

Міністерство освіти і науки України
Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна
Навчально-науковий інститут «Українська інженерно-педагогічна академія»
Кафедра електротехніки та електроенергетики

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

магістра

на тему

ВИКОРИСТАННЯ МОДЕЛЮВАННЯ НА ОСНОВІ ПРОГРАМОВАНОЇ
ПОЛЬОВОЇ МАТРИЦІ ВЕНТИЛІВ ДЛЯ ПОКРАЩЕНОГО ПРОГНОЗНОГО
КЕРУВАННЯ ПРИ РЕГУЛЮВАННІ НАПРУГИ В ПІДВИЩУВАЛЬНОМУ
ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

(тема кваліфікаційної роботи)

Виконав: студент 2 маг. курсу, групи ДЕА-Е23мг-1
спеціальності : 141 Електроенергетика,
електротехніка та електромеханіка

_____ / Віктор ЮРИН

(підпис)

(ім'я та прізвище)

Керівник _____ / Ганна МОСІЄНКО

(підпис)

(ім'я та прізвище)

Рецензент _____ / Олег ПОДОЛЯК

(підпис)

(ім'я та прізвище)

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри _____ / Артем ЧЕРНЮК

(підпис)

(ім'я та прізвище)

Нормоконтроль _____ / Юлія ОЛІЙНИК

(підпис)

(ім'я та прізвище)

Секретар ЕК _____ / Ігор КИРИСОВ

(підпис)

(ім'я та прізвище)

Харків – 2024 рік

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІМЕНІ В. Н. КАРАЗІНА

Навчально – науковий інститут Українська інженерно-педагогічна академія
 Кафедра електротехніки та електроенергетики
 Спеціальність 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка
 Освітньо-професійна програма Електричні станції, мережі та системи

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри

 (підпис)

К.Т.Н., доцент Артем ЧЕРНЮК
 (науковий ступінь, вчене звання, ім'я, прізвище)

« ____ » _____ 2024 р.

ЗАВДАННЯ

на кваліфікаційну роботу дипломну роботу
другого (магістерського) рівня вищої освіти

здобувачу вищої освіти Віктор ЮРИН

1. Тема «ВИКОРИСТАННЯ МОДЕЛЮВАННЯ НА ОСНОВІ ПРОГРАМОВАНОЇ ПОЛЬОВОЇ МАТРИЦІ ВЕНТИЛІВ ДЛЯ ПОКРАЩЕНОГО ПРОГНОЗНОГО КЕРУВАННЯ ПРИ РЕГУЛЮВАННІ НАПРУГИ В ПІДВИЩУВАЛЬНОМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ»

затверджена наказом по академії № 4801-5/3345 від «12» 10 2024 р.

2. Термін здачі закінченої роботи «10» 12 2024 р.

3. Вихідні дані до роботи/проєкту: Рівень напруги, умови експлуатації, характеристика струмоведучих частин, типи кабельних ліній, метод апарат дослідження, завдання, параметри обладнання

4. Зміст роботи/проєкту (перелік питань, які належить розробити):
Вступ. Перелік умовних позначень. Покращення прогнозного керування для регулювання напруги в підвищувальному перетворювачі постійного струму. Цифрове та прогнозне керування. Проектування системного контуру керування. Симуляція в реальному часі для Boost Converter. Висновки. Список посилань.

5. Перелік графічного матеріалу (презентаційний матеріал): Слайди презентації

6. Консультант:

Розділ	Консультант	Підпис, дата		Оцінка (бали)
		Завдання видав	Завдання прийняв	

7. Дата видачі завдання « 12 » _____ 10 _____ 2024 р.

Керівник

(підпис)

Ганна МОСІЄНКО

(ім'я, прізвище)

Завдання прийняв до виконання

Віктор ЮРИН

(підпис)

(ім'я, прізвище)

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН-ГРАФІК виконання кваліфікаційної дипломної роботи

№ з/ п	Назва етапів роботи та питань, які мають бути розроблені відповідно до завдання	Термін виконання	Позначки керівника про виконання завдань
1	Визначення актуальності теми дослідження	02.10.24 – 05.10.24	
2	Проведення аналізу наукової літератури	06.10.24 – 15.10.24	
3	Виконання першого розділу дипломної роботи	16.10.24 – 29.10.24	
4	Виконання другого та третього розділу дипломної роботи	30.10.24 – 26.11.24	
5	Оформлення пояснювальної записки	27.11.24 – 07.12.24	

Студент (ка)

(підпис)

Віктор ЮРИН

(ім'я, прізвище)

Нормоконтроль

(підпис)

Юлія ОЛІЙНИК

(ім'я, прізвище)

РЕФЕРАТ

Магістерська робота виконана на 57 стор., містить 10 таблиці, 12 рисунків, що характеризують результати дослідження, використано 47 літературних посилань.

