткова електропровідність (IncCond) [14], дробовий струм короткого замикання [15], дробова напруга відкритого ланцюга [16], максимізація напруги струму навантаження, контроль кореляції пульсацій, сходження на гірку або збурення спостерігача (P&O) [15], нейронну мережу [19], нечітке логічне управління та інші методи MPPT [17, 20]. Поки що метод P&O є найбільш часто використовуваною методикою на практиці, завдяки простоті впровадження в контролер з низькими витратами, і він має порівняно хороші показники відстеження MPP порівняно з іншими методами. Тим не менш, метод P&O не вдається ефективно відстежувати MPP, коли радіаційні та температурні умови швидко змінюються. Енергетичний режим PV-системи коливається навколо MPP або поблизу нього, коли умови повільно змінюються або є постійними. Отже, частина наявної енергії витрачається даремно [21].

Багато авторів запропонували різні вдосконалення базового алгоритму P&O [22-27]. Наприклад, метод збільшення коефіцієнта провідності використовується для подолання коливань шляхом порівняння поступової та миттєвої провідності PV-масиву. Однак вимоги до системи управління є більш складними та становлять значну вартість для всієї системи [28].

					171.6321M.KP.ПЗ.РЗ	Арк.
						81
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

Методи дробового струму короткого замикання та дробові напруги відкритого ланцюга прості, але обидва методи мають однакові недоліки. До них відносяться помилки через наближення лінеаризації та

втрати потужності, спричинені додатковими заходами та необхідністю короткого замикання або відкритого замикання на PV-масив на короткий період [17].

Типова фотоелектрична енергосистема з MPPT включає в себе модулі фотоелектричного масиву, навантаження та імпульсного DC-DC перетворювача, що виконує функцію інтерфейсу живлення між PV- модулем та подальшим навантаженням, як показано на рис. 3.1.

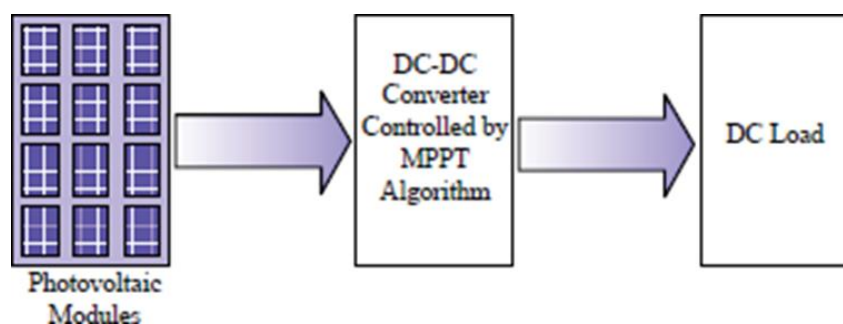


Рисунок 3.1 - Структурна схема PV- системи з MPPT

Відстеження точки максимальної потужності (MPPT)

Для генерації фотоелектричних батарей дуже важливо керувати системою з високою ефективністю енергоспоживання, забезпечуючи, що система завжди працює в точці максимальної потужності незалежно від змін навантаження та погодних умов. Іншими словами, перенесення максимальної потужності на навантаження, зіставивши вихідний опір з навантаженням. Для підтвердження цього було запропоновано систему MPPT, яка дає змогу подавати максимальну потужність під час роботи сонячного масиву і яка відстежує коливання максимальної потужності, викликані змінами атмосферних умов. Система MPPT - це в основному електронний пристрій, вставлений між масивом PV та навантаженням. Цей пристрій містить два

основних компоненти, як показано на рис. 3.2. DC-DC перетворювач разом з алгоритмом MPPT для керування PV системою має працювати таким чином, щоб передавати максимально можливу потужність до навантаження.

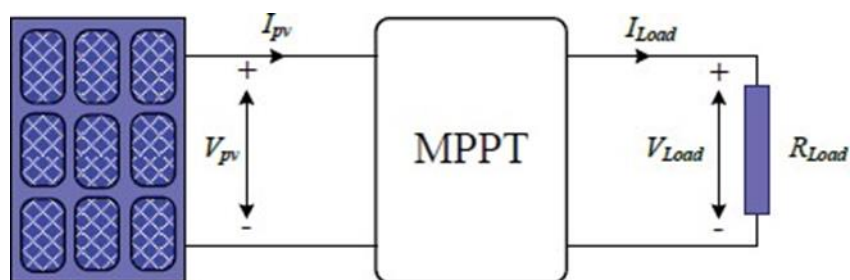


Рисунок 3.2 - Функціональна схема PV- системи з MPPT

Коли сонячна панель видає енергію, її максимальна вироблена потужність змінюється в залежності від атмосферних умов (сонячного випромінювання та температури), а електрична характеристика навантаження також може змінюватися. Таким чином, внутрішній опір PV масиву нечасто відповідає імпедансу навантаження. Для забезпечення оптимального використання наявної сонячної енергії вкрай важливо керувати системою генерації фотоелектричних джерел в точці MPP або поблизу неї. Основна мета MPPT полягає в узгодженні цих двох параметрів шляхом регулювання коефіцієнта корисної дії перетворювача потужності. Оскільки розташування MPP на кривій ВАХ FV- модуля змінюється непередбачувано, його не можна заздалегідь визначити через зміни радіації та температури PV панелі. Відповідно, для визначення цього пункту необхідне використання алгоритму MPPT або розрахункової моделі [29].

Існує кілька методів відстеження MPP фотоелектричної системи, які були ретельно вивчені, розроблені та опубліковані протягом останніх десятиліть. Між методами є різниця в простоті, вимогам до сенсора, вартості, діапазону ефективності, швидкості конвергенції та апаратної реалізації. Деякі алгоритми MPPT перевершують інші в тих же умовах роботи. Огляд та аналіз

декількох методів МРРТ були проведені в [21, 29] для кількісної оцінки продуктивності кожного алгоритму управління порівняно з іншими.

Слід зазначити, що для успішної побудови конструкції слід оцінювати динамічну реакцію, ефективність відстеження і стійку похибку при оцінці продуктивності нових чи модифікованих алгоритмів управління МРРТ [35].

Динамічна реакція

Алгоритм управління МРРТ повинен забезпечувати швидке відстеження МРР під час швидких змін атмосферних умов (сонячного опромінення і температури). Чим вища швидкість відстеження алгоритму МРРТ, тим менші втрати сонячної енергії в системі. Алгоритм управління МРРТ повинен припинити відстеження, як тільки МРР знаходиться, і повинен змусити систему підтримувати роботу в цій оптимальній робочій точці якомога довше. Однак цього практично неможливо досягти в реальній системі МРРТ через активний процес збурень в алгоритмах МРРТ з фіксованим розміром кроку відстеження та безперервним коливанням сонячної інсоляції та температури. Це явище негативно впливає на ефективність РВ системи.

Ефективність відстеження

Визначення ефективності відстеження є дуже важливим кроком для кількісної оцінки того, наскільки успішно алгоритм управління МРРТ відстежує МРР і якою мірою сприяє підвищенню загальної продуктивності РВ системи порівняно з іншими методами.

Відповідно до [14] ефективність відстеження визначається як відношення між фактичною потужністю ПВ-масиву та теоретичною потужністю за той самий проміжок часу. Атмосферні умови (опромінення та температура) змінюються і змінюються в широкому діапазоні. Отже, кожен алгоритм МРРТ повинен бути оцінений у діапазоні різних робочих умов при порівнянні продуктивності алгоритму МРРТ. Добре розроблена система

					171.6321М.КР.ПЗ.РЗ	Арк.
						84
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

управління MPPT повинна забезпечувати хороші показники роботи в різних атмосферних умовах.

3.1.1 Метод постійної напруги (CV)

Якщо система PV реалізована без акумулятора для прив'язки напруги ланки до приблизно постійного рівня, може застосовуватися проста схема управління методом постійної напруги, як представлено в [22]. У цьому способі напруга PV-модуля V_{PV} порівнюється з фіксованою опорною напругою V_{REF} , і отриманий сигнал регулює коефіцієнт передачі напруги DC-DC перетворювача для збереження робочої точки PV-масиву в MPP або близько до неї, як показано на рис. 3.3. Опорна напруга встановлюється рівною V_{MPP} характерного для PV модуля масиву або іншому обчисленому найкращому значенню фіксованої напруги.

Цей алгоритм заснований на тому факті, що напруга MPP змінюється лише незначно при зміні освітленості. Напруга MPP виражається як співвідношення між V_{MPP}/V_{OC} , де V_{MPP} є напруга в точці MPP, а V_{OC} – напруга холостого ходу. Це співвідношення залежить від параметрів сонячної батареї, але зазвичай використовується значення 76%. Миттєво встановивши струм на нуль, цей алгоритм дозволяє виміряти напругу холостого ходу V_{OC} , а потім обчислити V_{MPP} . Недоліками цього алгоритму є втрати енергії при відключенні навантаження, а MPP не завжди знаходиться на рівні 76%.

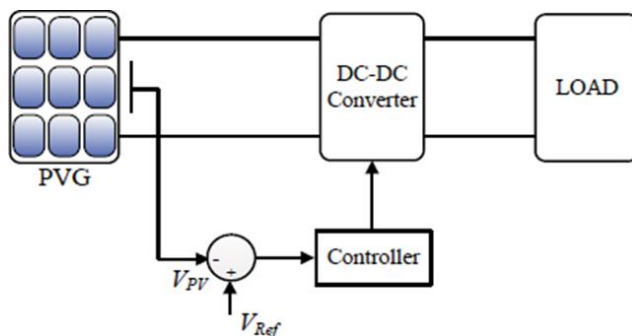


Рисунок 3.3 – Метод постійної напруги

3.1.2 Алгоритм збурення та спостереження - Perturb and observe (P&O)

Алгоритм збурень і спостережень вважається найпоширенішим алгоритмом МРРТ серед інших методик через його просту структуру та простоту реалізації. Він базується на збуренні напруги та спостереженні за dP/dt і заснований на концепції, що на кривій потужності, зміна напруги вихідної потужності масиву PV дорівнює нулю ($\Delta PPV = 0$) при досягненні максимуму PPV. P&O функціонує, періодично збурюючи (збільшуючи або зменшуючи) напругу або струм кінцевого масиву PV і порівнюючи відповідну вихідну потужність PPV масиву $P(k)$ з потужністю при попередньому збуренні $P(k-1)$. Якщо збурення при кінцевій напрузі призводить до збільшення потужності PV ($\Delta PPV > 0$), збурення слід тримати в тому ж напрямку, інакше збурення переміщуються в протилежну сторону. Цикл збурень повторюється до досягнення максимальної потужності при ($\Delta PPV = 0$), коли похідна дорівнює нулю. Є два різні способи впровадження P&O алгоритму. У звичайному способі опорна напруга використовується як параметр збурення, тому для регулювання коефіцієнта передачі DC-DC перетворювача потрібен ПІ-регулятор [23]. Другий спосіб полягає в тому, що потужність вимірюється за кожним циклом ШІМ [15]. Перевагами цієї техніки є простота реалізації, яка не вимагає попереднього знання масиву PV. Оскільки цей алгоритм заснований на збуренні, завжди будуть деякі коливання потужності, що призведе до непотрібних втрат електроенергії.

На рисунку 3.4 представлена блок-схема з [7], що описує алгоритм P&O.

					171.6321M.KP.ПЗ.РЗ	Арк.
						86
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

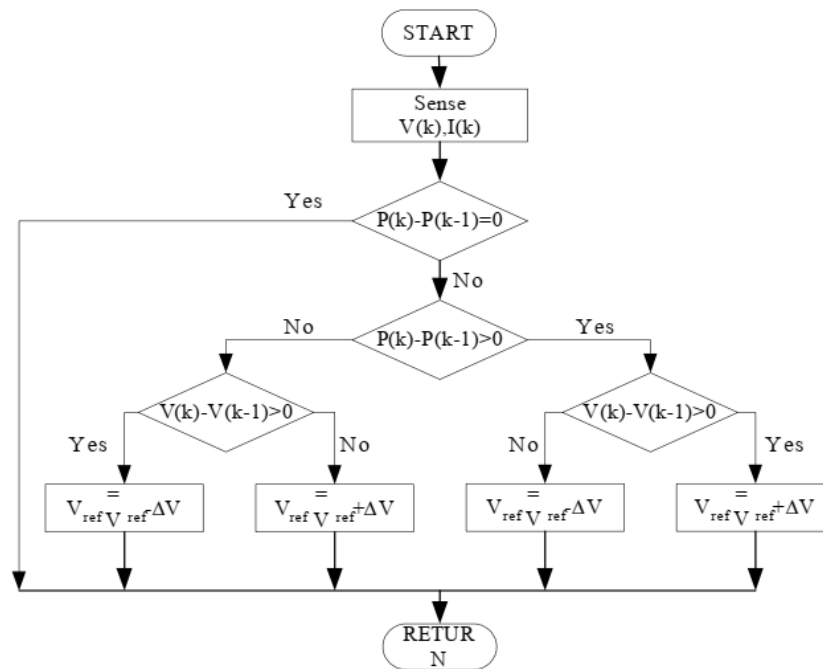


Рисунок 3.4: Блок-схема алгоритму Р&О [7]

3.1.3 Алгоритм додаткової провідності (INC)

В алгоритмі додаткової (інкрементної) провідності усуваються недоліки алгоритму Р&О з коливаннями потужності навколо точки МРР. Алгоритм INC визначає точку максимальної потужності на основі похідної залежності між струмом батареї та напругою. Він розраховує вплив змін напруги на зміни струму (тобто похідні) і регулює робочу точку на основі знання цієї похідної.

Це робиться за допомогою обчислення інкрементної провідності фотоелектричної матриці для обчислення знака без збурень. В [7] показано, що

$$P = VI \Rightarrow \frac{dP}{dV} = I + V \frac{dI}{dV}$$

$$\text{At MPP: } \frac{dP}{dV} = 0 = I + V \frac{dI}{dV} \Rightarrow \frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (3.1)$$

На основі цих рівнянь алгоритм може визначити, чи досягнуто МРР, і припинити зміну робочої точки. Одним із недоліків цього методу є

підвищена складність порівняно з алгоритмом Р&О. Блок-схема з [7], що описує алгоритм INC представлена на рисунку 3.5.

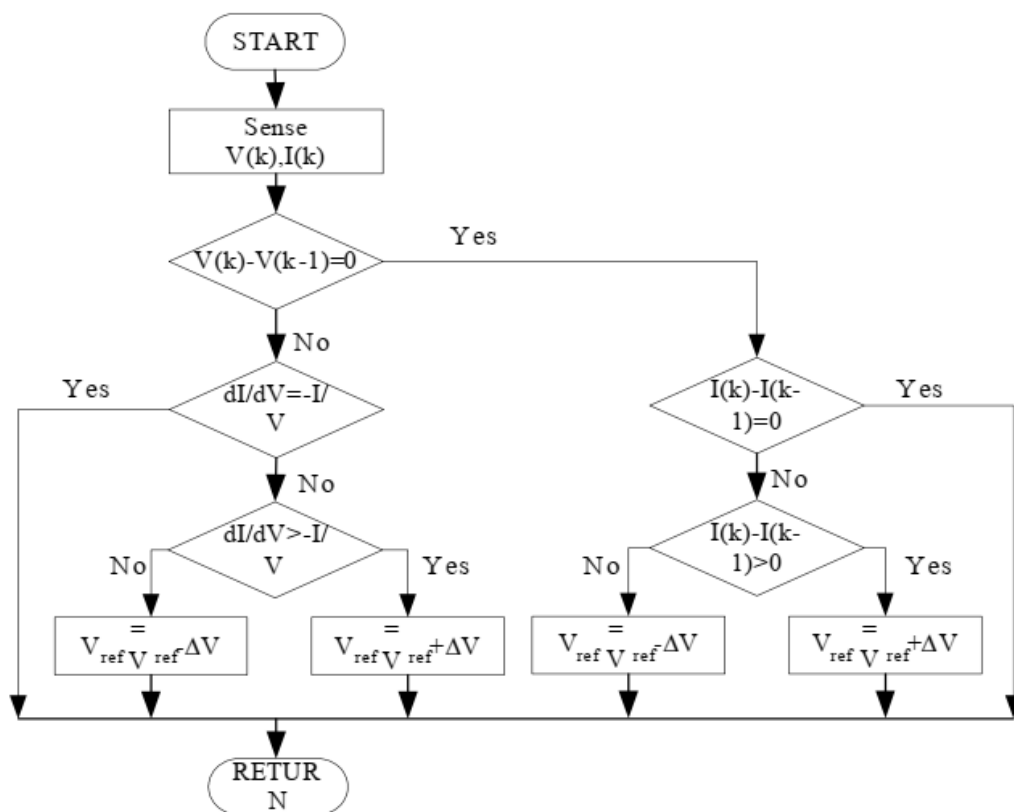


Рисунок 3.5 - Блок-схема алгоритму INC [7]

3.1.4 Метод паразитної ємності (PC)

У кожному сонячному елементі є паразитна ємність, і ця ємність використовується для визначення MPP. Техніка паразитної ємності використовує пульсацію перемикавання для збурення масиву.

Щоб врахувати паразитну ємність, вимірюється середня пульсація потужності та напруги масиву, що створюється частотою перемикавання, а потім використовується для розрахунку масиву провідності. Потім алгоритм інкрементної провідності використовується для визначення, в якому напрямку повинна бути переміщена робоча точка MPPT. Можна побачити, що це удосконалення техніки INC, є принаймні настільки ж складним. Недолік цього методу полягає в тому, що розмір паразитної ємності дуже малий у кожному модулі, і тому він використовується лише у великих

системах з кількома паралельними модулями. Існує також проблема, коли на перетворювачі DC-DC є великі вхідні конденсатори, оскільки вони можуть затьмарити ефект паразитної ємності фотомодулів.

3.1.5 Ефективність методів визначення MPPT

Незважаючи на те, що додаткова провідність і паразитна ємність є більш складними методами, ніж інші, усі представлені тут методи розроблені для реалізації в недорогих системах з низькою обчислювальною потужністю. Результати, представлені в [11], вказують на ефективність трьох перших методів, вони відтворені в таблиці 3.1:

Таблиця 3.1 - Ефективність методів MPPT [11]

	CV	P&O	INC
Array	88.1%	96.5%	98.2%
Simulator	92.7%	97.2%	98.5%

Ці результати показують, що CV має порівняно низьку ефективність; обидва методи P&O та INC мають високу ефективність, різниця в ефективності між ними невелика. Оскільки метод паразитної ємності є удосконаленням методу INC, можна припустити, що його ефективність не гірша, або навіть трохи краща за INC.

3.2 Керування перетворювачем постійного струму

DC-DC перетворювач постійного струму керує напругою ланцюга постійного струму та в більшості випадків намагається підтримувати його постійну величину, але у випадку, коли цей перетворювач використовується для MPPT, його основною метою буде робота фотоелектричної системи саме на забезпечення MPP. Тому зворотним зв'язком для цієї системи є потужність фотоелектричної панелі, а не напруга ланцюга постійного струму. Тому сигналом зворотного зв'язку для фотоелектричної системи є

потужність фотопанелі, а не напруга ланцюга постійного струму. Отже, у випадку, коли DC-DC перетворювач постійного струму керується MPPT, струм, який споживає перетворювач постійного струму, визначатиме напругу ланцюга постійного струму.

В алгоритмах MPPT зазвичай передбачається, що робочий цикл є контрольованою змінною, але також можливо мати піковий струм перемикання як керовану змінну. У літературі (коротко в [12], а більш детально в [30]) ці засоби керування описані зі зворотним зв'язком напруги ланцюга постійного струму, чого не відбувається при використанні MPPT. Потім живлення повертається до MPPT, і керування напругою ланцюга постійного струму стає керуванням без контуру. Принципи цих методів використання MPPT як контролера показані на двох малюнках нижче

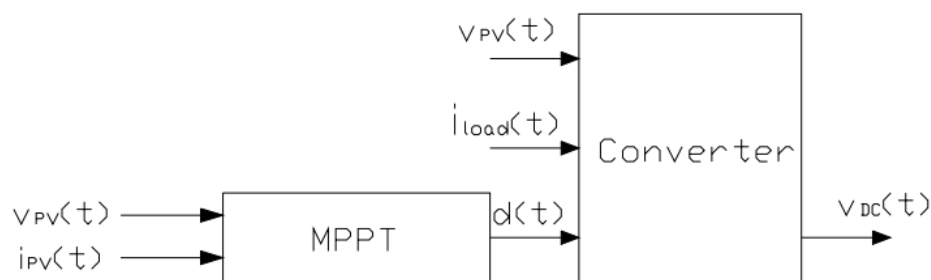


Рисунок 3.6: Стратегія прямого керування робочим циклом для перетворювача DC-DC

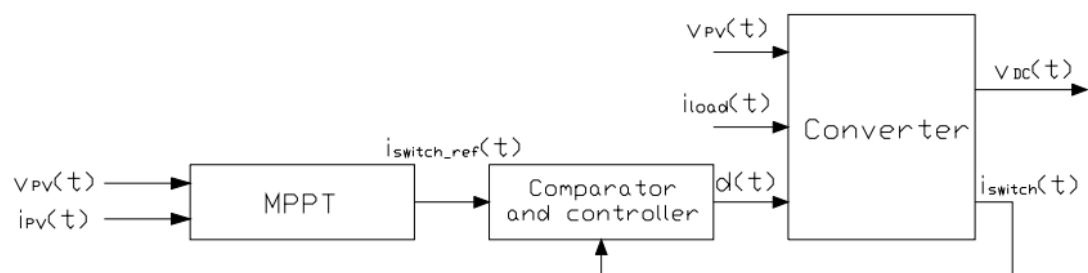


Рисунок 3.7: Стратегія керування піковим струмом комутатора для перетворювача DC-DC

Використовуючи стратегію керування піковим струмом перемикача, можна побачити деякі переваги порівняно з прямим керуванням робочим циклом, наприклад, кращий захист перемикачів шляхом обмеження струму до прийнятних рівнів, а проблеми насичення трансформатора через зміщення постійного струму, як правило, зникають. Недоліками цієї стратегії є необхідність додаткового датчика струму, і система керування повинна мати можливість точно перемикатися в момент, коли струм досягає порогового значення. В цьому випадку система керування виявляється сприйнятливою до шуму, і тому необхідна певна фільтрація зворотного зв'язку, яка призведе до затримки.

3.3 Керування перетворювачем DC-AC

Щоб керувати перетворювачем постійного та змінного струму, існують основні стратегії керування: керування струмом (CC) і керування напругою (VC). Де контроль струму є найпоширенішим способом керування підключеними до мережі VSI. При цьому контроль струмом є найпоширенішим способом керування підключеними до мережі VSI. Контролер струму має перевагу в тому, що він менш сприйнятливий до фазових зсувів напруги та спотворень напруги мережі, таким чином він зменшує гармонічні струми до мінімуму. У той час як керування напругою може призвести до перевантаження інвертора навіть через малі похибки фази, можуть виникнути великі гармонічні струми, якщо напруга мережі спотворена. При роботі в автономному режимі керування напругою було б природним вибором, але при роботі в режимі підключення до мережі контроль струмом є найбільш надійною стратегією. Тому тут розглядатимуться лише інвертори напруги, керовані струмом VSI (CC-VSI).

Деякі зі схем керування, наведених у цьому розділі, передбачають використання перетворень між 3-фазною системою та різними двофазними системами, тому концепція перетворення описана спочатку.

					171.6321M.KP.ПЗ.РЗ	Арк.
						91
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

Спільним для всіх стратегій керування, описаних у цьому розділі, є чітко відокремлені частини компенсації струмової помилки та широтно-імпульсної модуляції напруги (ШІМ-модуляція). Ця концепція дозволяє використати переваги модуляторів з відкритим контуром окремо від контуру компенсації поточної помилки, тому це описано далі.

В останніх розділах описано три різні методи керування струмом. Перші два описані в [7, 12, 13, 14], де перший — це ПІ-регулятор, що використовує обертову систему відліку, другий — пропорційний резонансний (PR) регулятор, що використовує нерухому систему відліку.

Третій метод описаний в [15], є керуванням зі зворотним зв'язком за станом, що працює в обертовій системі відліку. Повідомлялося також про інші стратегії контролю, такі як гістерезис і контроль нестабільності ([15,16]), але ці методи не будуть обговорюватися далі в цій дипломній роботі.

3.3.1 Перетворення координат

Щоб уникнути окремого керування трьома фазними струмами/напругами, було здійснено перехід від трифазної системи до різних двофазних систем. Вони засновані на тому факті, що в збалансованій трифазній системі існує лише два незалежних струму/напруги, тому третій струм/напруга може бути виражений двома іншими. Ці системи часто називають системами відліку, де основою є система осей перетворюваної системи.

Стаціонарна система відліку (перетворення Кларка)

Коли трифазна система перетворюється на двофазну, це часто називають перетворенням $\alpha\beta$ до $\alpha\beta$ (або $\alpha\beta 0$, коли використовується нульовий вектор), або перетворенням у стаціонарну систему відліку. І трифазна, і двофазна системи називаються стаціонарними, оскільки осі

заблоковані в одному положенні, але термін стаціонарна система відліку зазвичай відноситься до двофазної стаціонарної системи відліку.

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Перетворення виконується шляхом застосування перетворення Кларка в рівнянні (3.2), де трифазні величини мають бути фазовими, тобто не лінійними, значеннями. Шляхом інвертування коефіцієнтів матриці, трифазні величини можна знайти як функцію двофазних величин.

Трансформацію можна розглядати як зміну системи координат із тривісної (фазової) системи на двоосьову (фазову) систему, як показано на рисунку 2.5. З системи abc можна побачити, що для виразу вектора X_{abc} потрібні лише дві фази, і, таким чином, він може бути виражений у системі $\alpha\beta$ як вектор $X_{\alpha\beta}$ без будь-якої втрати інформації. На малюнку ω — кутова швидкість вектора, а θ — миттєвий кут вектора. Якщо X — напруга мережі, то ω — частота мережі, а θ — миттєвий фазовий кут.

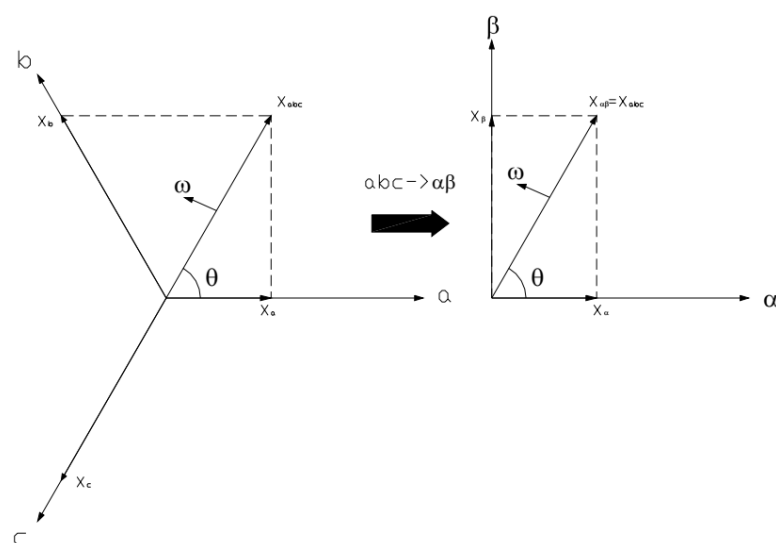


Рисунок 3.8: Перетворення abc в $\alpha\beta$

Зазвичай трифазні величини вважаються симетричними, тому компонентом нульової послідовності можна ігнорувати. Якщо компонент нульової послідовності відсутній, миттєва активна та реактивна потужність визначається рівняннями (3.3) і (3.4). Коефіцієнт $3/2$ вводиться для того, щоб отримати потужність від усіх трьох фаз.

$$p_{\alpha\beta} = \frac{3}{2}(v_{\alpha}i_{\alpha} + v_{\beta}i_{\beta}) \quad (3.3)$$

$$q_{\alpha\beta} = \frac{3}{2}(v_{\beta}i_{\alpha} - v_{\alpha}i_{\beta}) \quad (3.4)$$

Синхронна система відліку (перетворення Парка)

У цій системі осьова система більше не заблокована, а обертається за довільним обертовим вектором, звідси термін «синхронна система відліку». Іноді її також називають системою dq (або $dq0$, якщо використовується нульовий вектор).

Це перетворення широко використовується в моторних приводах, де система осей відповідає, наприклад, положенню ротора або потоку ротора. В інверторах, підключених до мережі, найбільш поширеним є блокування системи осі напругою або струмом (зазвичай напругою мережі). На рисунку 2.6 вісь d прив'язана до вектора $X_{\alpha\beta}$, тому $X_d = X_{\alpha\beta}$ і $X_q = 0$. Тоді осьова система обертатиметься з кутовою швидкістю ω та матиме миттєвий кут θ (відносно стаціонарної системи).

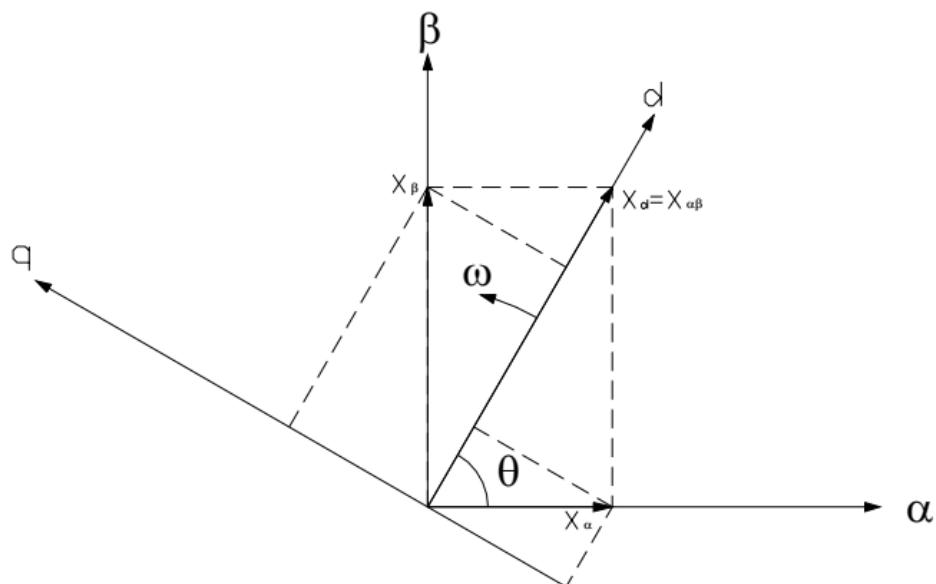


Рисунок 3.9: Перетворення $\alpha\beta$ в dq

Перетворення виконується за допомогою перетворення Парка, показаного в рівнянні (2.5), де стаціонарні величини можна знайти як функцію синхронних величин шляхом інвертування матриці коефіцієнтів.

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

θ - Миттєвий фазовий кут

Якщо система осі dq прив'язана до напруги мережі, осі обертатимуться з частотою $2\pi fg$, а значення dq стануть значеннями постійної напруги (струму). Якщо все ще припускати, що трифазні величини симетричні, тоді компонент нульової послідовності все ще дорівнює нулю, а активна та реактивна потужності задані рівняннями (2.6) і (2.7)

$$p_{dq} = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (3.6)$$

$$q_{dq} = \frac{3}{2} (v_q i_d - v_d i_q) \quad (3.7)$$

Ці рівняння припускають, що і напруга, і струм перетворюються в dq-систему за допомогою однієї системи відліку. Коли система відліку орієнтована на вектор напруги, то струм по осі d представлятиме струм у фазі з напругою, і, таким чином, він представляє активну потужність у ланцюзі. Тоді струм по осі q представлятиме струм, який не відповідає фазі напруги, і, отже, він представляє реактивну потужність у ланцюзі.

Слід зазначити, що існують інші версії перетворення Парка, і в них орієнтація осі dq на векторі $\mathbf{Xa\beta}$ може відрізнятися. Це може, наприклад, призвести до наявності активної потужності, що контролюється віссю q, але в цьому тексті буде використано лише перетворення, задане рівнянням (3.5).

3.3.2 Широтно-імпульсна модуляція (ШІМ)

ШІМ-модулятори є контролерами напруги з відкритим контуром, і найпоширенішими методами ШІМ-модуляції є ШІМ на основі несучої (CB-PWM), просторово-векторна модуляція (SVM) і випадкова ШІМ. Принципова різниця між цими методами описана в [31], де представлено короткий опис роботи в діапазоні лінійної модуляції.

Модуляція на основі несучої . Carrier-based pulse width modulation (CB-PWM)

CB-PWM є основним і найпоширенішим способом модуляції сигналів перемикачів. Цей метод можна розділити на методи синусоїдальної ШІМ та ШІМ сигналом з нульовою послідовністю zero sequence signal (ZSS). За допомогою синусоїдальної ШІМ три еталонних синусоїдальних сигнали порівнюються з атрикутною хвилею, що генерує логічні сигнали, які керують ключами інверторів. Метод ZSS заснований на синусоїдальній ШІМ з додаванням сигналу нульової послідовності з частотою третьої гармоніки. Введення третьої гармоніки не викликає спотворення фазової напруги та не впливає на середні струми навантаження. Однак це розширює лінійну

область роботи, зменшує середню частоту перемикання та зменшує гармоніки струму.

Метод ZSS можна розділити на безперервну та переривчасту модуляцію (DPWM), де найбільш відомим методом безперервної модуляції є метод із синусоїдальною ZSS, але також використовується трикутна ZSS. Амплітуда ZSS, яка дорівнює 1/4 амплітуди основної гармоніки відповідає мінімуму гармонік вихідного струму, а 1/6 – максимальному лінійному діапазону. Переривчаста модуляція формується немодульованими сегментами (ключі перетворювача не перемикаються), зміщеними по фазі від 0 до $\pi/3$, і може зменшити середню частоту перемикання та втрати при перемиканні, але має більш високий вміст гармонік при менших коефіцієнтах модуляції. Максимальна вихідна напруга в лінійній області для синусоїдної ШІМ і ШІМ з ZSS становить

$$\begin{aligned} V_{LL_sine} &= \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} V_{DC} = 0.612 \cdot V_{DC} \\ V_{LL_ZSS} &= \frac{1}{\sqrt{2}} V_{DC} = 0.707 \cdot V_{DC} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Принцип генерації сигналів перемикання показано на рисунку 3.10, де трикутний несучий сигнал порівнюється з синусоїдальними сигналами, що представляють фазні напруги. Якщо синусоїда більше несучої хвилі, то відповідні ключі перетворювача замикаються, а якщо менше, то розмикаються.

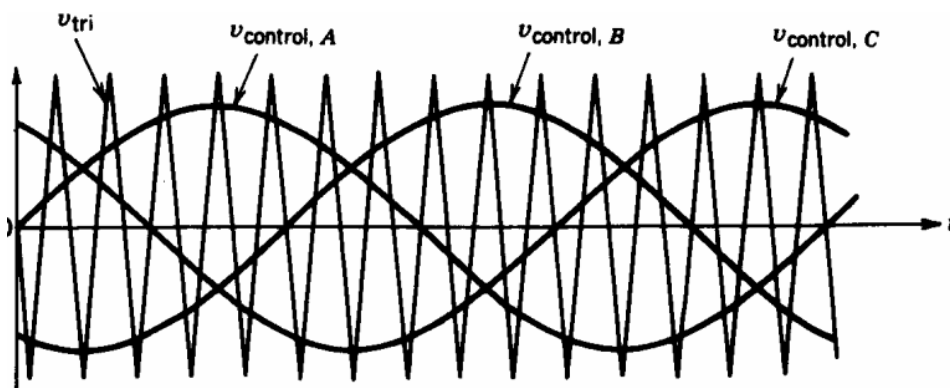


Рисунок 3.10: Генерація сигналів ШІМ на основі несучої [31]

Просторова векторна модуляція (Space Vector Modulation - SVM)

SVM — це метод, заснований на просторово-векторному представленні напруг змінного струму на стороні перетворювача, і в [31] показано, що різниця між SVM і СВ-PWM полягає лише в обробці трифазних величин. СВ-PWM працює в умовах природного представлення трифазних компонентів, тоді як SVM використовує штучне векторне перетворення. Трифазний дворівневий інвертор має вісім можливих станів перемикання, які складаються з шести активних і двох нульових станів перемикання. Існує кілька різних методів створення шаблону перемикання, єдина відмінність між якими полягає в розміщенні нульових векторів. Різні стани перемикання показано на рисунку нижче.

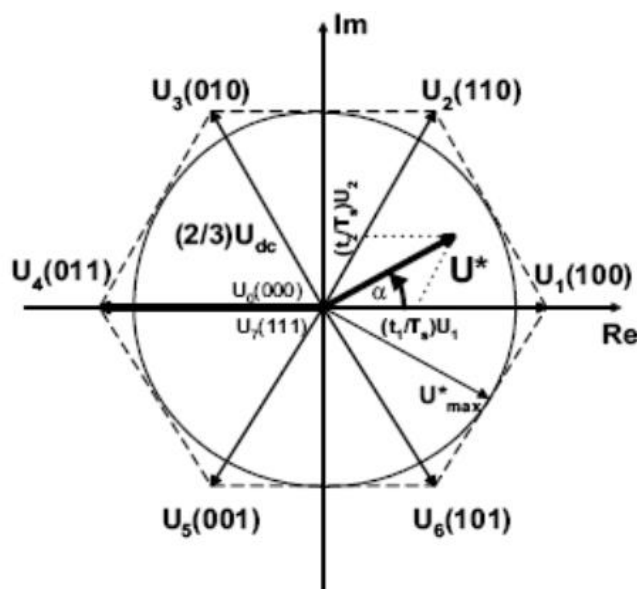


Рисунок 3.11: Просторове векторне представлення вихідної напруги.

[31]

SVM легко реалізувати в мікропроцесорі, і тому цей метод є природним вибором при застосуванні цифрового керування. Двома іншими методами видами SVM є векторна модуляція з $V_{N0}=0$ (напруга між нейтраллю перетворювача та нейтраллю мережі=0, що дорівнює синусоїдальній ШІМ) і векторна модуляція з третьою гармонікою (що

дорівнює СВ-PWM із синусоїдальним ZCC), але вони простіші. досягти за допомогою СВ-PWM. Двофазний SVM є ще одним методом, який еквівалентний розривному СВ-PWM із ZSS (DPWM). Цей метод матиме лише один нульовий стан за час дискретизації, а отже, більш простий розрахунок, але його найкраще використовувати при високих коефіцієнтах модуляції. Максимальна мережева напруга з SVPWM, а також двофазним ШІМ

$$V_{LL_SVPWM} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{DC} = 0.707 \cdot V_{DC} \quad (3.9)$$

Існує також варіант SVM під назвою адаптивний SVM (ASVM), який поєднує різні методи SVM в одне універсальне рішення. Цей метод дає повний діапазон керування, включаючи перемодуляцію та шестиступеневу роботу (роботу прямокутної форми), а також вищу ефективність інвертора, але інвертор здебільшого працюватиме лише у верхній лінійній зоні модуляції, тому цей метод не представляє практичного інтересу.

Генерація сигналів перемикання для SVM базується на математичному підході, який можна легко реалізувати в мікропроцесорі. Для отримання детальної інформації про це читач посилається на [31], де це детально описано.

Випадкова ШІМ

Випадкова ШІМ заснована на випадковій зміні періоду перемикання, що створює гармоніки, більш рівномірно розподілені по частотному спектру. Це надає такі переваги, як зменшення акустичного шуму, а відповідність стандартам, що визначають обмеження для випромінювання кондуктивних і випромінюваних електромагнітних перешкод, може бути досягнута з меншими зусиллями засобів фільтрації та екранування. Реалізація випадкової модуляції сильно залежить від обладнання, що використовується для ШІМ, і розподіл гармонік не чітко визначений, як для ШІМ з фіксованим періодом несучої.

3.3.3 Контролери PI

ПІ-регулятори можуть бути застосовані як у стаціонарній ($\alpha\beta$), так і в синхронній (dq) системі відліку, але, застосовуючи їх до системи dq , постійні струми будуть стаціонарними, а ПІ-компенсатори здатні зменшити стаціонарну похибку основного до нуля. Це не стосується ПІ-регуляторів, що працюють у системі $\alpha\beta$, де є властива похибка відстеження фази та амплітуди. Тому керування струмом у синхронній (обертовій) системі відліку за допомогою ПІ-регуляторів є типовим рішенням для інверторів, підключених до 3-фазної мережі.

Перевагою регулювання струму в системі dq є індивідуальне керування активною та реактивною потужністю шляхом орієнтації рамки dq на напругу мережі (див. розділ 2.3.1). Де активна потужність контролюється струмом по осі d , а реактивна потужність – струмом по осі q . Деякими добре відомими недоліками цього методу є необхідність багатьох перетворень, відокремлення в трифазних перетворювачах і обмеження в компенсації низьких гармонік для відповідності стандартам якості електроенергії. У загальному вигляді ПІ-регулятор визначається як

$$H_{PI}(s) = K_p \frac{1 + T_i s}{T_i s} \quad (3.10)$$

Якщо потрібна гармонічна компенсація (див. 2.4), можна додати гармонічні компенсатори таким же методом, як описано вище, але тепер з використанням опорних систем, що обертаються на бажаній частоті гармонік.

3.3.4 PR контролери

Пропорційний резонансний (PR) регулятор є новим типом регулятора, описаного в [7,12,13,14]. У цьому підході ПІ-компенсатор постійного струму перетворюється на еквівалентний компенсатор змінного струму (з використанням перетворень, описаних у 3.3.1), таким чином забезпечуючи однакові характеристики частотної характеристики в смузі пропускання. За

					171.6321М.КР.ПЗ.РЗ	Арк.
						100
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

допомогою цього методу складність розрахунків буде зменшена, а перехресні зв'язки будуть видалені. Контролер PR визначається як

$$H_c(s) = K_p + K_i \frac{s}{s^2 + \omega^2} \quad (3.11)$$

У поєднанні з PR контролером часто додається гармонічний компенсатор (HC). Гармонічний компенсатор складається із суми узагальнених інтеграторів (GI), які налаштовані на отримання майже нескінченного підсилення на різних частотах, які називаються резонансними частотами. Ззовні ці частоти GI майже не затухають. Це цікава особливість GI, оскільки вона не впливає на динаміку контролера PR за межами налаштованої частоти. Таким чином, можна додати скільки завгодно GI, не впливаючи на загальну динаміку системи. Гармонічний компенсатор визначається як

$$H_h(s) = \sum_{h=3,5,\dots} K_{h_n} \frac{s}{s^2 + (\omega \cdot h)^2} \quad (3.12)$$

Ця комбінація PR контролерів і гармонічних компенсаторів може бути налаштована на реакцію на основну частоту для якісного регулювання та налаштована на гармонічні частоти для їх компенсації (див. 2.4).