Об'єкт дослідження – прогнозне керування підвищувального перетворювача постійного струму.

Предмет дослідження – підвищувальний перетворювач постійного струму.

Мета роботи – ВИКОРИСТАННЯ МОДЕЛЮВАННЯ НА ОСНОВІ ПРОГРАМОВАНОЇ ПОЛЬОВОЇ МАТРИЦІ ВЕНТИЛІВ ДЛЯ ПОКРАЩЕНОГО ПРОГНОЗНОГО КЕРУВАННЯ ПРИ РЕГУЛЮВАННІ НАПРУГИ В ПІДВИЩУВАЛЬНОМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ.

Ступінь впровадження: проектні інститути.

Економічна ефективність значимість роботи: дана робота має високу значимість теоретичного й практичного рівня.

У цьому дослідженні представлено дизайн прогнозного контролера для підвищувального перетворювача та перевірку за допомогою моделювання в реальному часі. Спочатку було математичне моделювання підвищувального перетворювача, а потім розроблено електронні компоненти відповідно до вимог експлуатації. Згодом було розроблено прогнозний контролер на основі моделі (МВРС) і цифровий PI (пропорційно-інтегральний) контролер, і їх продуктивність порівнювалася за допомогою MATLAB/SIMULINK®. Елементи керування було додатково перевірено шляхом впровадження випробувальних стендів на основі FPGA (програмована вентильна матриця) із симулятором реального часу OPAL-RT, який включав пакети моделювання RT-LAB та RT-eFPGAsim. Ці тести були успішно проведені, а методологія, використана для цього дизайну, перевірена. Результати показали кращу реакцію, отриману з МВРС, як з точки зору часу стабілізації, так і меншої перенапруги.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: ЕНЕРГЕТИЧНА БЕЗПЕКА, МОДЕЛЮВАННЯ, ПРОГРАМОВАНА ПОЛЬОВА МАТРИЦЯ, РЕГУЛЮВАННЯ НАПРУГИ, РЕЖИМИ РОБОТИ, ЕФЕКТИВНІСТЬ РОБОТИ, ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНА ТЕХНІКА, ВИПРЯМЛЯЧІ, ЯКІСТЬ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

ABSTRACT

The master's thesis is completed on 57 pages, contains 10 tables, 12 figures characterizing the results of the study, 47 literary references are used.

The object of the study is predictive control of a DC-DC boost converter.

The subject of the study is a DC-DC boost converter.

The purpose of the work is to USE PROGRAMMABLE FIELD VALVE MATRIX MODELING FOR IMPROVED PREDICTIVE CONTROL IN VOLTAGE REGULATION IN A DC-DC BOOST CONVERTER.

Implementation level: design institutes.

Economic efficiency significance of the work: this work has high theoretical and practical significance.

This study presents the design of a predictive controller for a boost converter and verification using real-time simulation. First, the boost converter was mathematically simulated, and then the electronic components were designed according to the operational requirements. Subsequently, a model-based predictive controller (MBPC) and a digital PI (proportional-integral) controller were developed, and their performance was compared using MATLAB/SIMULINK ®. The controls were further validated by implementing FPGA (Field Programmable Gate Array) based testbeds with the OPAL-RT real-time simulator, which included the RT-LAB and RT-eFPGAsim simulation packages. These tests were successfully conducted and the methodology used for this design was validated. The results showed a better response obtained with the MBPC, both in terms of settling time and lower overvoltage.

KEYWORDS: ENERGY SECURITY, SIMULATION, FIELD PROGRAMMABLE MATRIX, VOLTAGE REGULATION, OPERATING MODES, OPERATING EFFICIENCY, CONVERSION TECHNOLOGY, RECTIFIER, POWER QUALITY

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	8
ВСТУП	9
РОЗДІЛ 1 ПОКРАЩЕННЯ ПРОГНОЗНОГО КЕРУВАННЯ ДЛЯ РЕГУЛЮВАННЯ НАПРУГИ В ПІДВИЩУВАЛЬНОМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	12
1.1. Фотоелектричні модулі та масиви	12
1.2. Проектування та моделювання підвищувального перетворювача	14
ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 1	20
РОЗДІЛ 2. ЦИФРОВЕ ТА ПРОГНОЗНЕ КЕРУВАННЯ	21
2.1. Цифрове управління	23
2.2. Прогнозний контроль	25
ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 2	29
РОЗДІЛ 3. ПРОЕКТУВАННЯ СИСТЕМНОГО КОНТУРУ КЕРУВАННЯ	30
3.1. Особливості використання системного контуру керування	30
3.2. Регулювання напруги в підвищувальному перетворювачі постійного струму	32
ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 3	35
РОЗДІЛ 4. СИМУЛЯЦІЯ В РЕАЛЬНОМУ ЧАСІ ДЛЯ BOOST CONVERTER	36
ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 4	40
РОЗДІЛ 5. МОДЕЛЮВАННЯ ТА РЕЗУЛЬТАТИ	41
5.1. Нелінійна поведінка підвищувального перетворювача	41
5.2. Автономне моделювання Boost Converter	43
5.3. Моделювання Boost Converter RT	45