3.3.5 Контролер зворотного зв'язку за станом

У методах, описаних вище, де процеси управління мають математичний характер

опис у формі передатних функцій, неможливо спостерігати та контролювати всі

внутрішні явища, що беруть участь у процесі контролю. Тому метод простору станів привертає все більше уваги, оскільки цей метод забезпечує однорідність і потужність представлення у часовій області багатозмінних систем довільного порядку з лінійними, нелінійні або змінні в часі коефіцієнти. Існують різні способи запису простору станів рівнянь, але один спосіб, описаний у [32], є таким

					171.6321M.KP.ПЗ.РЗ	Арк.
						101
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t)\end{aligned}\tag{3.13}$$

де

$\mathbf{x}(t)$: вектор стану

$\mathbf{u}(t)$: Вхідний вектор

$\mathbf{y}(t)$: Вихідний вектор

$\mathbf{A}$: Матриця зв'язку станів

$\mathbf{B}$: Матриця вхідного зв'язку

$\mathbf{C}$: Матриця вихідного зв'язку

$\mathbf{D}$: Матриця зв'язку між входом і виходом

За допомогою цього опису системи також легко реалізувати початкові умови, і контролер зі зворотним зв'язком за станом може працювати як у стаціонарній, так і в синхронній системі відліку. При використанні цього методу полюси замкнутої системи можуть бути розміщені в заданих місцях розташування в s -площині (або z -площині, якщо дискретизовано), і таким чином керувати характеристиками відгуку системи.

Також за допомогою цього методу можна досягти компенсації гармонік (див. 3.4), включивши модель системи на бажаній гармонічній частоті.

3.4 Компенсація гармонік

Сьогодні нелінійні навантаження стали значною частиною профілю навантажень мережі. Ці навантаження споживають струми з гармонійним спектром, де гармоніка над основною стає помітною. Коли ці струми проходять через імпеданс мережі, вони створюють падіння гармонік напруги, що погіршує напругу мережі. Це погіршення напруги в мережі вплине на все підключене до мережі обладнання, і якщо гармоніки достатньо великі, це може призвести до пошкодження або погіршення цього обладнання. Тому можна зрозуміти, що така ситуація є небажаною, і потрібна якась компенсація щоб утримувати гармоніки на низькому рівні.

					171.6321M.KP.ПЗ.РЗ	Арк.
						102
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

Класичним рішенням цієї проблеми є встановлення пасивних фільтрів, але ці фільтри мають деякі недоліки. Імпеданс джерела сильно вплине на характеристики компенсації, і вони чутливі до небажаного послідовного та паралельного резонансу з джерелом і навантаженням.

Щоб полегшити ці проблеми, активні фільтри стають все більш цікавими, оскільки вони гнучкі та мають здатність адаптуватися до різних ситуацій. Активним фільтром може бути VSI, запрограмований на подачу струмів на бажаних гармонічних частотах (гармонійна компенсація) і, таким чином, зменшує падіння гармонічної напруги. Це означає, що будь-який підключений до мережі АПН можна використовувати як активний фільтр. Щоб компенсувати будь-які гармоніки, створені навантаженням, гармонічні струми мають бути відокремлені, а їх фаза й амплітуда повинні бути відомі. Цього можна, наприклад, досягти за допомогою фільтрації або деякого алгоритму FFT. Коли гармонійний струм відомий, його можна компенсувати, наприклад, за допомогою одного з методів, описаних щодо контролю струму в розділі 3.3.

3.5 Синхронізація з мережею

Інвертор подає струм в мережу, а синхронізація струму з напруга мережі важлива для:

- подачі електроенергії з коефіцієнтом потужності в межах стандартів або в межах, встановлених енергокомпанією, якщо є потреба в компенсації реактивної потужності.
- зменшенні вмісту гармонік струму, застосовуючи «чистий» опорний струм.
- мінімізації перехідних процесів при підключенні до мережі.

У [7,18] представлено декілька методів синхронізації з мережею. Тут узагальнено їх, обговорюючи їхні основні переваги та недоліки.

3.5.1 Відфільтроване виявлення перетину нуля нуля (Zero Cross Detection ZCD)

					171.6321M.KP.ПЗ.РЗ	Арк.
						103
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

За допомогою цього методу реєструється перехід напруги через нуль і обчислюється фазовий кут. Метод простий у реалізації та використовує невелику обчислювальну потужність, але він має кілька недоліків. Оскільки метод заснований на виявленні переходу через нуль, фазовий кут оновлюється лише два рази за період частоти напруги мережі, і тому динамічна продуктивність цього методу низька. Крім того, необхідно застосувати фільтрацію, щоб виявити перетин основної частоти через нуль, і тому вводиться затримка. Цього можна уникнути, використовуючи спеціальний прогностичний фільтр високого порядку без затримки, але тоді складність стає дуже високою.

3.5.2 Фільтрація напруги мережі

Шляхом фільтрації напруги мережі в різних системах відліку, таких як двофазна стаціонарна або синхронна система, фазовий кут можна отримати безпосередньо за допомогою функції арктангенса. Фільтрація виконується або в стаціонарній системі, або в синхронній, де є компоненти постійного струму. Функція арктангенса завжди застосовується до нерухомої системи, таким чином даючи миттєвий фазовий кут. Тому, коли фільтрація виконується в синхронній системі, сигнал має бути перетворений назад у стаціонарну систему перед застосуванням функції арктангенса.

У [18] повідомляється про покращену продуктивність у порівнянні з методом переходу через нуль, але ця техніка стикається з деякими труднощами у вилученні фазового кута, коли в мережі виникають варіації сітки та/або збої. Іншим недоліком цього методу є використання фільтрації, оскільки більшість типів фільтрів вносить затримку, отже визначений фазовий кут буде відставати від реального фазового кута.

3.5.3 Контур фазового автопідстроювання (ФАПЧ). Phase Lock Loop (PLL)

Контур фазового автопідстроювання (ФАПЧ) створює вихідний сигнал, який синхронізується за фазою та частотою з вхідним сигналом, використовуючи петлю негативного зворотного зв'язку. ФАПЧ контролює внутрішній сигнал таким чином, що помилка фази між входом і виходом зводиться до мінімуму, а частота на вході і виході однакова. Основна схема ФАПЧ звичайно складається з трьох компонентів: фазового детектора (phase detector), контурного фільтра (loop filter) та генератора, керованого напругою (voltage controlled oscillator). Ця базова схема показана на рисунку 3.12.

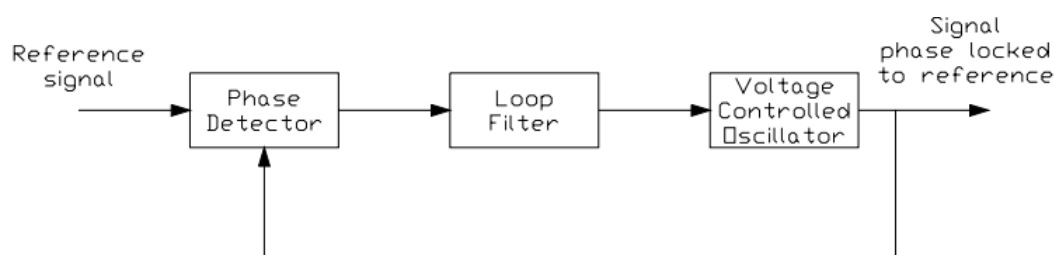


Рисунок 3.12. Базова схема ФАПЧ

Фазовий детектор реалізований шляхом перетворення напруг в систему dq . Використовуючи фазовий синхронізований кут у перетворенні dq , різницю фаз між опорним сигналом і фазовим синхронізованим сигналом можна виділити шляхом застосування функції арктангенса. Це дає точну різницю фаз, але різницю фаз можна також опосередковано знайти, визнавши, що вона відсутня, коли V_q дорівнює нулю. У трифазних системах перетворення легко здійснити, але в однофазних системах існує лише одна напруга, тому ортогональну складову напруги потрібно знайти штучно.

Контурний фільтр може бути свого роду регулятором, який зводить похибку фази до нуля. Зазвичай це РІ-регулятор, але також можна використовувати регулятори вищого порядку. Система вищого порядку підвищує динаміку системи та розширює можливості фільтрації, але також збільшує складність. Вибираючи порядок контролера, необхідно зважити, що

з останнього є найважливішим. При використанні PI-регулятора це дає систему другого порядку, а потім смугу частот PLL і коефіцієнт демпфування можна встановити за допомогою теорії лінійної системи.

Після контурного фільтра, на виході якого є частота, застосовується генератор, керований напругою. Зазвичай це простий інтегратор, який на виході видає кут фазової синхронізації. З PLL затримки не вводяться, тому фазовий кут синхронізації буде відповідати фазому куту мережі.

Схематична модель, заснована на моделі, представлений у [7], показана на рисунку 3.13 і показує основний принцип контуру фазового автопідстроювання частоти з його перетвореннями трифазних напруг. У цьому циклі функція $\arctan2$ використовується як фазовий детектор, що дає точну різницю фаз.

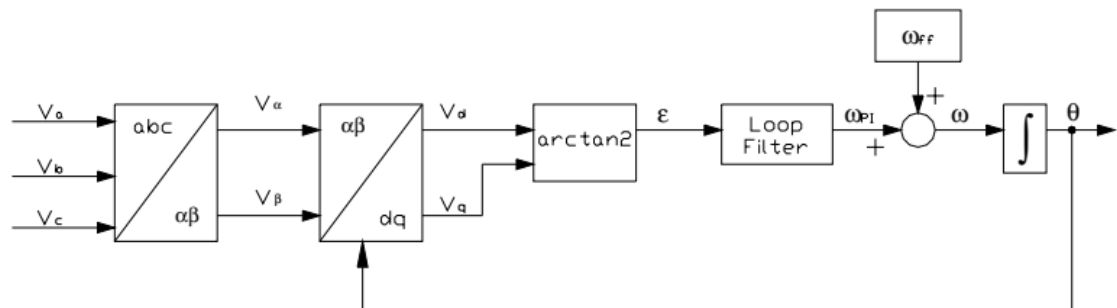


Рисунок 3.13: Схема контуру фазового підстроювання частоти (PLL) із перетворенням координат

Цей алгоритм краще відсіває гармоніки напруги мережі, перехідні відхилення та будь-які інші збурення, ніж попередні методи, але під час розбалансування мережі необхідно внести додаткові вдосконалення. У разі несиметричного замикання напруги додаткові гармоніки, створені зворотною послідовністю, поширюватимуться через ФАПЧ і відображатимуться на виході. Це означає, що для усунення цієї проблеми необхідно відфільтрувати сигнал нульової послідовності, таким чином ФАПЧ оцінюватиме фазовий кут сигналу лише прямої послідовності.

3.5.4 Адаптивна ФАПЧ

У [18] описана більш досконала структура ФАПЧ, заснована на адаптивному алгоритмі. У цьому методі використовуються три схеми ФАПЧ, по одній для кожної фази, які індивідуально контролюють частоту, фазовий кут і величину напруги мережі. Це дає точну інформацію про кожну фазу, і тому цей метод підходить для моніторингу мережі, а отже, виявлення острівців (див. розділ 3.6) і підвищення безпеки. Недоліком цієї структури може бути великий алгоритм, необхідний для реалізації контролерів (у цьому випадку контролерів 3х3, але в інших структурах його може бути менше), а також фільтр ковзного середнього, який використовується в контролерах, який є складним для обчислення, але дуже точним.

3.6 Антиострівкування

Острівкуванням називають режим функціонування сегменту мережі, коли місцева генерація ізольованого сегменту електромережі продовжує виробляти електроенергію та жити від'єднаний сегмент навіть коли відбулось від'єднання його від макромережі.

Отже, острівкування може бути визначено як продовження роботи блоку розподіленої генерації під час відключення мережі через умови несправності або з метою технічного обслуговування (з [19]).

Ненавмисне відключення фотоелектричної системи є небажаним, оскільки це може пошкодити обладнання, яке залишається підключеним до інвертора, і це може призвести до небезпечних ситуацій, оскільки зовнішню мережу можна вважати знеструмленою. Це також проблема, якщо зовнішню систему живлення повторно підключити, тому що тоді фотоелектрична система, ймовірно, не буде відповідати умовам синхронізації, і в фотоелектричну систему можуть вводитися великі струми.

Ізольований інвертор визначається як інвертор, який припиняє працювати протягом певного часу після того, як виникла ситуація із ізоляції.

					171.6321M.KP.ПЗ.РЗ	Арк.
						107
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

Щоб виявити острівну ситуацію, в управлінні інвертором можуть бути реалізовані різні алгоритми. У [20] ці алгоритми розділені на дві великі групи: дистанційно керовані (на основі зв'язку) і локально вбудовані схеми виявлення. У цьому огляді інвертор розглядається як пристрій з локальним керуванням, тому схеми виявлення на основі зв'язку тут не цікаві. Схеми локального виявлення можна далі розділити на дві групи: активні та пасивні.

3.6.1 Пасивні методи локального виявлення острівців

Пасивні методи засновані на локальних вимірюваннях, а найбільш поширені методи

- Частотні обмеження
 - Зміна величини
 - Швидкість зміни
 - Фазовий зсув
- Обмеження напруги
- Потужність
 - Зміна активної потужності
 - Зміна реактивної потужності
 - Індеси коефіцієнта потужності (P/Q) та (df/dP).
- Зміна гармонічного складу

Ці методи, як правило, легко реалізувати, і вони працюють, не впливаючи на систему в цілому, за винятком випадків, коли обмеження є надто суворими та інвертор спрацьовує, не перебуваючи в ізолюваному режимі.

Одним із головних обмежень цих методів є те, що кожен із них має робочі регіони, де вони не можуть виявити острівну ситуацію протягом заданих часових обмежень.

Ця область називається зоною невиявлення (non-detection zone NDZ). Вплив цих зон зазвичай незначний, але в деяких випадках (зокрема під час збалансованого навантаження, коли навантаження відповідає потужності,

вироблений інвертором) вони можуть стати проблемою. Часто використовуються комбінації цих методів, щоб зменшити NDZ.

3.6.2 Активні методи локального виявлення острівців

У цих методах в систему живлення вводяться збурення, щоб локально виявити острівні умови на основі відповідей системи. Найпоширеніші методи засновані на одному з наступних принципів.

- Вимірювання імпедансу
- Зміна напруги
- Зміна частоти
- Зміна вихідної потужності

Однією з переваг цих методів є підвищена здатність виявляти острів навіть в умовах збалансованого навантаження, і таким чином зменшувати або навіть усувати NDZ. Однією з головних проблем, пов'язаних з активними методами, є вплив збурень, створених декількома розподіленими ресурсами, під'єднаними до однієї мережі, а залежно від методу також можуть бути виявлені інші побічні ефекти. З використання цих методів накопичено ще недостатній досвід, але це сфера наступної зростаючої дослідницької діяльності.

3.7 Цифрова обробка сигналу (ЦОС). Digital Signal Processin (DSP)

У сучасному управлінні перетворювачами та приводами використовуються переважно цифрові контролери. Використання цифрових контролерів зручно при впровадженні нових систем керування, оскільки керування можна запрограмувати та завантажити в цифровий контролер. Таким чином легко вносити зміни в управління, і проблеми з неідеальними аналоговими компонентами усуваються. З іншого боку, коли використовується цифрова система керування, все знаходиться в дискретній області, що означає, що потрібно змінити моделі системи та спосіб мислення

					171.6321M.KP.ПЗ.РЗ	Арк.
						109
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

в дискретну область. Основна увага в цьому розділі зосереджена на реалізації системи керування в ЦОС.

3.7.1 Програма ЦОС

Керуюча програма ЦОС часто пишеться на мові високого рівня, як-от С або С++, і іноді фрагменти асемблерного коду можуть використовуватися для спеціальних цілей. Щоб код був читабельним, важливо організувати його логічно. У С++ програмний код може бути організований у структуру, де кожній конкретній функції надається власний клас, а на більш високому рівні він може бути організований в окремих файлах. Таким чином код легше читати, і його стає легше змінити пізніше. Це також може спростити тестування різних алгоритмів, оскільки тоді можна змінити одну функцію, не вносячи змін до решти коду.

Переривання

У безперервній системі обчислення безперервні, але в DSP обчислення виконуються через фіксовані (дискретні) інтервали. Ці інтервали називаються перериваннями, а кожне переривання запускається, коли відбувається визначена подія. Переривання можуть виконуватися на одній і тій же частоті, але вони можуть бути зміщені по фазі або можуть працювати на різних частотах. У DSP є набір попередньо визначених тригерів для переривання, і кожне переривання має пріоритет на основі події, яка його ініціювала. Пріоритет означає, що якщо два переривання очікують на розгляд, то першим буде виконано переривання з найвищим пріоритетом.

Усі алгоритми, необхідні для запуску напівпровідникового перетворювача, виконуються в перериваннях. Алгоритми, які виконуються в різних перериваннях, залежать від того, наскільки швидко вони повинні виконуватися, і від того, чи потрібно деякі з алгоритмів зміщувати по фазі один до одного. Прикладом є контролери, які зазвичай керуються частотою перемикання, щоб отримати якнайшвидший відгук, тоді як АЦП (аналогово-цифровий перетворювач) може керуватися з тією ж частотою, але з

					171.6321M.KP.ПЗ.РЗ	Арк.
						110
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

випередженням на половину періода, щоб вимірювання були готові до початку обчислень. Таким чином обчислення матимуть свіжі вимірювання, отже вимірювання не затримуватимуться.

Покращений контроль

Для того, щоб змусити все працювати, коли воно має працювати, і переконатися, що дії не виконуються, якщо вони не призначені, потрібен певний вищий контроль. Цей вищий контроль може включати кінцевий автомат, який матиме набір визначених станів, у яких може перебувати система. Кінцевий автомат оброблятиме транзакції між різними станами та стежитиме за тим, щоб не відбувалися незаконні транзакції стану. У кожному стані вищий контроль визначає, яким алгоритмам, дозволено працювати, а також є певна логіка, яка сповіщає, коли дозволено або потрібно вийти з цього стану. Приклад вищого контролю з кінцевим автоматом показано на малюнку 3.14, це в принципі показує, як працює вищий контроль. Ромби на малюнку представляють стани кінцевого автомату, а прямокутники-події, які відбудуться в кожному стані.

					171.6321M.KP.ПЗ.РЗ	Арк.
						111
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

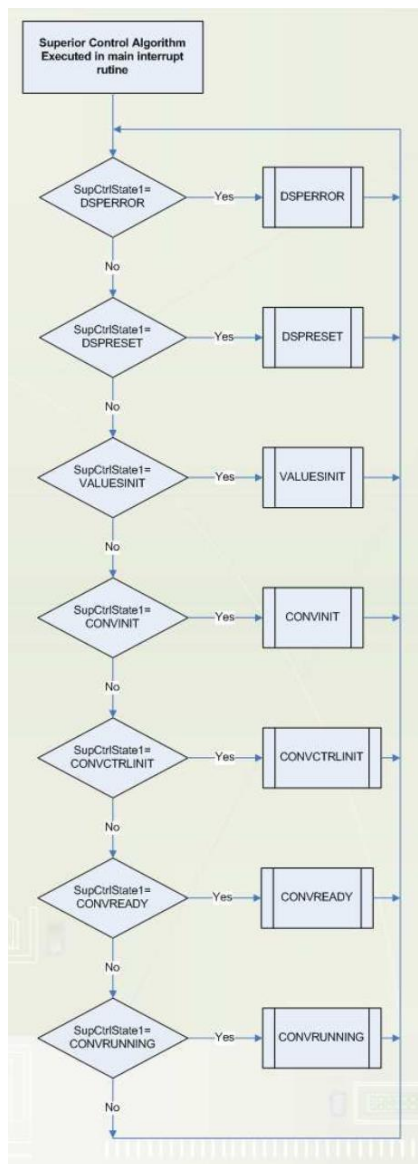


Рисунок 3.14. Блок-схема вищого керування з кінцевим автоматом

Різні стани можна коротко описати наступним чином:

DSPERROR – це стан, у якому система працює після виникнення серйозної системної помилки. Систему буде вимкнена і вона має бути перезапущена вручну.

DSPRESET – система передається сюди, коли користувачеві або системі необхідно скинути існуючий стан з якоїсь причини. У цьому разі система вимкається, і вона автоматично переходить до наступного стану.

VALUESINIT - У цьому стані початкові значення для вимірювань встановлені та знайдені значення зсуву для АЦП. Після цього система автоматично переходить у наступний стан

CONVINIT - У цьому стані ініціалізується, якщо необхідно, апаратне забезпечення перетворювача. Після цього система автоматично переходить у наступний стан

CONVCTRLINIT - У цьому стані початкові значення для системи керування задані. Після цього система автоматично переходить у наступний стан

CONVREADY - Коли вищий контроль досягає цього стану, все має бути ініціалізовано належним чином, і перетворювач повинен бути готовий до запуску. Система буде в цьому стані, доки користувач не встановить стартовий біт. У цьому стані також гарантовано, що жоден із початкових значень системних змінних не змінить свої початкові значення до запуску системи.

CONVRUNNING – Коли система досягає цього стану, перетворювач починає працювати. У цьому стані виконуються всі алгоритми роботи перетворювача. Система перебуватиме в цьому стані, доки користувач не встановить стоп-біт або поки не станеться системна помилка і система перебуватиме в стані помилки.

3.7.2 Вимірювання та аналого-цифрове перетворення

У ЦОС виміряні значення повинні бути відібрані перед тим, як їх можна буде використовувати в будь-яких обчисленнях, і це робиться за допомогою аналого-цифрового перетворювача (АЦП). При використанні АЦП важливо відрегулювати зміщення вимірювань перед їх початком. Якщо цього не зробити, існує ризик зсуву виміряного значення порівняно з фактичним значенням, а при трифазному вимірюванні це може призвести до фазового дисбалансу виміряних значень, навіть якщо реальні значення його не мають.

					171.6321M.KP.ПЗ.РЗ	Арк.
						113
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

Згідно з теоремою дискретизації, дискретизований сигнал не повинен містити частоти, що перевищують половину частоти дискретизації, щоб уникнути накладання спектрів. Щоб уникнути цього, найпоширенішим рішенням є використання фільтра згладжування для видалення вищих частот перед їх вибіркою. Тоді цей фільтр повинен мати кутову частоту

$$\omega_c \leq \frac{\omega_s}{2}$$

Використовуючи аналоговий фільтр, щоб уникнути згладжування, у вимірювання вводиться фазова затримка, а схема є складнішою та дорожчою через додаткові фільтри. Тому бажано уникати цих фільтрів, якщо це можливо.

Метод, званий синхронною вибіркою [17,22], є часто використовуваним методом у цифрових приводах у промисловості. За допомогою цього методу АЦП синхронізується на верхньому або нижньому піку трикутного несучого сигналу ШІМ. Таким чином, перетворення АЦП здійснюється в момент, коли гармонічні струми перемикавання незначні. Це дає вимірювання, близьке до його середнього значення, і з незначною пульсацією. Таким чином, існує необхідність у фільтрі згладжування зменшеннюється, і тому він не потрібен для вимірювань.

3.7.3 Дискретизація

Для аналізу системи в дискретній області неперервні моделі необхідно буде перетворити на дискретні. Для цього існує декілька доступних методів, деякі з яких базуються на чисельному інтегруванні, а інші – на чисельному виведенні. Двома найбільш основними методами, що використовуються, є методи прямого та зворотного числового інтегрування Ейлера, які є перетвореннями першого порядку, тобто вони використовують лише одну вибірку на інтервалі вибірки в обчисленнях. Ці методи є досить точними, коли частота дискретизованого сигналу значно нижча за частоту дискретизації, але точність зменшується, коли частота дискретизації наближається до частоти дискретизованого сигналу.

					171.6321M.KP.ПЗ.РЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		114

Інший метод, заснований на чисельному інтегруванні, називається трапецієподібним методом (також називається білінійним перетворенням або методом Тастіна). Це перетворення другого порядку, що означає використання двох вибірок протягом кожного інтервалу вибірки.

Таким чином, цей метод є більш точним і не буде настільки залежним від частоти, як методи Ейлера, і тому буде кращим методом. Трансформація з площини s у площину z досягається шляхом введення співвідношення (3.14) у рівняння моделі безперервного часу.

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \quad (3.14)$$

Коли система трансформується в площину z , залишився маленький крок, щоб реалізувати її в комп'ютерному алгоритмі. Його можна перетворити на дискретну часову область, ввівши оператор z як оператор зсуву часу, де z означає позитивний часовий зсув, а $1/z$ означає негативний часовий зсув. Функцію передачі можна використовувати для дискретних вхідних і вихідних значень часу, використовуючи співвідношення, показані в (3.15). Отриманий вираз буде різницеvim рівнянням, яке можна легко реалізувати в комп'ютерному алгоритмі. Слід зазначити, що це не є математично правильний спосіб, але він досить просто дає правильну відповідь

$$\begin{aligned} zx[k] &= x[k+1] \\ z^{-1}x[k] &= x[k-1] \end{aligned} \quad (3.15)$$

3.7.4 Дискретна фільтрація

Виміряні значення можуть потребувати деякої фільтрації, щоб видалити небажані частотні компоненти з вимірювань перед ЦОС. Тому може знадобитися певний тип фільтрації, і щоб уникнути недоліків аналогових фільтрів, реалізація цифрового фільтра буде більш доречною. Існує багато доступних методів фільтрації, від простих фільтрів першого порядку до складних фільтрів вищого порядку. Якщо немає необхідності мати дуже різке відсічення, простий фільтр першого порядку зазвичай

					171.6321M.KP.ПЗ.РЗ	Арк.
						115
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

виконає відповідну роботу. Тому тут можна знайти лише реалізацію цього фільтра. На основі безперервної моделі фільтра першого порядку, як показано в (3.17), можна застосувати z-перетворення та легко знайти комп'ютерний алгоритм.

$$H_F(s) = \frac{1}{1 + sT_F} \quad (3.16)$$

Білінійне перетворення знаходимо підставою (2.14) у (2.16)

$$H_F(z) = \frac{T_s + z^{-1}}{(T_s + 2T_F) + (T_s - 2T_F)z^{-1}} \quad (3.17)$$

Далі використовується оператор зсуву часу z , як показано в (2.15), і знайдено різницеве рівняння

$$y[k] = a_1 x[k] + a_2 x[k-1] + b_1 y[k-1] \quad (3.18)$$

$$a_1 = a_2 = \frac{T_s}{2T_F + T_s}$$

$$b_1 = \frac{T_F}{2T_F + T_s} - \frac{T_s}{2T_F + T_s}$$

Різницеве рівняння в (2.18) може бути легко реалізоване в комп'ютерному алгоритмі, і якщо частота дискретизації висока порівняно з кутовою частотою, константа фільтра може бути використана з безперервної моделі.

3.7.5 Дискретний ПІ-регулятор

У кількох місцях алгоритму керування знадобляться ПІ-регулятори. У (3.19) показана передатна функція ПІ-регулятора

$$H_{PI}(s) = K_P \frac{1 + T_i s}{T_i s} \quad (3.19)$$

Щоб використовувати це в комп'ютерному алгоритмі, його потрібно дискретизувати. За допомогою тієї ж процедури, що й для дискретизації фільтра, можна знайти z-перетворену модель і різницеве рівняння.

Щоб використовувати це в комп'ютерному алгоритмі, його потрібно дискретизувати. За допомогою тієї ж процедури, що й для дискретизації фільтра, можна знайти z-перетворену модель і різницеве рівняння.

$$H_{PI}(z) = \frac{(K_P T_S + 2K_P T_I) + (K_P T_S - 2K_P T_I)z^{-1}}{2T_I - 2T_I z^{-1}} \quad (3.20)$$

Різницеве рівняння цього таке ж, як і в (3.18), але з цими коефіцієнтами

$$a_1 = \frac{K_P T_S}{2T_I} + K_P$$

$$a_2 = \frac{K_P T_S}{2T_I} - K_P$$

$$b_1 = 1$$

3.8 Оптимізація алгоритму Р&О

Оскільки ефективність алгоритмів INC і Р&О дуже близька, а алгоритм Р&О набагато легше реалізувати, його буде проаналізовано далі. Для того, щоб ефективність алгоритму була якомога вищою, алгоритм в ідеальному випадку мав би необмежено малий крок робочого циклу та виконувався б необмежено часто. Однак це неможливо через характеристики реальної системи. Це буде шум, різного роду затримки та зміни умов роботи, які необхідно враховувати. Тому слід розрахувати мінімальний розмір кроку та робочий цикл, які можна використовувати без ризику «заплутати» алгоритм.

3.8.1 Мінімальний часовий крок

Недоліком алгоритму Р&О є помилка відстеження, яка може виникнути під час швидких змін сонячного опромінення. Відповідно до [24] помилка виникає, коли зміна опромінення протягом одного інтервалу вибірки є більшою та відбувається в протилежному напрямку до зміни потужності через модуляцію шпаруватості. Це «заплутує» МРРТ, і він налаштує робочий

цикл у протилежному напрямку. Щоб зменшити ризик «заплутати» МРРТ під час цих змін, інтервал вибірки алгоритму Р&О має бути якомога меншим, не викликаючи нестабільності. У [23] зазначено, що системний інтервал дискретизації

має бути встановлено відповідно до динаміки перетворювача, щоб після кожного збурення робочого циклу системи було дозволено досягти стаціонарного режиму роботи перед наступним збуренням. Якщо вибірка буде нижчою, ніж це, МРРТ може «збентежитись» перехідною поведінкою фотоелектричної матриці + перетворювача.

Щоб знайти час, за який система досягла стаціонарного стану, потрібно поглянути на модель системи. У [23] показано, що потужність масиву пропорційна квадрату фотоелектричної напруги, як показано в (3.21). Тому, знайшовши модель для керування напругою фотоелектричної матриці, можна розрахувати час до того, як перехідні процеси, спричинені збуренням керування, досягнуть певного значення. Коли система досягає цього значення, МРРТ може безпечно працювати, не вводячи в «оману» динаміку системи.

$$\hat{p}(t) = -\frac{v_{pv}^2(t)}{R_{MPP}} \quad (3.21)$$

Де R_{MPP} — еквівалентний опір фотоелектричного навантаження в стаціонарному стані в робочій точці спокою, де передбачається, що робоча точка знаходиться поблизу МРР. Це співвідношення наведено в (3.22)

$$R_{MPP} = \frac{V_{MPP}}{I_{MPP}} \quad (3.22)$$

Інтервал вибірки тепер можна знайти, визначивши область навколо значення сталого стану, яке має бути досягнуто, перш ніж буде дозволено нове відбір.

					171.6321М.КР.ПЗ.РЗ	Арк.
						118
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

3.8.2 Мінімальний крок робочого циклу

Коли час дискретизації алгоритму знайдено, саме розмір кроку робочого циклу призначатиме швидкість МРРТ. Більший розмір кроку дає швидшу реакцію, але більшу пульсацію i , отже, вищі втрати в стаціонарному стані. Мінімальний розмір кроку обмежується максимально можливою зміною опромінення між кожним відбором. Використовуючи надто малий розмір кроку, шанс заплутати МРРТ під час швидких змін освітленості стає більшим. У [24] знайдено критерій для уникнення плутанини МРРТ.

$$|\Delta P_d| > |\Delta P_s| \quad (3.23)$$

Критерій (2.23) стверджує, що зміна фотоелектричної потужності внаслідок збурення робочого циклу має бути більшою, ніж зміна фотоелектричної потужності внаслідок опромінення протягом одного періоду вибірки. У [24] рівняння (2.23) можна розгорнути та знайти еквівалентний вираз (див. [25] для пояснення правої частини)

$$\left| \left(\frac{1}{2} \frac{\partial^2 i_{pv}}{\partial^2 V_{pv}} \right)_{MPP} V_{MPP} - \frac{1}{R_{MPP}} \right| (H_0 \cdot \Delta d)^2 > V_{MPP} K |\Delta S| \quad (3.24)$$

Де H_0 — коефіцієнт підсилення постійного струму системи, а K — константа матеріалу. Додаткову інформацію про це можна знайти в [24] і [25].

3.9 Оптимізація ФАПЧ контролера

Вибираючи параметри контролера для ФАПЧ, слід прагнути до конструкції замкнутого циклу, яка забезпечує швидке відстеження та хороші характеристики фільтрації. Ці дві вимоги не можна вимагати одночасно, оскільки вони суперечливі. Таким чином, необхідно досягти компромісу між цими двома параметрами.

У ФАПЧ з використанням ПІ-регулятора замкнутий контур керування буде мати передаточну функцію другого порядку. Відповідно до [21] метод

Вінера є найбільш широко використовуваним методом оптимізації, і для контуру другого порядку передаточна функція відповідно до цього методу задана як

$$H_{PLL}(s) = \frac{\sqrt{2}\omega_n s + \omega_n}{s^2 + \sqrt{2}\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.25)$$

де пропускну здатність замкнутого циклу можна знайти за допомогою стохастичної інформації про сигнал і шум, за методом Вінера як

$$\omega_n^2 = \Delta\omega\lambda\sqrt{\frac{2P_s}{W_0}}, \quad (3.26)$$

$\Delta\omega$: відхилення частоти;

P_s : потужність вхідного сигналу;

W_0 : спектральна щільність вхідного шуму;

λ : множник Лагранжа, який визначає відносну пропорцію шуму та перехідної помилки.

Проте в [21] зроблено висновок, що дуже важко оцінити стохастичну інформацію шуму, і це співвідношення не забезпечує оптимального результату за спотвореної форми сигналу. Тому замість цього буде використано емпіричний компроміс. Як згадувалося раніше, бажані як хороша фільтрація, так і швидка відповідь відстеження, де низька смуга пропускання дає хороший ефект фільтрації, тоді як висока пропускну здатність забезпечує швидшу відповідь відстеження, тому обидва вони не можуть бути повністю досягнуті. Помилки, спричинені фазовим дисбалансом і гармоніками, можна зменшити, використовуючи низьку смугу пропускання, але вибравши низьку смугу пропускання, динамічна продуктивність ФАПЧ може стати низькою.

Якщо компроміс між фільтрацією та динамічним відгуком при використанні ПІ-регулятора є неприйнятним за умов спотворення мережі, слід розглянути інші методи, такі, наприклад, як ФАПЧ.

					171.6321М.КР.ПЗ.РЗ	Арк.
						120
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

3.10 Оптимізація регулятора напруги та струму

Два методи оптимізації контролера, які докладно описані в [35], будуть використані для регуляторів напруги та струму інвертора. Обидва ці методи оптимізації ґрунтуються на модулі підтримки, який зветься також формуванням бажаної амплітудно-частотної характеристики. Модуль підтримки має на меті наблизити модуль (абсолютне значення) частотної характеристики до значення 1 у якомога більш широкому діапазоні частот, від нуля і вище. Завдяки використанню модуля підтримки результатом завжди будуть контури регулювання, які забезпечують стабільну роботу. Тому подальші дослідження стабільності цих контурів керування не потрібні.

3.10.1 Оптимальний модуль

Критерії оптимальності модуля можна використовувати для процесів, що містять кілька малих постійних часу, або систем, що мають одну або дві великі постійні часу та кілька малих. Можна довести, що якщо малі постійні часу малі порівняно з інтегруючою постійною часу контролера, то добутки малих постійних часу вищого порядку не справляють вплив на загальну поведінку модуля. Тому малі постійні часу складаються разом і розглядається як одна еквівалентна стала часу T_{eq} .

Тип контролера, який необхідний для досягнення модуля підтримки, залежить від того, якою з цих трьох систем, зазначених нижче, потрібно керувати.

1. Система з кількома малими затримками першого порядку

Інтегруючий (І) контролер, як показано в (2.27), підходить для цієї системи

$$H_I(s) = \frac{1}{sT_I} \quad (3.27)$$

Це дає функцію передачі відкритого циклу для системи, як показано в (2.28) (малі символи t використовуються для малих постійних часу)

					171.6321М.КР.ПЗ.РЗ	Арк.
						121
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

$$H_1(s) = \frac{1}{sT_I} K_S \frac{1}{1+st_1} \frac{1}{1+st_2} \frac{1}{1+st_3} \dots = \frac{1}{sT_I} K_S \frac{1}{1+sT_{eq1}} \quad (3.28)$$

Тоді функція передачі замкнутого циклу з цим контролером

$$M_1(s) = \frac{K_S}{K_S + sT_I + s^2T_IT_{eq1}} \quad (3.29)$$

При оптимізації за допомогою оптимуму модуля параметр регулятора стає

$$T_I = 2K_S T_{eq1} \quad (3.30)$$

2. Система з одним великим і кількома малими затримками першого порядку

Для цієї системи підходить пропорційно-інтегральний (PI) регулятор, як показано в (2.31). Це пояснюється тим, що ПІ-регулятор містить випередження фази, яке потім можна використовувати для компенсації (скасування) затримки фази, викликаній великою постійною часу. Якщо фазову затримку не компенсовано, велика постійна часу повинна бути додана до малих постійних часу, що сповільнить реакцію керування. Це буде показано наступними рівняннями.

$$H_{PI}(s) = K_P \frac{1+sT_I}{sT_I} \quad (3.31)$$

З цим контролером передавальна функція відкритого контуру для системи стає такою, як показано в рівнянні (2.32) (малі символи t використовуються для малих постійних часу)

$$H_2(s) = K_P \frac{1+sT_I}{sT_I} \frac{1}{1+sT_1} \frac{1}{1+st_1} \frac{1}{1+st_2} \dots \quad (3.32)$$

Якщо велика постійна часу компенсується випередженням фази PI (скасування полюса-нуля) шляхом встановлення $T_I=T_1$, функція передачі стає такою, як показано в (2.33).

$$H_2(s) = K_P \frac{1}{sT_I} K_S \frac{1}{1+sT_{eq2}} \quad (3.33)$$

Тоді функція передачі замкнутого циклу з цим контролером

$$M_2(s) = \frac{K_P K_S}{K_P K_S + sT_I + s^2 T_I T_{eq2}} \quad (3.34)$$

При оптимізації за допомогою оптимуму модуля параметр регулятора стає

$$\begin{aligned} T_I &= T_1 \\ K_P &= \frac{T_1}{2K_S T_{eq2}} \end{aligned} \quad (3.35)$$

3. Система з двома великими і кількома малими постійними часу

Для цієї системи підходить пропорційно-інтегрально-похідний (ПІД) регулятор, як показано в (2.36). Це пояснюється тим, що ПІД-регулятор містить два випередження фаз, які можна використовувати для компенсації (скасування) фазової затримки, викликані великими постійними часу, подібно до системи з однією великою постійною часу. Шляхом компенсації двох найбільших постійних часу швидкість контуру керування визначається сумою малих постійних часу.

Шляхом компенсації двох найбільших постійних часу швидкість контуру керування визначається сумою малих постійних часу. Можна було б компенсувати більше постійних часу, щоб зробити реакцію керування ще швидшою, але це зробить контур дуже чутливим до збурень, і буде важко досягти стабільного керування.

$$H_{PID}(s) = K_P \frac{(1+sT_I)(1+sT_D)}{sT_I} \quad (3.36)$$

З цим контролером передавальна функція відкритого циклу для системи стає такою, як показано в рівнянні (2.37) (малі t використовуються для малих постійних часу)

$$H_3(s) = K_P \frac{1+sT_I}{sT_I} \frac{1}{1+sT_1} \frac{1}{1+sT_2} \frac{1}{1+st_1} \frac{1}{1+st_2} \dots \quad (3.37)$$

Якщо великі постійні часу компенсуються зрушенням фази ПД (скасування полюса-нуля) шляхом встановлення $T_I=T_1$ і $T_D=T_2$, функція передачі стає такою, як показано в (2.38).

$$H_3(s) = K_P \frac{1}{sT_I} K_S \frac{1}{1+sT_{eq3}} \quad (3.38)$$

Тоді функція передачі замкнутого циклу з цим контролером

$$M_3(s) = \frac{K_P K_S}{K_P K_S + sT_I + s^2 T_I T_{eq3}} \quad (3.39)$$

При оптимізації за допомогою модульного оптимуму параметри контролера стають такими

$$\begin{aligned} T_I &= T_1 \\ T_D &= T_2 \\ K_P &= \frac{T_1}{2K_S T_{eq3}} \end{aligned} \quad (3.40)$$

З передаточної функції замкнутої системи можна побачити, що після компенсації великих постійних часу вона стає як подібною передаточній функції другого порядку. Таким чином, можна сказати, що будь-яка система, яку можна компенсувати або спростити таким чином, щоб вона створювала передаточну функцію замкнутого контура, як показано в рівнянні (2.41), може бути компенсована за допомогою оптимального модуля.

$$M_{MO}(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (3.41)$$

Узагальнений критерій проектування для досягнення модуля підтримки є

					171.6321М.КР.ПЗ.РЗ	Арк.
						124
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

$$\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3.42)$$

Частотна характеристика оптимізованого за модулем контуру керування показана на рисунку 3.15

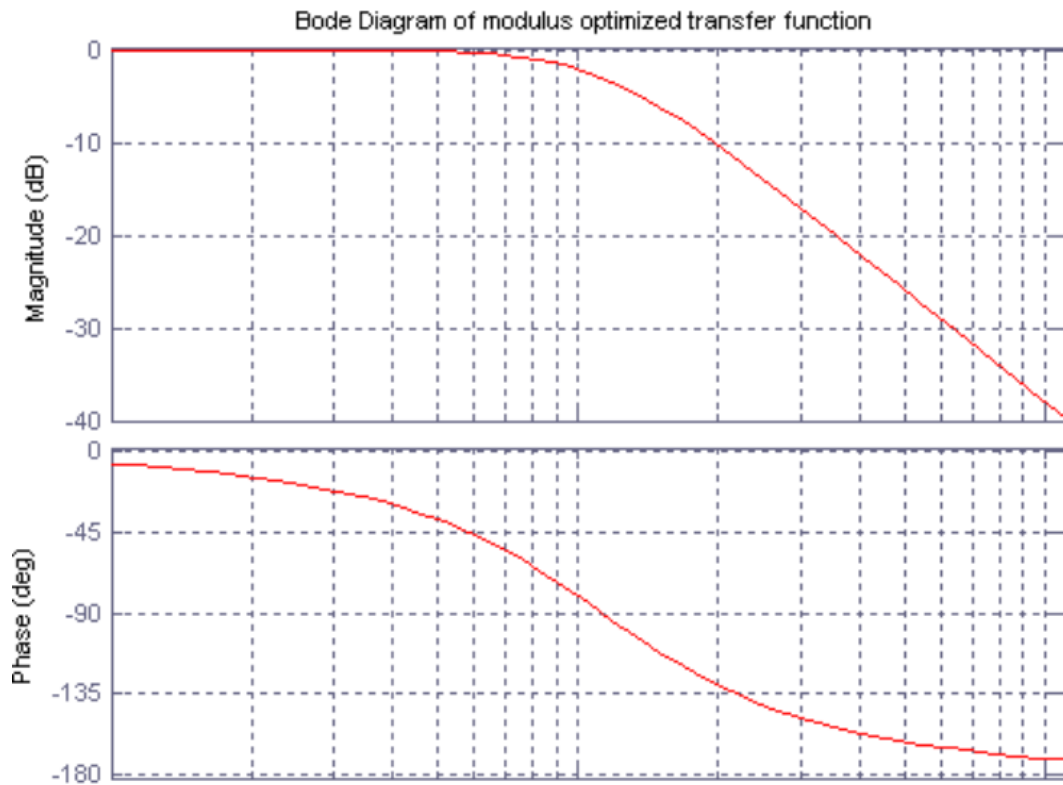


Рисунок 3.15: Частотна характеристика оптимізованого за модулем контуру керування.

Ступінчаста характеристика оптимізованого за модулем контуру керування показана на малюнку 3.16 Вона має час наростання 4,7 Тeq, максимальне перевищення на 4,3% над остаточним значенням стаціонарного стану, і час, який використовується для досягнення стаціонарного стану в межах Е2% (час встановлення) становить 8,4 Тeq.

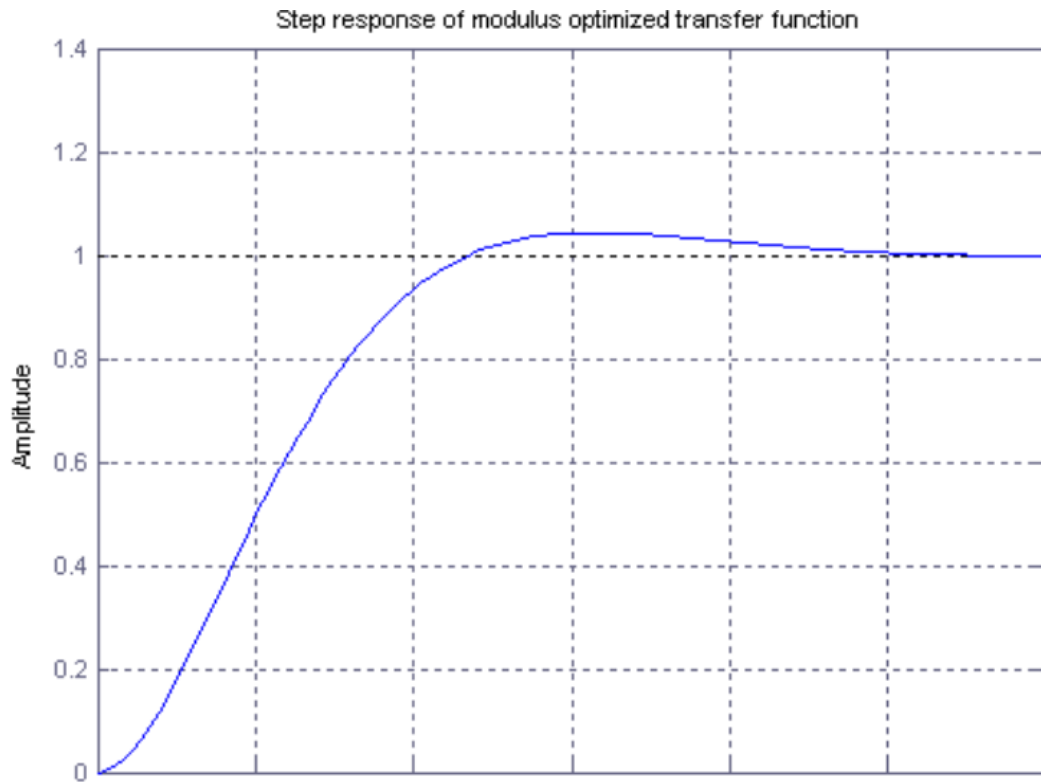


Рисунок 3.16: Реакція на ступінчастий вплив оптимізованого за модулем контуру керування

3.10.2 Симетричний оптимум

Якщо система, якою потрібно керувати, також включає інтегратор, критерії оптимальності модуля не можуть бути використані. Це тому, що компенсація неможлива, оскільки інтегрування контролера буде додано до інтегрування контрольованої системи, що, у свою чергу, призведе до коливань регульованої змінної. Тому в цьому випадку слід використовувати інший метод досягнення модуля підтримки, який називається симетричним оптимумом.

Як і у випадку з оптимумом модуля, тип контролера, необхідний для досягнення симетричної оптимальної оптимізації, залежить від системи.

3. Система з одним інтегруючим елементом і кількома малими затримками першого порядку

Ця система потребуватиме ПІ-регулятора (екв. (2.31)), оскільки потрібне випередження фази, щоб подолати вплив інтегруючого елемента.

Це дає систему з незамкнутою передатною функцією в екр.(2.43), яку можна оптимізувати за допомогою симетричного оптимуму

$$H_4(s) = K_p \frac{1+sT_I}{sT_I} K_s \frac{1}{sT_s} \frac{1}{1+st_1} \frac{1}{1+st_2} \frac{1}{1+st_3} \dots = K_p \frac{1+sT_I}{sT_I} K_s \frac{1}{sT_s} \frac{1}{1+sT_{eq4}} \quad (3.43)$$

Оскільки компенсація цієї функції призводить лише до коливань, передавальна функція замкнутого контуру визначається безпосередньо.

$$M_4(s) = \frac{K_p K_s (1+sT_I)}{K_p K_s + sK_p K_s T_I + s^2 T_I T_s + s^3 T_I T_s T_{eq4}} \quad (3.44)$$

При оптимізації за допомогою симетричного оптимуму параметри регулятора стають такими

$$\begin{aligned} T_I &= 4T_{eq4} \\ K_p &= \frac{T_s}{2K_s T_{eq4}} \end{aligned} \quad (3.45)$$

5. Система з одним інтегруючим елементом, одним великим і кількома малими затримками першого порядку. У цій системі потрібен ПІД-регулятор (екв. (2.36)), щоб компенсувати велику затримку. Передаточна функція розімкненого контура цієї системи має вигляд

$$H_5(s) = K_p \frac{(1+sT_I)(1+sT_D)}{sT_I} K_s \frac{1}{sT_s} \frac{1}{1+sT_1} \frac{1}{1+st_2} \frac{1}{1+st_3} \dots \quad (3.46)$$

Після компенсації та додавання разом малих постійних часу передаточна функція стає такою

$$H_5(s) = K_p \frac{1+sT_I}{sT_I} K_s \frac{1}{sT_s} \frac{1}{1+sT_{eq5}} \quad (3.47)$$

Задана передаточна функція замкнутого контуру

					171.6321М.КР.ПЗ.РЗ	Арк.
						127
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

$$M_s(s) = \frac{K_p K_s (1 + sT_I)}{K_p K_s + sK_p K_s T_I + s^2 T_I T_s + s^3 T_I T_s T_{eq5}} \quad (3.48)$$

Це те ж саме, що і для системи без однієї великої затримки часу, тому параметри контролера стають схожими.

$$\begin{aligned} T_I &= 4T_{eq4} \\ T_V &= T_1 \\ K_P &= \frac{T_s}{2K_s T_{eq4}} \end{aligned} \quad (3.49)$$

6. Система лише з затримками першого порядку, де один принаймні такий же великий, як і залишок. У системі такого типу велика затримка часу може бути апроксимована як інтегратор.

Чим більше час затримки порівняно із залишком, тим правильнішим стає це припущення. Якщо ця система розроблена відповідно до критеріїв симетричного оптимуму, перехідна характеристика буде десь між симетричним оптимумом і оптимумом модуля. Якщо велика постійна часу дорівнює решті в чотири рази, досягається оптимальна перехідна характеристика за модулем, якщо вона стає більшою, вона наближається до симетричного оптимуму.

З передавальних функцій замкнутого циклу цих систем видно, що після компенсації великої сталої часу системи в кінцевому підсумку стають аналогічними передаточними функціями третього порядку. Як і у випадку з оптимумом модуля, можна сказати, що будь-яка система, яку можна компенсувати або спростити таким чином, щоб вона створювала передаточну функцію замкнутого циклу, як показано в (2.50), може бути компенсована за допомогою симетричного оптимуму.

$$M_{so}(s) = \frac{b_0 + sb_1}{a_0 + sa_1 + s^2 a_2 + s^3 a_3} \quad (3.50)$$

Тут $a_0=b_0$ і $a_1=b_1$, і якщо це рівняння проаналізовано для досягнення оптимального модуля, тоді можна знайти ці критерії проектування.

					171.6321М.КР.ПЗ.РЗ	Арк.
						128
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

$$\begin{aligned} a_1^2 &= 2a_0a_2 \\ a_2^2 &= 2a_1a_3 \end{aligned} \quad (3.51)$$

Частотна характеристика симетричного оптимізованого контуру керування показана на рисунку 3.17.

Перехідна характеристика (реакція на ступінчастий вплив) симетричного оптимізованого контуру керування показана на малюнку 3.18. Він має час наростання 3,1 Тед, максимальне перевищення на 43,4% над кінцевим значенням стаціонарного стану, а час, який використовується для досягнення стаціонарного стану в межах Е2% (час встановлення) становить 16,5 Тед.

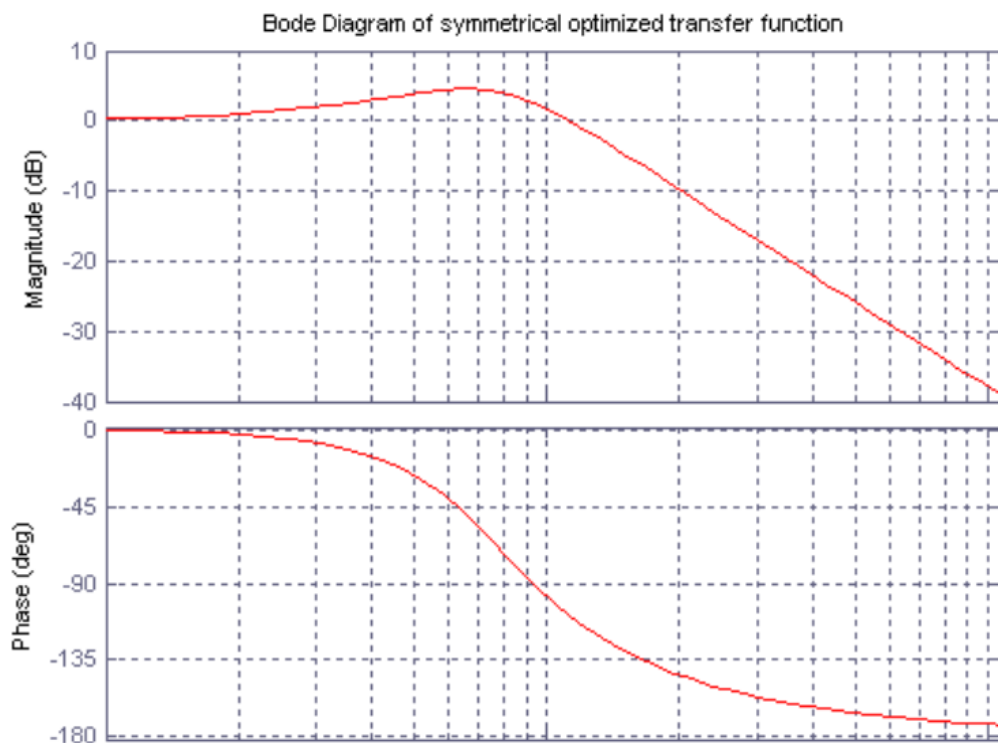


Рисунок 3.17: Частотна характеристика симетричного оптимізованого контуру керування

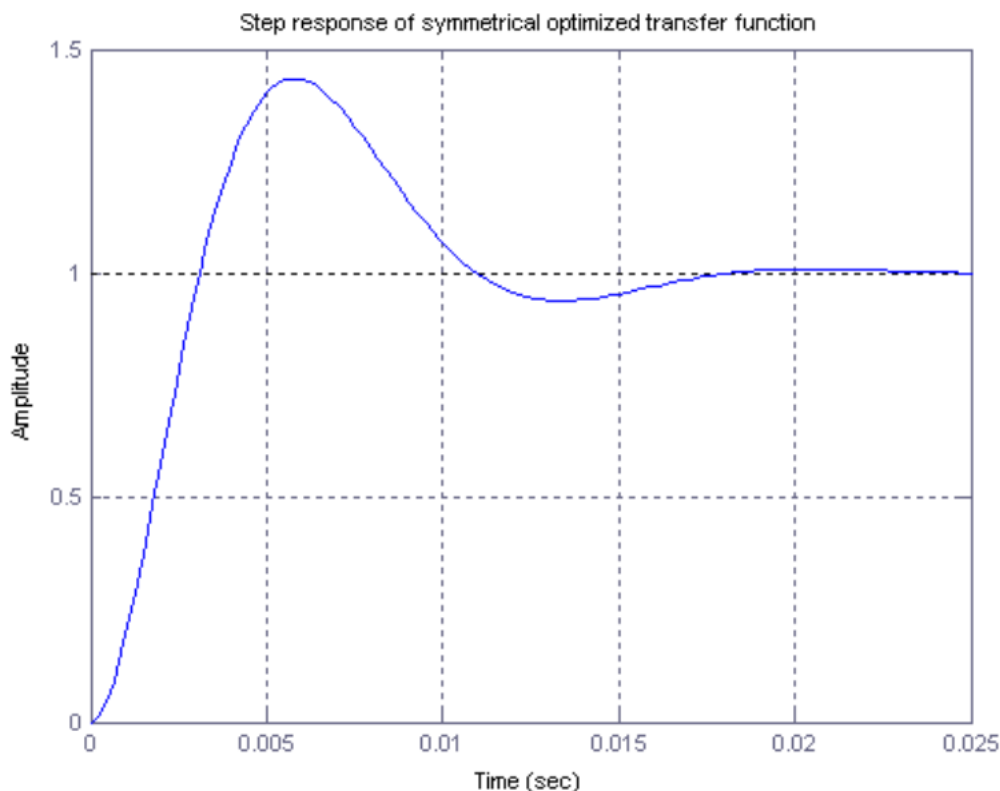


Рисунок 3.18: Реакція на ступінчастий вплив симетричного оптимізованого контуру керування

Висновки до розділу

1. Розглянуто основні особливості керування фотоелектричними системами , пов'язані із необхідністю максимального використання потужності фотоелектричних джерел енергії та забезпечення синхронної і синфазної роботи DC-AC перетворювача з зовнішньою мережею.
2. Розглянуто алгоритми відстеження точки максимальної потужності і їх реалізація на базі мікроконтролерного керування DC-DC-перетворювачами підвищувального типу.
3. Описано алгоритми фазового автопідстроювання частоти DC-AC перетворювача – АІН з ШІМ і перетворенням координат.
3. Виконано аналіз питань оптимізації струму і напруги та побудови оптимального модуля.

					171.6321М.КР.ПЗ.Р4			
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата				
Розробник		Поповенко П. Ю.			Опис системи, модельовання та оптимізація	Літ.	Арк.	Аркуші
Консультант							131	
Н. контр.		Добрінова Л. П.				НУК імені адмірала Макарова		
Керівник		Жук О. К.						
Зав. каф.		Рябенський В. М.						

РОЗДІЛ 4 ОПИС СИСТЕМИ, МОДЕЛЮВАННЯ ТА ОПТИМІЗАЦІЯ

У цьому розділі роботи розроблено систему, щоб продемонструвати частину теорії, описаної вище. Налаштування системи базується на топології та методах керування, наведених у попередніх розділах. Оскільки більшість із цих методів добре відомі та не такі складні, це вдалося легше спроектувати та побудувати повну систему. Якщо згодом з'ясується, що потрібен більш розширений контроль, його можна легко запровадити пізніше, коли система буде запущена.

Система була створена перш за все для тестування різних методів керування, і тому вона не може розглядатися як готова високоефективна система. Однак систему керування було оптимізовано за допомогою методів, описаних у розділі 3.10.

4.1 Топологія перетворювачів та опис керування

У налаштуванні для цього призначення буде використано багаторядний інвертор із DC-DC перетворювачем постійного струму та DC-AC перетворювачем. Для перетворювача DC-DC використовується повномостовий перетворювач з живленням струмом та ВЧ-трансформатором, а для перетворювача DC-AC буде використовуватися звичайний 3-фазний мостовий АІН з вихідним фільтром LCL як мережевим інтерфейсом. Базова топологія показана на рисунку 4.1.

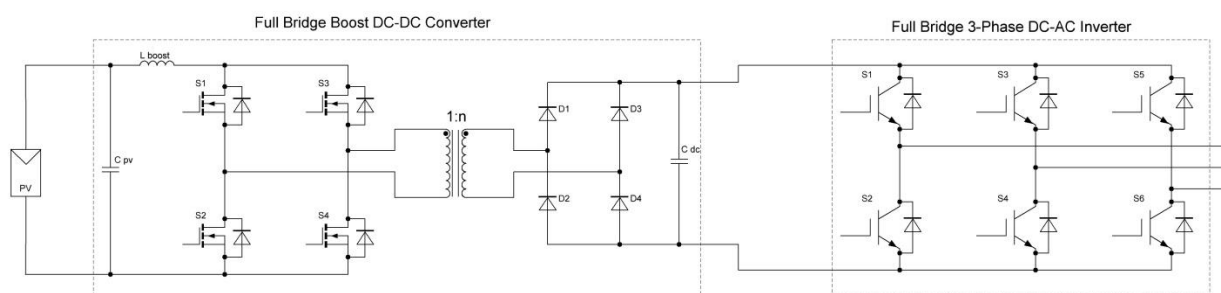


Рисунок 4.1: Базова топологія перетворювального комплексу фотоелектричної системи

Керування перетворювачем DC-DC здійснюється MPPT за алгоритмом P&O, який використовує пряме керування робочим циклом, а перетворювач DC-AC буде керуватися струмом ПІ-регуляторами в синхронній системі відліку. За умови прив'язки систему відліку до напруги мережі, струм осі d буде визначати активну потужність, а струм по осі q — реактивну потужність. Для синхронізації з мережею використовується ФАПЧ з ПІ-регулятором, а для реалізації антиострівної системи будуть використані пасивні методи, які відповідають вимогам, викладеним у розділі 3.6.1. Широтно-імпульсна модуляція сигналів перемикання буде виконана на основі ШІМ просторового вектора, але інші методи також можуть бути реалізовані для порівняння. У цьому застосуванні компенсація гармонік не буде застосована, і не буде засобів тимчасового зберігання електроенергії, оскільки система завжди буде підключена до мережі.

4.1.1 Значення параметрів перетворювача DC-DC

Номінальні значення параметрів DC-DC перетворювача представлені в таблиці нижче.

Таблиця 4.1 Значення схемних параметрів компонентів DC-DC перетворювача

Компонент	Значення
Конденсатор вхідний	330 μ F
Підвищувальна катушка індуктивності	1,0 м 1,0 mH
Конденсатор вихідний	165 □ 165 μ F

Режимні параметри DC-DC перетворювача показані в таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 Значення режимних параметрів DC-DC перетворювача

Параметр	Значення
Частота перемикачів	50 кГц
Вихідна напруга	600В
Вхідна напруга	170-350 В
Вхідний струм ^а	0,5-5 А
Коефіцієнт трансформації	1.4
Межі шпаруватості	0.12-0.58

а Нижня межа заснована на підтримці роботи перетворювача в режимі безперервного струму

Комутуючими пристроями DC-DC перетворювача будуть MOSFET і швидкі діоди .

4.1.2 Значення параметрів перетворювача DC-AC і вихідного фільтра LCL

В якості DC-AC перетворювача використовується трифазний мостовий АІН на IGBT-ключах. Вихідний LCL фільтр, який використовується як інтерфейс мережі, повинен бути побудований спеціально для цієї установки. Значення схемних і режимних параметрів перетворювача DC-AC і фільтра представлені в таблицях 4.3 і 4.4 відповідно.

Таблиця 4.3 Значення параметрів компонентів перетворювача DC-AC та LCL фільтра

Компонент	Значення
Конденсатор	3300 μ F
Інд Індуктивність з боку інвертора Li	4,3 mH
Ємність фільтра Cf	0,68 μ F
Індуктивність на стороні мережі Lg	2,0 mH
Демпфуючий резистор Rd	10 Ω

Таблиця 4.4 Режимні параметри DC-AC перетворювача та LCL фільтра

Параметр	Значення
Частота перемикачів	20 кГц
НА Напруга ланки постійного струму	600В
Вихідна напруга	0-400 В (RMS)
Обмеження вхідного струму	25А (на частоті 20 кГц)
Широтно-імпульсна модуляція	0-100%
Резонансна частота	5224 Гц

Використовувані плати контролерів засновані на Texas Instruments TMS320F2812, який є мікроконтролером DSP 16/32 біт, 150 МГц. Плата використовує Xilinx XC95288XL CPLD як порти розширення. DC-link також оснащено ланцюгом зарядки, щоб уникнути великих пускових струмів під

час підключення до мережі. Вимірювання струму та напруги виконуються за допомогою перетворювачів струму та напруги LEM, а коли плату DSP розширено зовнішньою платою вимірювання, вона може працювати з вісьмома модулями LEM. DSP має вбудований 12-бітний аналого-цифровий перетворювач, який може обробляти максимум 16 каналів на перетворення.

4.1.3 Структурна схема лабораторної установки

Схема лабораторної установки показана на рисунку 4.2, а специфікація необхідного обладнання наведена в таблиці 4.5.

Використовувані плати контролерів засновані на Texas Instruments TMS320F2812, який є мікроконтролером DSP 16/32 біт, 150 МГц. Плата використовує Xilinx XC95288XL CPLD як розширення порту. Ділянка постійного струму також споряджена ланцюгом зарядки, щоб уникнути великих пускових струмів під час підключення до мережі. Вимірювання струму та напруги виконуються за допомогою перетворювачів струму та напруги LEM, а коли плату DSP розширено зовнішньою вимірювальною платою, вона може працювати з вісьмома модулями LEM. DSP має вбудований 12-бітний аналого-цифровий перетворювач, який може обробляти максимум 16 перетворювальних каналів.

					171.6321М.КР.ПЗ.Р4	Арк.
						136
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

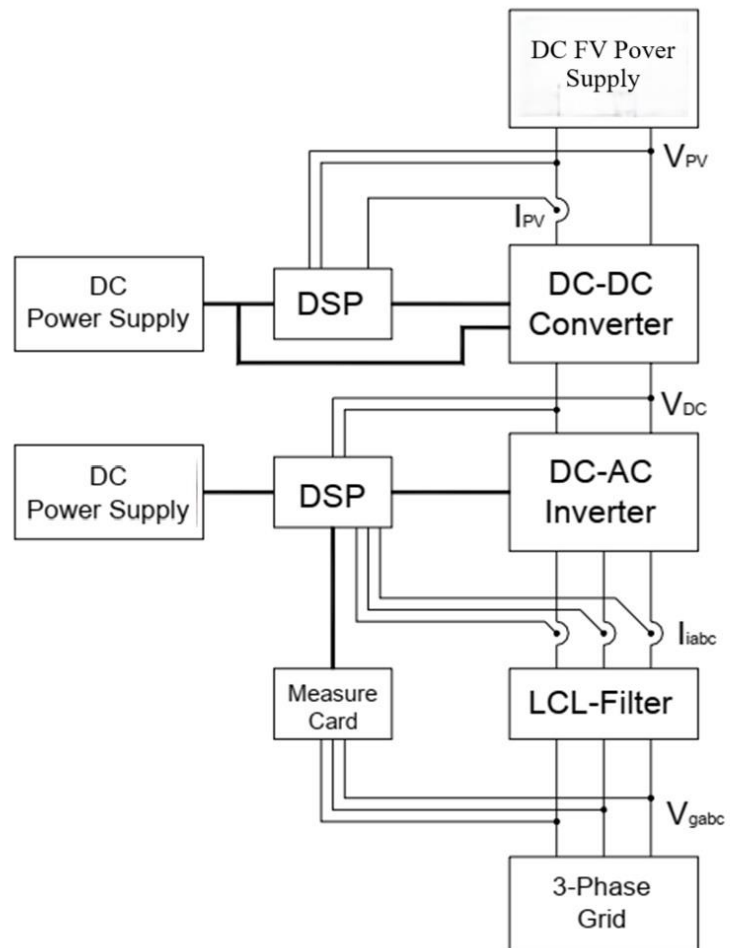


Рисунок 4.2: Структурна схема лабораторної установки

Таблиця 4.5 - Обладнання лабораторної установки

Тип	Бренд	Модель
Датчик-перетворювач струму ізольований	LEM	LAN 25 – NP
Датчик-перетворювач струму ізольований	LEM	LA 205-S
Датчик-перетворювач напруги ізольований	LEM	LV 25-600
Плата контролера	NTNU/SEf AS	TMS 320 F2812
Вимірювальна дошка	NTNU/SEf AS	v1.0
Програмований AC-DC блок живлення	Sorensen	DLM 300-10E
Імпульсний DC-DC блок живлення	TRACO Power	TXL 060-0533T

4.2 Оптимізація відслідковування точки максимальної потужності за алгоритмом P&O

Мінімальний крок за часом (інтервал вибірки)

У [31] була розроблена малосигнальна модель сигналом для перетворювача DC-DC. Спрощена передаточна функція, що відповідає цій моделі, має вигляд (3.1).

$$H_{vpvd} = \frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{d}(s)} = - \frac{\frac{1}{C_{pv}L_b} \left(I_L R_{on} + \frac{V_{DC}}{n} \right)}{s^2 + s \left(\frac{R_{on}}{L_b} + \frac{R_{on} D_m}{L_b} \right) + \frac{1}{C_{pv}L_b}} \quad (4.1)$$

Це типова передаточна функція 2-го порядку, і її можна аналізувати за допомогою добре відомих методів.

Рівняння (3.1) можна записати у вигляді

$$H_{vpvd} = \frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\mu \omega_0^2}{s^2 + 2\omega_0 \zeta s + \omega_0^2} \quad (4.2)$$

Де

$$\mu = - \left(I_L R_{on} + \frac{V_{DC}}{n} \right)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_{pv}L_b}}$$

$$\zeta = \frac{\sqrt{C_{pv}R_{on}}(1+D_m)}{\sqrt{L_b}}$$

Дискретне зображення реакції на ступінчасту зміну напруги фотоелектричної фотоелектричної системи

$$\hat{v}_{pv}(s) = \frac{\mu \omega_0^2}{s^2 + 2\omega_0 \zeta s + \omega_0^2} \frac{\bar{d}(s)}{s} \quad (4.3)$$

Трансформованим у часову область оригіналом є крокова відповідь

$$\hat{v}_{pv}(t) = \mu \Delta d \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta \omega_0 t} \cos \left(\sqrt{1-\zeta^2} \omega_0 t - \arcsin(\zeta) \right) \right) \quad (4.4)$$

Інтервал вибірки тепер можна знайти, визначивши область навколо значення сталого стану, яке має бути досягнуто, перш ніж буде дозволено нове відбір. Стаціонарне значення та область визначені у (3.5) та (3.6) відповідно.

$$\hat{p}(t) = -\frac{\mu^2 \Delta d^2}{R_{MPP}} \quad (4.5)$$

$$\left[-\frac{(1+\varepsilon)\mu^2 \Delta d^2}{R_{MPP}}, -\frac{(1-\varepsilon)\mu^2 \Delta d^2}{R_{MPP}} \right] \quad (4.6)$$

Де ε дає допустиме відхилення від значення сталого стану, і в цьому випадку відхилення 10%, що дає $\varepsilon = 0,1$, вважається достатнім. Базуючись на (3.4)–(3.6), у [23] показано, що час, обмежений областю в (3.6) можна наближено визначити як

$$T_\varepsilon \cong -\frac{1}{\zeta \omega_0} \ln(\varepsilon) \quad (4.7)$$

На основі вибраного значення компонента становить 9,3 мс. Щоб бути в безпеці, час дискретизації вибирається таким, щоб дорівнювати $T_\varepsilon \text{ MPRT} = 10 \text{ мс}$.

Мінімальний крок робочого циклу

Мінімальний крок робочого циклу було розраховано на основі рівняння (2.24). Обчислене значення стало близьким до 16 мкс, що зробило б алгоритм MPRT дуже повільним. Також існує ймовірність того, що це рівняння оцінено неправильно, оскільки задіяно дуже багато факторів. Для швидшого процесу буде використано розмір кроку $\Delta d = 0.001$

4.3 ПІ-регулятор із фазовим автопідстроюванням

4.3.1 Модель

Модель трифазної ФАПЧ показана на малюнку нижче

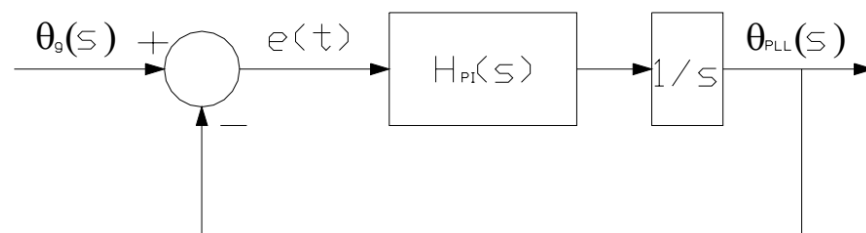


Рисунок 4.3: Модель ФАПЧ

ПІ-регулятор такий самий, як у рівнянні (2.10), а потім функція передачі замкнутого контуру з кутом мережі як вхідним сигналом і кутом ФАПЧ як вихідним сигналом стає такою, як показано в (3.8), а фазова похибка знайдена в (3.9) .

$$M_c(s) = \frac{\theta_{PLL}}{\theta_g} = \frac{K_p s + \frac{K_p}{T_i}}{s^2 + K_p s + \frac{K_p}{T_i}} = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.8)$$

$$M_\varepsilon(s) = \frac{\varepsilon}{\theta_g} = \frac{s^2}{s^2 + K_p s + \frac{K_p}{T_i}} = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.9)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_p}{T_i}}$$

$$\zeta = \frac{K_p}{2\omega_n} = \frac{\sqrt{K_p T_i}}{2}$$

4.3.2 Оптимізація

На основі критеріїв оптимізації, знайдених у розділі 2.9, параметри циклу другого порядку повинні задовольняти умовам, з яких менша забезпечує хорошу фільтрацію, а більша дає хорошу відповідь відстеження

$$\omega_0 \geq 2\pi f_q$$

$$\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (4.10)$$

Щоб досягти як хорошої фільтрації, так і швидкої відповіді відстеження, незатухаюча резонансна частота встановлена на рівні 628 рад/с (подвійна частота мережі), що забезпечує ці параметри регулятора.

$$K_p = 890$$

$$T_i = 0.0023$$

Параметри обчислюються відповідно до безперервної системи, і це можна зробити, якщо час вибірки дискретної системи менший за найшвидшу

					171.6321М.КР.ПЗ.Р4	Арк.
						141
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

постійну часу фізичного процесу. У цьому випадку процес є чистим інтегровальним, а постійна часу регулятора набагато більша, ніж постійна часу вибірки ($T_S=50$ мкс).

Використовуючи білінійне перетворення, яке включає заміну рівняння (2.14) у (3.8) і (3.9) і перегруповання, дає систему в дискретній формі, як показано в (3.11) і (3.12).

$$M_c(z) = \frac{(-4T_s\zeta\omega_0 + T_s^2\omega_0^2)z^{-2} + (2T_s^2\omega_0^2)z^{-1} + (4T_s\zeta\omega_0 + T_s^2\omega_0^2)}{(4 - 4T_s\zeta\omega_0 + T_s^2\omega_0^2)z^{-2} + (-8 + 2T_s^2\omega_0^2)z^{-1} + (4 + 4T_s\zeta\omega_0 + T_s^2\omega_0^2)} \quad (4.11)$$

$$M_e(z) = \frac{4z^{-2} - 8z^{-1} + 4}{(4 - 4T_s\zeta\omega_0 + T_s^2\omega_0^2)z^{-2} + (-8 + 2T_s^2\omega_0^2)z^{-1} + (4 + 4T_s\zeta\omega_0 + T_s^2\omega_0^2)} \quad (4.12)$$

На рисунку 4.4 зображено частотну характеристику передатних функцій ФАПЧ, а на малюнку 4.5 показана діаграма Бодє подавлення завад. На малюнках 3.6 і 3.7 показана ступінчаста характеристика та графік функції полюс-нуль. Можна побачити, що дискретна система демонструє подібну реакцію, як безперервна система на частотах нижче приблизно 5 кГц.

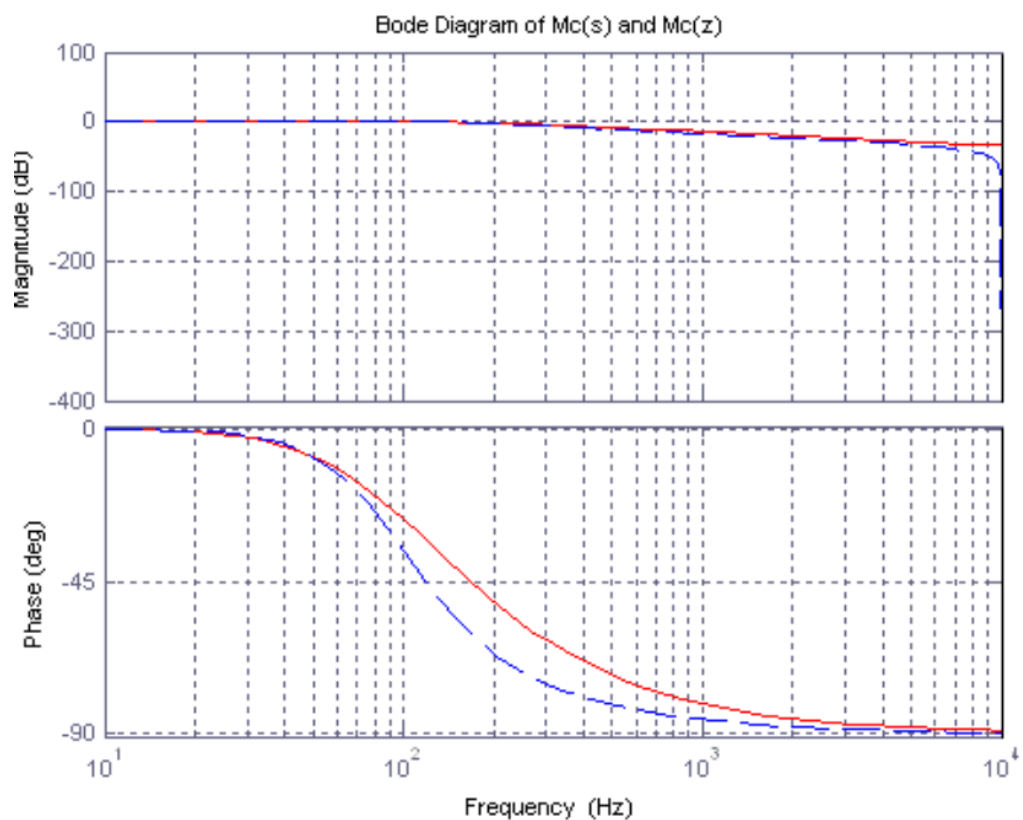


Рисунок 4.4: АФЧХ передаточної функції ФАПЧ

Синій пунктир: дискретизована система; червоний безперервний: безперервна система

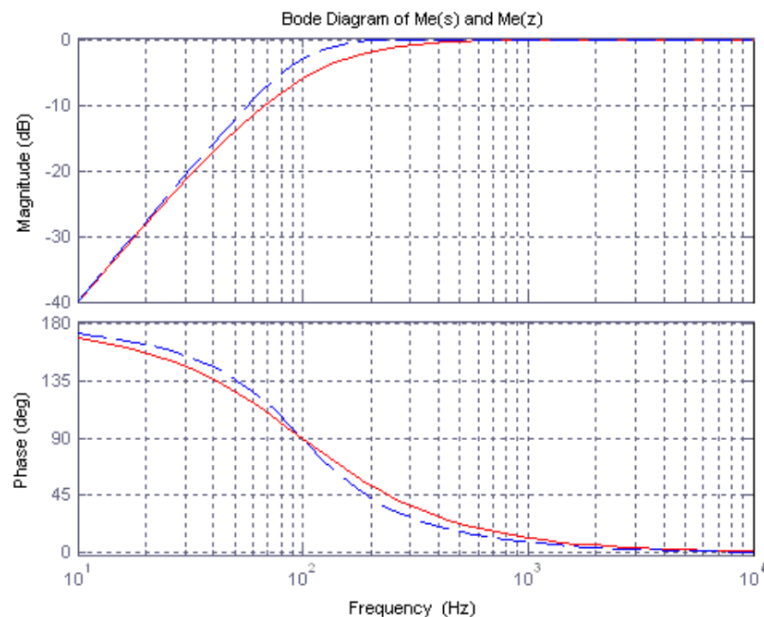


Рисунок 4.5: Діаграма Бодє передатної функції між входом і помилкою

Синій пунктир: дискретизована система; червоний безперервний: безперервна система

З рисунку 4.5 видно, що збурення з частотою, яка вдвічі перевищує частоту мережі (100 Гц), фільтруються.

На рисунках 4.6 і 4.7 крок показано реакцію ФАПЧ на ступінчастий вплив і графік функції полюс-нуль. Можна побачити, що дискретна система демонструє подібну реакцію, як безперервна система на частотах нижче приблизно 5 кГц.

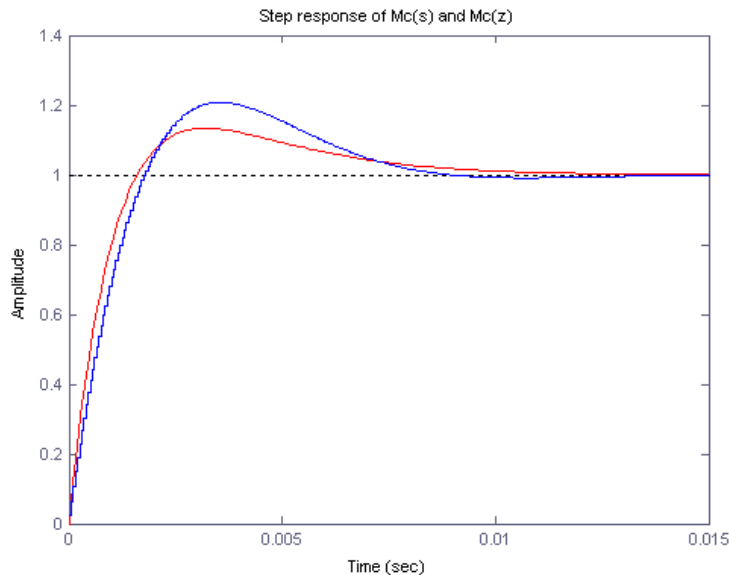


Рисунок 4.6: Ступінчаста характеристика безперервної та дискретної передавальної функції ФАПЧ $MC(s)$ Синій: дискретна система. Червоний: безперервна система

Зі ступінчастої характеристики випливає, що час, використаний для досягнення стаціонарного стану в межах $E2\%$ (час встановлення), становить приблизно 10 мс, а перерегулювання не перевищує 20%.

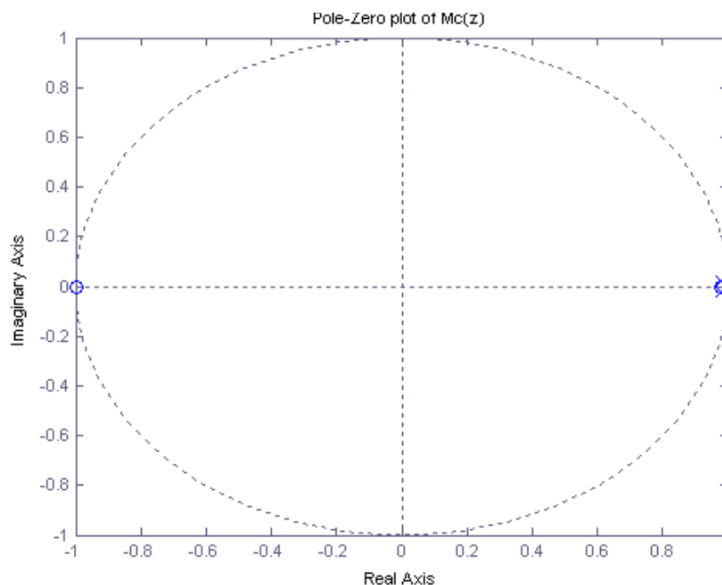


Рисунок 4.7: Діаграма полюс-нуль дискретної передатної функції $MC(z)$

4.4 Повна модель системи керування

					171.6321M.KP.ПЗ.P4	Арк.
						144
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

Завдяки оптимізації контролера та спрощенню моделі, зробленим у попередніх розділах, можна зробити огляд повної системи керування. Це показано на рисунку 4.8 , наведеного нижче

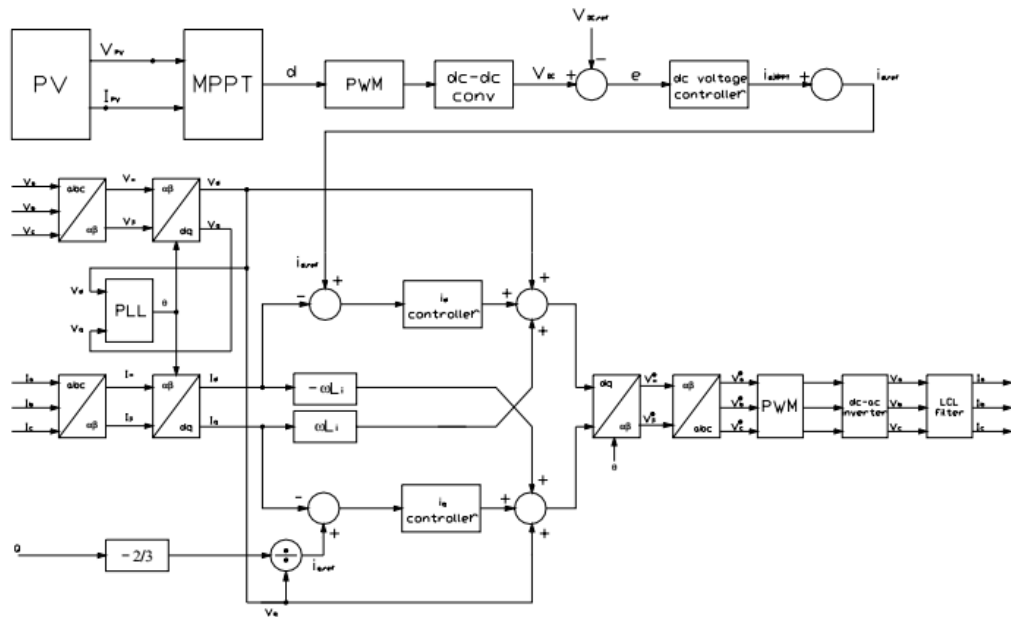


Рисунок 4.8 Структура повної моделі фотоелектричної системи з DC-DC та DC-AC перетворювачами і підключенням до мережі

4.5 Модельні дослідження

Моделювання перетворювачів виконується в Simulink, яка є програмою моделювання на платформі Matlab. Під час моделювання перетворювачі моделюються окремо, оскільки Перетворювач DC-DC і перетворювач DC-AC повинні працювати як окремі пристрої, підключені до однієї ланки постійного струму.

4.5.1 Відстеження точки максимальної потужності DC-DC перетворювачем

Під час моделювання перетворювача постійного струму МРРТ моделюється за допомогою спрощеної моделі перетворювача, заснованої на моделі змінного струму з малим сигналом. Як вхід використовується I-V та P-V характеристики. фотоелектричної панелі, які входять до складу моделі у

					171.6321М.КР.ПЗ.Р4	Арк.
						145
<i>Змн.</i>	<i>Арк.</i>	<i>№ документа</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>		

вигляді довідкової таблиці Пошукова таблиця завантажується з GUI - Graphical User Interface (графічного інтерфейсу користувача), у якому користувач може змінювати умови роботи сонячної панелі. Значення пошукової таблиці обчислюються на основі рівнянь, наведених у розділі 2.2.1

Характеристики фотоелектричних панелей у відповідності до STC (стандартних тестових умов) показані в GUI на рисунку 4.9

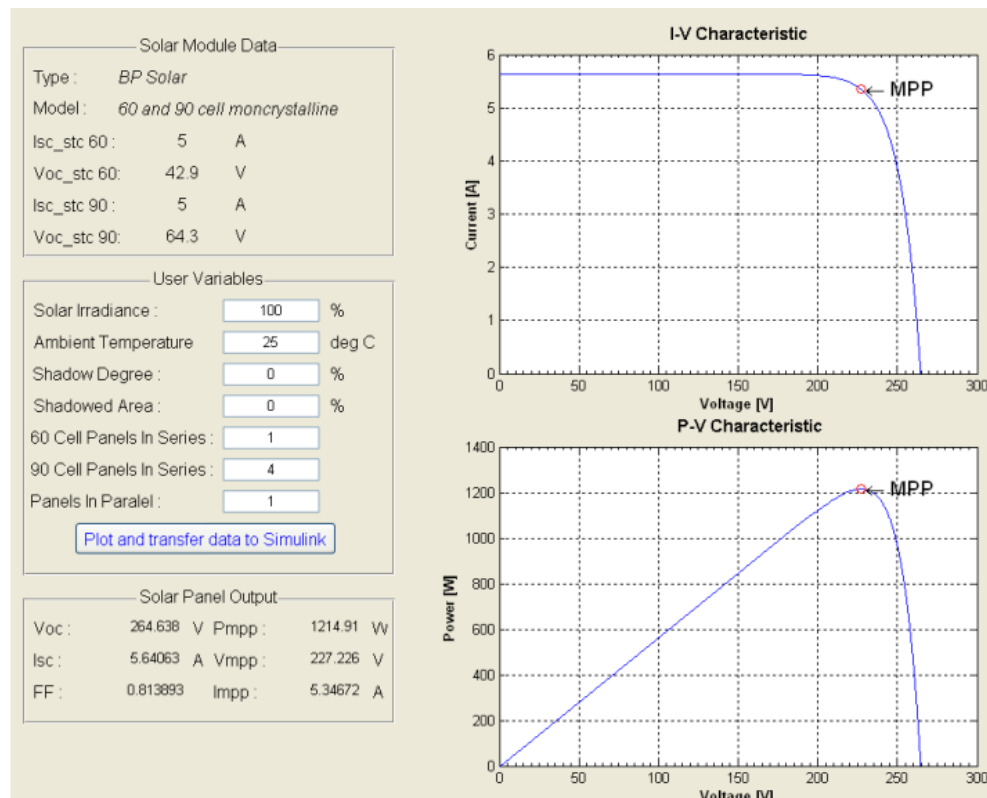


Рисунок 4.9 : Характеристики ВАХ змодельованих фотоелектричних панелей у відповідності до STC

Було виявлено, що розраховані значення ВАХ ближчі до ідеалізованих фотоелектричних панелей, ніж до реальних. Це пов'язано з тим, що моделі, наведені в розділі 2.2.1, не враховують, наприклад, опори та інші неідеальні параметри фотоелектричних елементів. Однак це не матиме жодного значення, оскільки модель використовуватиметься лише для імітації процесу MPPT, а не для врахування властивостей реальних комірок. Цю модель

можна легко зробити точнішою, якщо це знадобиться пізніше, додавши точніші моделі фотоелектричних елементів.

На наступному рисунку 4.10 характеристики фотоелектричних панелей показані в умовах часткової тіні.

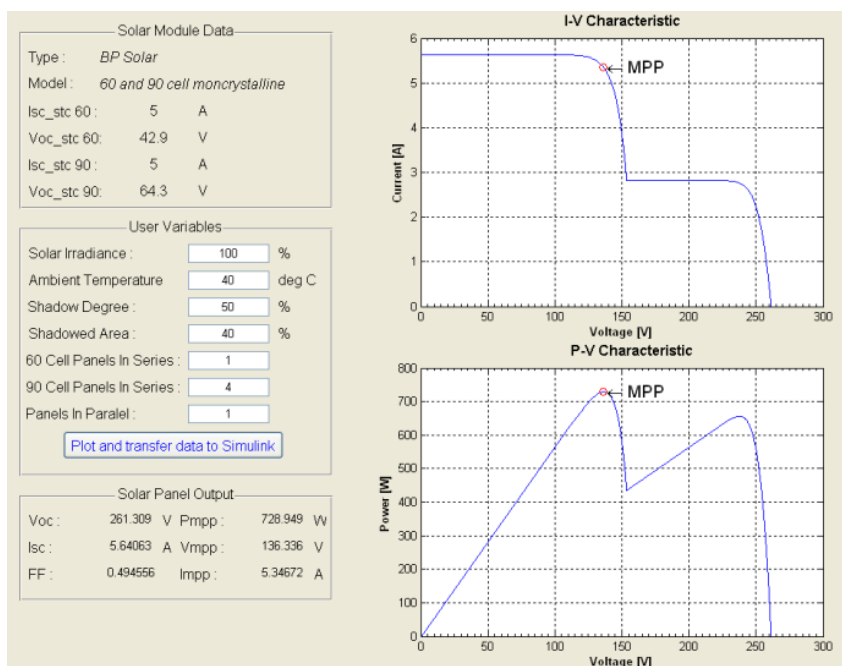


Рисунок 4.10: Графічний інтерфейс ВАХ фотоелектричної панелі за часткового затінення

Тінь покриває 40% комірок із 50% затіненням, і всі комірки є послідовними. З характеристики P-V панелі можна знайти дві точки максимальної потужності, і вони заплутають алгоритм МРРТ. Простий алгоритм Р&О, який використовується, не зможе побачити різницю між цими точками, і він знайде одну з цих точок залежно від того, де був трекер до затінення. Щоб перевірити, наскільки це вплине на ефективність МРРТ, слід перевірити трекер протягом деякого часу, змінюючи ступені затінення. Тут не проводилося моделювання з різними умовами.

Моделювання МРРТ було виконано з характеристик при STC, показаних на рисунку 3.9. Не було проведено жодних тестів із затіненням, оскільки очевидно, що це не працюватиме, як описано в попередньому

розділі. На рисункунку 4.11 показано робочий цикл від алгоритму MPPT, коли задано крок збільшення освітленості від 0 до 100%.

Тут можна побачити, що з вибраними значеннями часу дискретизації розмір часу досягнення стійкого стану при досягненні MPPT досягає приблизно з 0,8 с.

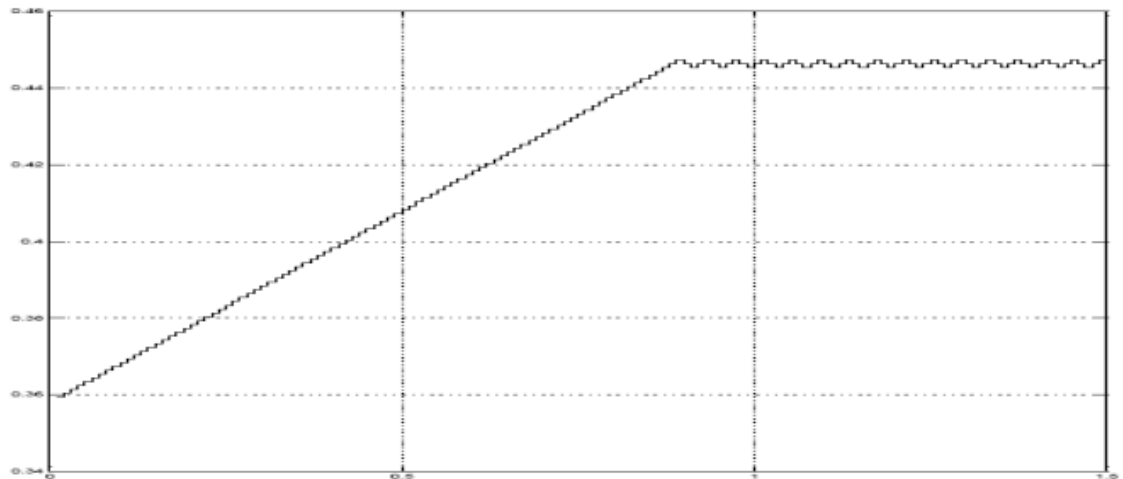


Рисунок 4.11: Етапи робочого циклу від алгоритму MPPT

Значення струму, напруги та потужності фотоелектричної панелі у прцесі досягненні MPPT стабільного стану показані на рисунку 4.13.

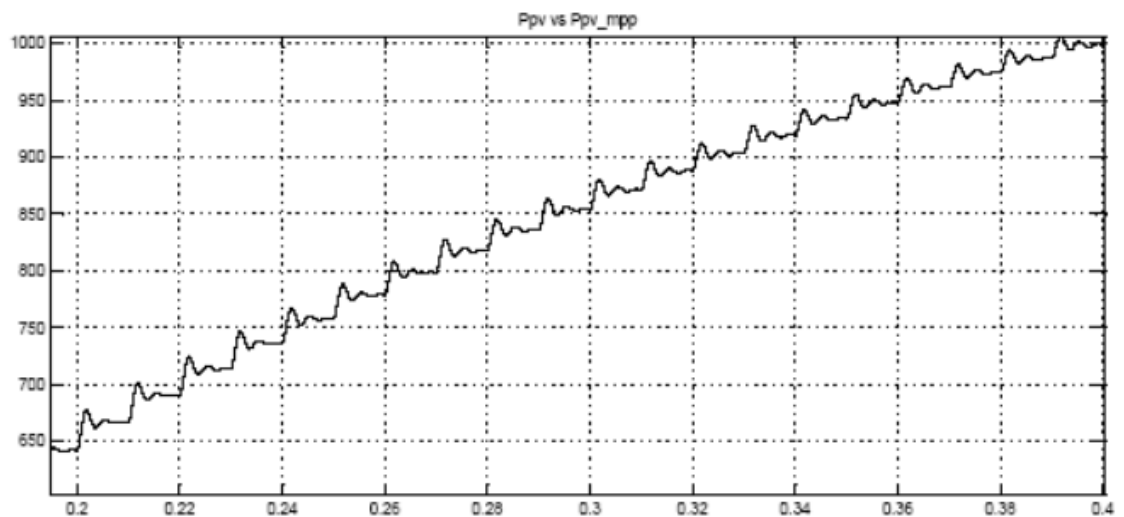


Рисунок 4.12: Пульсації фотоелектричної потужності після збурення в робочому циклі

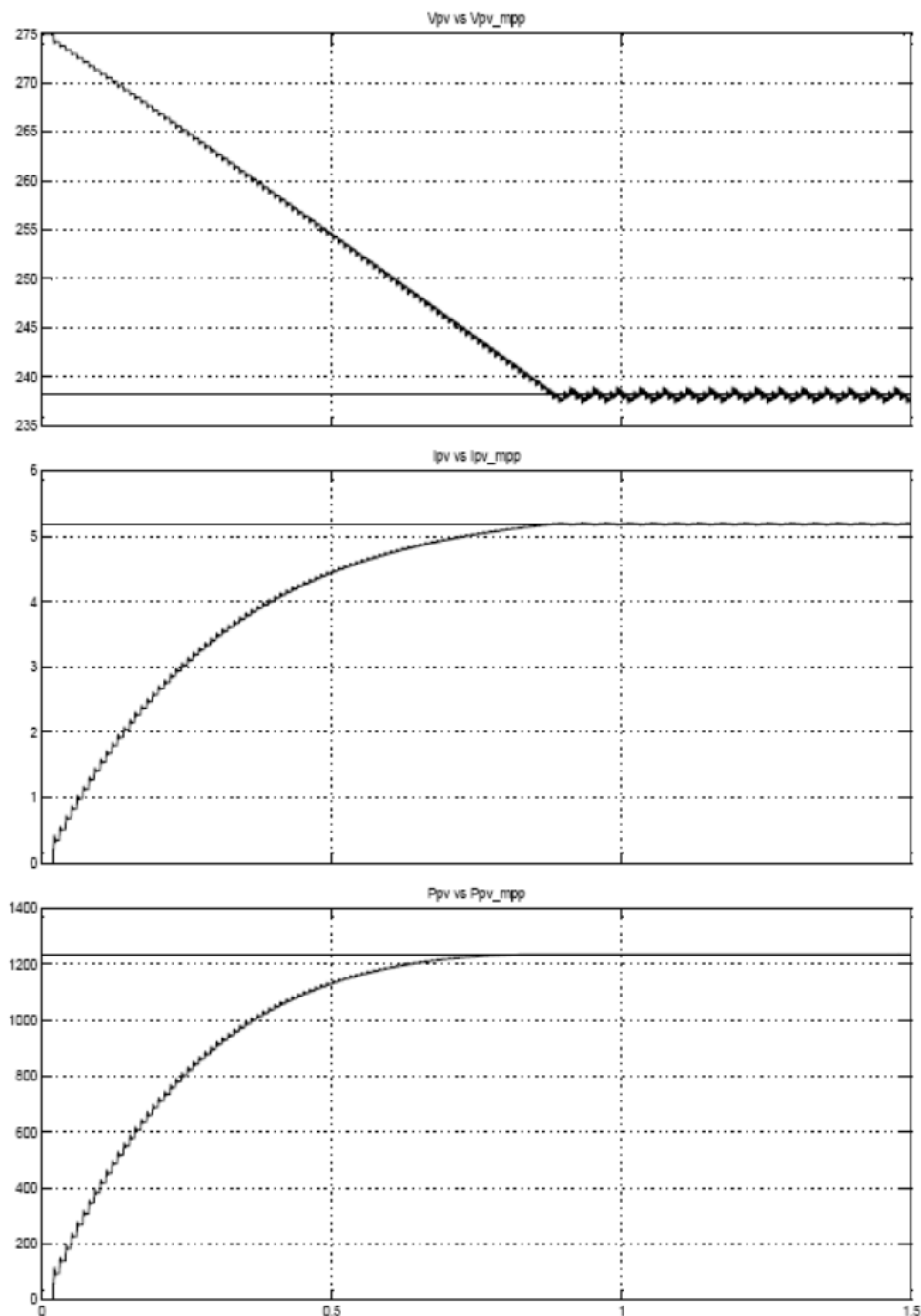


Рисунок 4.13: Напруга PV, струм і потужність під час МРР

Перехідні значення струму, напруги та потужності фотоелектричної панелі при відпрацюванні алгоритму МРРТ після збурення до досягнення стабільного стану показані на рисунку 4.13. З рисунка 4.12 можна побачити, що при постійній ступічастій зміні збурення спостерігаються пульсації у перехідних процесах, які складають приблизно 10% від кожного

попереднього початкового значення. Під час моделювання було встановлено ефективність відпрацювання МРРТ у стаціонарному стані 99,9%.

4.5.2: Гармонічний аналіз вихідного струму DC-AC перетворювача

Під час моделювання аналіз вмісту гармонік у струмі індуктивності мережі LCL виконується за допомогою інструменту Powergui FFT. Аналіз виконується для фазного струму з середньоквадратичним значенням 1,3 А за умови використання синусоїдальної ШІМ із введенням третьої гармоніки з коефіцієнтом модуляції, близьким до 1,15. На рисунку 4.14 показано спектральний склад струму індуктора з боку мережі, де враховані гармоніки від 1-ї до 33-ї основної гармоніки.

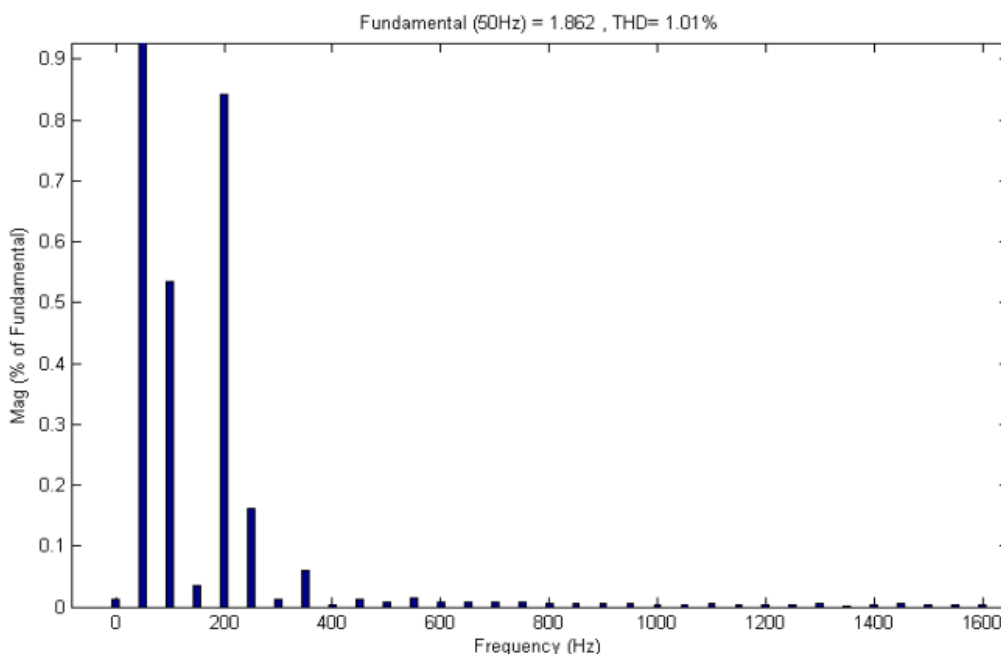


Рисунок 4.14: Гармонічний спектр струму індуктора на стороні мережі, від 0 до 1650 Гц

Низькочастотні гармоніки, показані на рисунку 4.14, не очікувалися при використанні ШІМ на 20 кГц. Під час моделювання можна було побачити, що розрахунок ширини імпульсу повинен бути точним, щоб зменшити ці нижчі гармонічні компоненти. Розрахунок ширини імпульсу в моделюванні виконується так само, як і в DSP, з використанням лічильника вгору/вниз і порівняльного значення для кожної фази. У гармонічному аналізі було використано значення таймера (роздільна здатність) 7500. Це

відповідає тактовій частоті 150 МГц, яка є такою ж, як у DSP. Якщо використовували значно нижчу роздільну здатність, то вміст нижчих гармонік незабаром перетнув межі дозованих значень, але розподіл гармонік змінився. Таким чином, зменшення роздільної здатності може зменшити 2-у гармоніку, але збільшити 5-ту гармоніку, і в цілому збільшити КНІ.

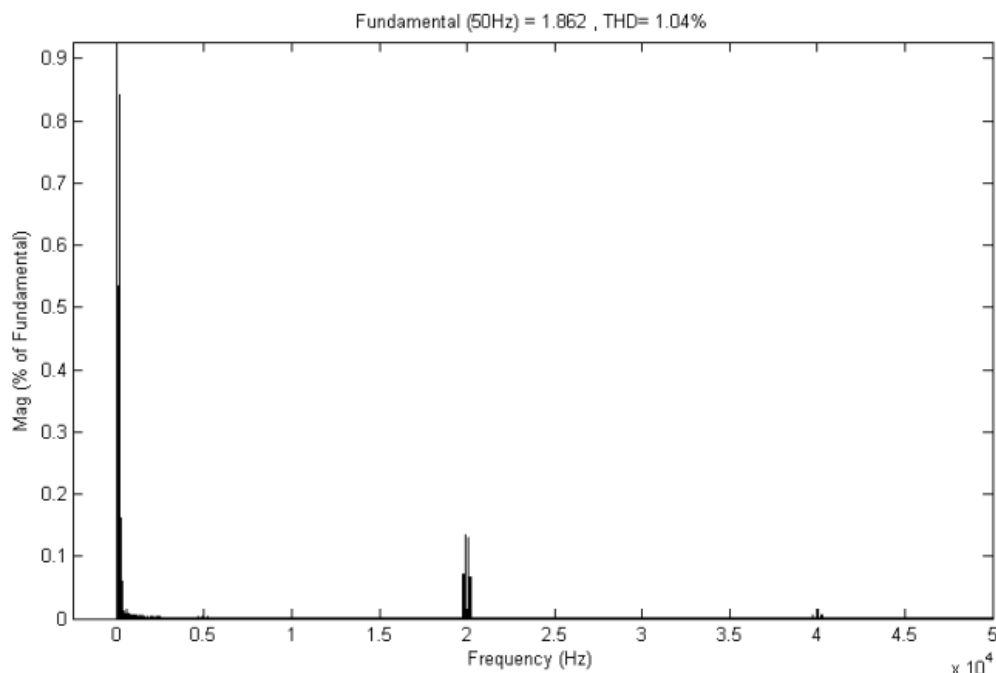


Рисунок 3.15: Гармонічний спектр струму індуктора на стороні мережі, від 0 до 50000 Гц

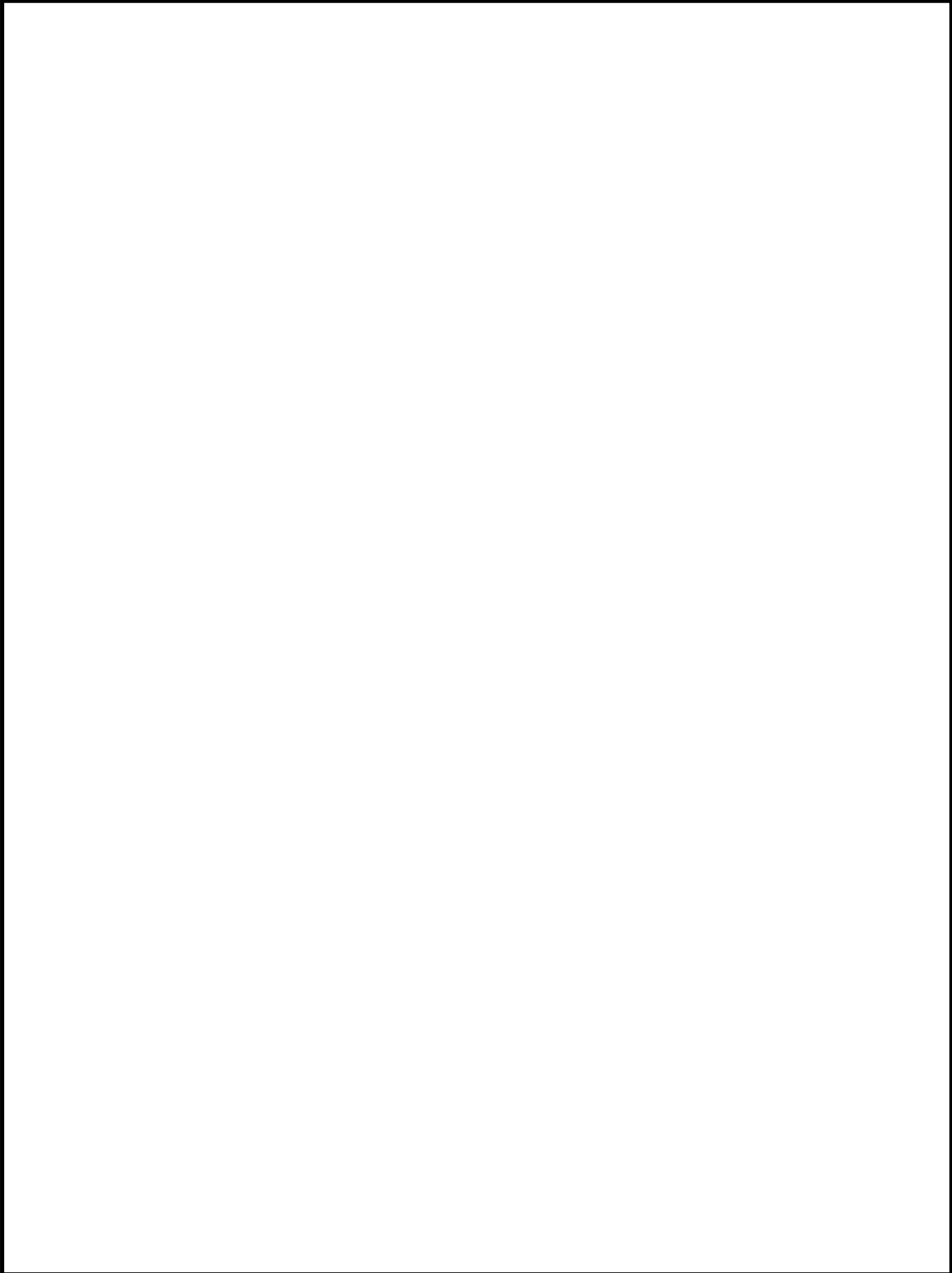
На рисунку 4.15 показано результати того самого спектрального аналізу, але тепер він охоплює гармоніки до 50 кГц. На цьому рисунку видно присутність гармонік в бічних смугах частоти комутації та в бічних смугах кратної частоти комутації.

Найбільші значення гармонік бічної смуги з амплітудою приблизно 0,2% відповідають частотам, найближчим до частоти перемикавання. Їх величина, як і величина низькочастотних гармонік є несуттєвою і відповідає вимогам стандартів.

Висновки до розділу

1. Виконано практична реалізація розрахунок, оптимізація та моделювання фотоелектричної системи (ФЕС).
2. Представлено опис базової топології перетворювального комплексу ФЕС потужністю 15 кВт, призначеної для навчально-практичного використання в НУК.
3. Запропонована структурна схема лабораторної установки та принципова схема мікропроцесорної системи керування ФЕС.
4. Створено імітаційну модель системи з ФАПЧ і ПІ-регулятором та виконано модельні дослідження процесу відслідковування точки максимальної потужності.
5. Досліджено гармонічний склад вихідного струму системи з LCL-фільтром.

					171.6321М.КР.ПЗ.Р4	Арк.
						152
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		



					171.6321М.КР.ПЗ.Р5			
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата				
Розробник		Поповенко П. Ю.			Охорона праці	Літ.	Арк.	Аркуші
Консультант		Губальцев А.М.					153	
Н. контр.		Добрінова Л. П.				НУК імені адмірала Макарова		
Керівник		Жук О. К.						
Зав. каф.		Рябенський В. М.						

РОЗДІЛ 5 ОХОРОНА ПРАЦІ

5.1 Загальні вимоги безпеки при роботі з комп'ютером та іншою оргтехнікою

1. Розташування та освітлення: Розташуйте комп'ютер або іншу оргтехніку на стійкій та рівній поверхні. Забезпечте достатнє освітлення робочого місця для зменшення напруження очей.

2. Правильна посадка та комфортне робоче місце: Правильно налаштуйте стільці та стіл так, щоб ваші руки були в рівній площині з клавіатурою. Забезпечте оптимальну висоту монітора так, щоб верхня межа екрану знаходилась на рівні очей. Використовуйте підставку для зап'ястя, щоб уникнути непотрібного навантаження на зап'ястя та руки.

3. Регулярні перерви: Робіть короткі перерви під час тривалої роботи з комп'ютером або оргтехнікою. Виконуйте вправи для розтягування та відпочинку для зап'ястя, очей та шиї під час перерв.

4. Безпека електричних пристроїв: Правильно підключайте комп'ютер або оргтехніку до електричної мережі та використовуйте стабілізатори напруги або розетки з функцією захисту від перенапруги. Уникайте перегрівання електричних пристроїв та забезпечте належну вентиляцію.

5. Захист від шкідливих випромінювань: Використовуйте захисний екран на моніторі для зменшення впливу електромагнітних поля на ваше здоров'я. Дотримуйтесь рекомендацій щодо безпеки під час використання пристроїв з бездротовим зв'язком, таких як Wi-Fi або Bluetooth.

6. Зберігання та обробка даних: Зберігайте важливі дані на надійних носіях з резервною копією. Використовуйте антивірусне програмне забезпечення та регулярно оновлюйте його, щоб захистити свою систему від шкідливих програм.

7. Особиста безпека: Не встановлюйте невідоме або сумнівне програмне забезпечення на свій комп'ютер або іншу оргтехніку. Будьте

					171.6321M.KP.ПЗ.P5	Арк.
						154
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

обережні при відкритті електронних листів або завантаженні файлів з невідомих джерел.

8. Правильне використання клавіатури та миші: Дотримуйтесь правильної посадки під час використання клавіатури та миші. Руки повинні бути розташовані в комфортному положенні, а пальці легко доторкатися до клавіш та кнопок миші. Використовуйте клавіатуру та мишу з м'якими клавішами та кнопками, щоб уникнути зайвого навантаження на пальці та зап'ястя.

9. Захист від перенапруження очей: Регулярно робіть перерви для відпочинку очей. Дивіться в далечину або робіть спеціальні вправи для очей, щоб зменшити напруження очей, спричинене тривалим роботом перед екраном. Під час роботи перед комп'ютером використовуйте фільтри на екрані або носіть окуляри з антиблисковим покриттям, щоб зменшити вплив шкідливого синього світла.

10. Безпека під час підключення до мережі: Будьте обережні під час підключення до публічних Wi-Fi мереж. Уникайте відправлення чутливої інформації через ненадійні або незахищені мережі. Використовуйте міцні паролі для своїх облікових записів та регулярно їх змінюйте, щоб запобігти несанкціонованому доступу до вашої системи.

11. Збереження конфіденційності даних: Будьте уважними при наданні особистих або конфіденційних даних в Інтернеті. Переконайтеся, що ви взаємодієте лише з надійними та безпечними веб-сайтами. Регулярно очищуйте кеш та файли cookies на своєму комп'ютері, щоб уникнути накопичення особистої інформації.

12. Безпека під час роботи з електронними пристроями: Використовуйте оригінальні та сертифіковані зарядні пристрої та кабелі для підключення пристроїв до електромережі. Уникайте надмірного нагрівання пристроїв та перевантаження акумуляторів, оскільки це може призвести до пошкодження пристрою або навіть спричинити пожежу.

					171.6321M.KP.ПЗ.P5	Арк.
						155
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

5.2 Техніка безпеки при роботі з електрообладнанням та надання допомоги при ураженні електричним струмом

Робота з електрообладнанням та надання допомоги при ураженні електричним струмом вимагає дотримання певних технік безпеки для запобігання потенційно небезпечним ситуаціям. Основні принципи техніки безпеки при роботі з електрообладнанням і наданні допомоги при ураженні електричним струмом включають наступне:

1. Відключення живлення: Перед початком роботи з електрообладнанням завжди слід переконатися, що живлення вимкнено і обладнання знаходиться у вимкненому стані. Використання вимикачів, засувки або відключення шнура живлення може бути необхідними кроками для забезпечення безпеки.

2. Використання ізоляційних засобів: При роботі з електрообладнанням, особливо при потенційно небезпечних операціях, необхідно використовувати ізоляційні засоби, такі як ізольовані рукавички, мати або обувь. Це допоможе уникнути прямого контакту з електричним струмом і зменшить ризик ураження.

3. Знання процедур надання допомоги: Важливо мати знання про процедури надання першої допомоги при ураженні електричним струмом. негайно викликайте медичну допомогу і не намагайтеся витягувати постраждалу особу з електричного контакту, доки не буде вимкнено живлення. Використовуйте безпечні методи, такі як використання ізольованих матеріалів, для витягування постраждалої особи.

4. Носіння захисного спорядження: При роботі з електрообладнанням, особливо у потенційно небезпечних умовах, слід носити відповідне захисне спорядження, таке як захисні окуляри, шолом, захисні рукавиці та взуття. Це допоможе зменшити ризик отримання травм у разі нещасного випадку.

5. Навчання та свідомість: Працівники, які працюють з електрообладнанням або надають допомогу при ураженні електричним струмом, повинні мати належне навчання щодо техніки безпеки. Регулярне оновлення знань і свідомість про потенційні ризики та процедури безпеки є важливими аспектами забезпечення безпеки при роботі з електрообладнанням.

6. Перевірка обладнання: Перед використанням електрообладнання слід перевірити його стан і наявність будь-яких пошкоджень, тріщин або зношеності. Якщо виявлено будь-які проблеми, необхідно негайно повідомити про це відповідний персонал і уникати використання обладнання до його відновлення або заміни.

7. Використання правильних інструментів: Впевніться, що використовуєте правильні інструменти для виконання роботи з електрообладнанням. Використання несумісних інструментів може призвести до нестабільності з'єднань або пошкодження обладнання, що може призвести до ризику ураження електричним струмом.

8. Уникнення вологи: Забороняється працювати з електрообладнанням в умовах вологості або поблизу води. Волога збільшує провідність електричного струму і підвищує ризик ураження. Уникайте контакту з вологою поверхнею, а також використання електрообладнання з мокрими руками.

9. Установлення надійного заземлення: При роботі з електрообладнанням, особливо з високою напругою, необхідно мати надійне заземлення. Це зменшує ризик ураження струмом і створює шлях для електричного струму у випадку виникнення непередбачуваних ситуацій.

10. Дотримання правил безпеки: Важливо ознайомитися зі специфічними правилами безпеки, пов'язаними з конкретним електрообладнанням, з яким ви працюєте. Дотримуйтесь вказівок виробника та інструкцій з безпеки, щоб уникнути потенційних небезпек.

					171.6321M.KP.ПЗ.P5	Арк.
						157
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

11. Надання допомоги при ураженні електричним струмом: Якщо стали свідками ураження електричним струмом, негайно викликайте медичну допомогу. Уникайте прямого контакту з тілом постраждалої особи, оскільки самі можете стати жертвою. Використовуйте безпечні ізольовані інструменти або матеріали, щоб відокремити постраждалу особу від джерела струму, а потім надайте першу допомогу, якщо ви ним кваліфіковані.

5.3 Техніка безпеки при розробці апаратної частини та ремонті електроніці.

1. Вимкнення живлення: Перед початком роботи з апаратною частиною або ремонтом електроніки вимкніть живлення та відключіть будь-які джерела живлення, такі як акумулятори або джерела постійного струму. Це знижує ризик ураження електричним струмом під час роботи з компонентами.

2. Розрядка конденсаторів: Перед тим, як приступити до роботи з електронічними компонентами, переконайтесь, що конденсатори розряджені. Конденсатори можуть зберігати заряд і представляти небезпеку ураження струмом, навіть якщо живлення вимкнено. Використовуйте спеціальні інструменти для розрядки конденсаторів або дотримуйтесь вказівок виробника.

3. Використання ізольованих інструментів: Впевніться, що використовуєте ізольовані інструменти під час ремонту електроніки. Це зменшує ризик ураження струмом і допомагає запобігти короткому замиканню або пошкодженню компонентів.

4. Заземлення: При роботі з електронікою важливо мати надійне заземлення. Заземлення допомагає відведенню надлишкового електричного струму і зменшує ризик пошкодження компонентів або ураження струмом. Використовуйте антистатичні покриття, килимки та належні заземлені поверхні робочого місця.

					171.6321M.KP.ПЗ.P5	Арк.
						158
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

5. Захист від статичного електрику: Запобігайте статичному розряду, який може пошкодити електронні компоненти. Носіть антистатичний наручний ремінець або заземлену браслету під час роботи з електронікою.

6. Дотримання інструкцій та схем: Ретельно вивчайте інструкції та схеми перед початком роботи. Помилки у з'єднаннях або неправильне підключення можуть призвести до пошкодження компонентів або несправності електроніки.

7. Використання безпечних матеріалів та інструментів: Впевніться, що використовуєте безпечні матеріали, такі як ізольовані дроти, кабелі та компоненти. Також використовуйте правильні інструменти для розбирання та збирання електроніки, щоб уникнути пошкодження компонентів або травм.

8. Працюйте в добре освітленому середовищі: Забезпечте достатнє освітлення робочого місця для точної роботи та уникнення неправильних підключень або пошкоджень.

9. Необхідні навички: Переконайтеся, що ви маєте необхідні навички та знання для роботи з апаратною частиною та ремонтом електроніки. Якщо ви не впевнені в своїх здібностях, краще звернутися до кваліфікованих фахівців або отримати необхідну підготовку.

10. Збереження даних: Перед початком ремонту електроніки зробіть резервну копію важливих даних. Робота з апаратною частиною може призвести до втрати даних, тому важливо забезпечити їх безпеку.

ВИСНОВКИ

У цій роботі було використано базову теорію силових перетворювачів електричної енергії для проектування фотоелектричних систем. На основі описаної теорії були розроблені математичні та імітаційні моделі головних елементів системи. Модель розроблена з акцентом на перевірці функціонування обладнання. Система заснована на використанні багаторядкового інвертора, який складається з ізольованого повномостового DC-DC перетворювача підвищувального типу з живленням струмом, 3-фазного повно мостового перетворювача DC-AC із фільтром LCL як інтерфейсом мережі. Ця система була змодельована в Simulink, і були розроблені рекомендації по створенню експериментальної установки.

Перетворювач DC-DC не був доступний як готовий лабораторний зразок, тому його потрібно було спроектувати та сконструювати. Оскільки використана топологія цього перетворювача не є загальноприйнятою, для нього були розроблені теоретичні моделі, на основі яких були розроблені рекомендації для створення майбутнього натурного зразка.

Моделювання фотоелектричних панелей показало, що моделі, використані в цій дипломній роботі, надто прості для точного моделювання реальної фотоелектричної панелі, але для тестування алгоритму відстеження точки максимальної потужності вони достатні. Модель також показала, що під час часткового затінення сонячних панелей можуть виникнути дві або більше точок максимальної потужності, і тоді використаний метод збурень і спостережень (perturb & observe method) не зможе відстежити точку живлення з максимальною потужністю. Алгоритм показав ефективність, близьку до 100% під час роботи в стаціонарному режимі, але прогнозується, що вона буде нижчою в динамічних умовах роботи. Тому ефективність алгоритму P&O повинна перевірятися в динамічних робочих режимах. Такі самі випробування слід провести на експериментальній установці, коли буде створено реальний функціональний DC-DC перетворювач. Як

					171.6321ММ.КР.ПЗ.Висновки	Арк.
						160
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

моделювання, так і експериментальні випробування показали, що розроблені моделі, були близькі до реальної системи. Для синхронізації з мережею використовувався контур фазового автопідстроювання з PI- контролером, який міг зафіксувати фазу приблизно за 10 мс. Для керування потоком потужності в мережу використовувалися регулятори струму в обертовій системі відліку, і при прив'язці до частоти мережі активна потужність могла регулюватися струмом по повздовжній осі, а реактивна потужність – струмом по поперечній осі. Результати модельного експерименту показали, що відхилення від очікуваного результату було невеликим.

Фільтр LCL працював, як очікувалося, оскільки він послаблював пульсації навколо бічних смуг частоти перемикавання в струмі на стороні мережі нижче обмежень у стандартах IEEE та IEC.

ЗАДАЧІ ДО ПОДАЛЬШОЇ РОБОТИ

Слід створити фотоелектричний симулятор, який буде здатний давати точні повторювані результати, імітуючи фотоелектричну систему під час різних робочих умов. Основою симулятора може бути DC-DC перетворювач із графічним комп'ютерним інтерфейсом для внесення коригувань. Такий симулятор буде хорошим інструментом для навчальних цілей, а також для реальних експериментів. Розвиваючи описувану в роботі лабораторну установку, в подальшому її можна буде використати в майбутній лабораторії відновлюваної енергетики на базі ПЕЕТ НУК.

					171.6321ММ.КР.ПЗ.Висновки	Арк.
						161
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems, IEEE Std. 1547, 2003.
2. Photovoltaic (PV) systems - Characteristics of the utility interface, IEC 61727 International Standard, 2004.
3. IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems, IEEE Std 929, 2000.
4. Zeng Q, Song P, Chang L, A Photovoltaic Simulator Based On DC Chopper, Proceedings of the 2002 IEEE Canadian Conference on Electrical and Computing Engineering, 2002
5. Khouzam K, Hoffman K, Real-Time Simulation of Photovoltaic Modules, Solar Energy, Vol 56, No 6, pages 521-526, 1996.
6. Kjaer S.B, Pedersen J.K, Blaabjerg F, A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules, IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 41, No.9, 2005
7. Teodorescu R, Liserre M, Power Electronics for Renewable Energy, Slides presented at the course PERES, Aalborg, Denmark, March 2006
8. Myrzik J.M.A, Calais M, String and Module Integrated Inverters for Single-Phase Grid Connected Photovoltaic Systems - A Review, Paper accepted for presentation at 2003 IEEE Bologna PowerTech Conference, Bologna, Italy, June 2003.
9. Corzine K, Operation and Design of Multilevel Inverters, (report developed for the Office of Naval Research, 2003, Power Electronic and Machinery Group at University of Missouri - Rolla, UMR)
10. Wang T CY, Ye Z, Sinha Gautam, Yuan X, Output filter design for a Grid-interconnected Three-Phase Inverter, Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual, Vol No. 2, June 2003.

					171.6321MM.KP.ПЗ.Джерела	Арк.
						162
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

11. Hohm D.P, Ropp M.E, Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Algorithms Using an Experimental, Programmable, Maximum Power Point Tracking Test Bed, Electrical Engineering Department at South Dakota State University, Brooking
12. Blaabjerg F, Teodorescu R, Chen Z, Liserre M, Power Converters and Control of Renewable Energy Systems, Proceedings of the 6-th International Conference on Power Electronics, 18-22 October 2004 (plenary session)
13. Teodorescu R, Blaabjerg F, Liserre M, Proportional-Resonant Controllers. A New Breed of Controllers Suitable for Grid-Connected Voltage-Source Converters, Proceedings of OPTIM'04, 20-21 may 2004, Brasov, vol. III pp 9-14
14. Teodorescu R, Blaabjerg F, Liserre M, Borup U, A New Control Structure for Grid-Connected PV Inverters with Zero Steady-State Error and Selective Harmonic Compensation, Proceedings of APEC'04, Anaheim, CA
15. Kazmierkowski M.P, Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol No. 45, No 5, October 1998.
16. Hwang I.H, Ahn K.S, Lim H.C, Kim S.S, Design, development and performance of a 50 kW grid connected PV system with three phase current-controlled inverter, Photovoltaic Specialists Conference, 2000. Conference Record of the Twenty-Eighth IEEE, 15-22 Sept. 2000.
17. Ahmet H, Carrier Based PWM-VSI Drives in the Overmodulation Region, (Doctoral dissertation, University of Wisconsin - Madison 1998).
18. Timbus A, Teodorescu R, Blaabjerg F, Synchronization Methods for Three Phase Power Generation Systems. An overview and Evaluation, Power Electronics Specialists, 2005 IEEE 36th Conference, 11-14 Sept. 2005
19. Woyte A ,Brabandere K.D, Dommelaen D.V, Belmans R, Nijs J, International Harmonization of Islanding Prevention Requirements,

					171.6321MM.KP.ПЗ.Джерела	Арк.
						163
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

- Published in Progress in Photovoltaics: Resarch and Applications 11(6) pp.407-424 (preprint, not edited), 2003
20. Xu W, Mauch K, Martel S, An Assessment of Distributed Generation Islanding Detection Methods and Issues for Canada, A report for CANMET Energy Technology Centre - Varennes, 2004
 21. Chuong S.K, A phase tracking system for Three Phase Utility Interface Inverters, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 15, No. 3, May 2000.
 22. Syte D. M, Gussemé D, Bossche A. P, Melkebeek J.A, A Sampling Algorithm for Digitally Controlled Boost PFC Converters, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, No. 3, May 2004
 23. Femia N, Petrone G, Spagnuolo, Vitelli M, Increasing the efficiency of P&O MPPT by converter dynamic matching, Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on, Vol . 2, 4-7 May 2004, Page 1017 - 1021
 24. Femia N, Petrone G, Spagnuolo, Vitelli M, Industrial Electronics, Perturb and observe MPPT technique robustness improved, 2004 IEEE International Symposium on, Vol. 2, 4-7 May 2004, Page 845 - 850
 25. Liu S, Dougal R. A, Dynamics Multiphysics Model for Solar Array, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 17, No 2, June 2002, Page 285 - 294
 26. Mohr M, Fuchs F.W, Voltage Fed and Current Fed Full Bridge Converter for Use in Three Phase Grid Connected Fuel Cell Systems, Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC '06. CES/IEEE 5th International
 27. Yakushev V, Meleshin V, Fraidlin S, Full-Bridge Isolated Current Fed Converter with Active Clamp, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual

					171.6321MM.KP.ПЗ.Джерела	Арк.
						164
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		