ВИСНОВКИ Й РЕКОМЕНДАЦІЇ	50
СПИСОК ПОСИЛАНЬ	52

50

52

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

- MPP – максимальна точка і потужності
- PI – пропорційно–інтегральний контролер
- PD – пропорційно–похідний контролер
- TCT – перехресне зв’язування
- PF – коефіцієнт потужності
- PV – фотоелектрична система
- SAPF – фільтр активної потужності
- ШИМ – широтно–імпульсна модуляція
- DMC - динамічне матричне керування
- GPC - узагальнене прогнозне керування
- NMPC - нелінійне прогнозне керування
- LPF – фільтр низьких частот
- BPF – смуговий фільтр
- ЕМ – електрична мережа
- ММ – математичні моделі
- МКЕ – метод кінцевих елементів
- МКР – метод кінцевих різниць
- ПП – первинна підстанція
- ПС – вторинна підстанція
- РМ – розподільчі мережі
- РПН – регулювання напруги під напругою
- СНАУ – система нелінійних алгебраїчних рівнянь
- СЛАУ – система лінійних алгебраїчних рівнянь
- FEMM – Finite Element Method Magnetism
- ПДЕ – поновлювальні джерела енергії
- СЕП – система електропостачання
- ФЕУ – фотовольтаїчна електрична станція

ВСТУП

У цьому дослідженні представлено дизайн прогнозного контролера для підвищувального перетворювача та перевірку за допомогою моделювання в реальному часі. Спочатку було математичне моделювання підвищувального перетворювача, а потім розроблено електронні компоненти відповідно до вимог експлуатації. Згодом було розроблено прогнозний контролер на основі моделі (МВРС) і цифровий PI (пропорційно-інтегральний) контролер, і їх продуктивність порівнювалася за допомогою MATLAB/SIMULINK[®]. Елементи керування було додатково перевірено шляхом впровадження випробувальних стендів на основі FPGA (програмована вентильна матриця) із симулятором реального часу OPAL-RT, який включав пакети моделювання RT-LAB та RT-eFPGAsim. Ці тести були успішно проведені, а методологія, використана для цього дизайну, перевірена. Результати показали кращу реакцію, отриману з МВРС, як з точки зору часу стабілізації, так і меншої перенапруги.

Стійке підвищення глобальної температури викликає серйозне занепокоєння в усьому світі. Nasa (національне управління з аеронавтики та дослідження космічного простору) повідомляє, що з 1880 по 2020 рік глобальна температура зросла на 1,02°C [1]. Люди спричиняють глобальне потепління, створюючи парниковий ефект, спалюючи викопне паливо, підкреслюючи важливість відновлюваної енергії для пом'якшення надмірних температур і різких кліматичних коливань [2, 3].

За даними IRENA (міжнародного агентства з відновлюваної енергії), з 2000 по 2015 рік фотоелектрична (PV) енергетика зазнала зростання встановленої потужності до 18 461% [4]. З темпом зростання приблизно на 40%, фотоелектричні панелі та інші похідні стали дешевшими, що зробило їх доступними для житлових, комерційних і промислових застосувань. Електрична мережа використовує надлишок фотоелектричної енергії для

розподілу її в різні місця споживання. Крім того, життєвий цикл фотоелектричних панелей становить від 25 до 30 років, що робить їх прибутковими та ефективними в цілому [5]. Опромінення, температура та відповідний вибір напівпровідників – це деякі змінні, які можуть впливати на якість електроенергії в фотоелектричних системах.

Енергія, вироблена фотоелектричними панелями, подається в шину постійного струму за допомогою перетворювача живлення DC–DC для споживання навантаженням постійного струму або накопичується за допомогою акумуляторної батареї. Серед доступних перетворювачів DC–DC підвищувальний перетворювач є однією з найпоширеніших топологій для цього завдання. Для вибору найкращого методу керування для підвищувального перетворювача необхідно провести порівняльне дослідження.

Що стосується пов'язаних робіт, для підвищувального перетворювача застосовувалися різні класичні та передові методи керування. У [6] був розроблений PD (пропорційно–похідний) контролер на основі нечіткої логіки та протестований у двох різних dc–dc перетворювачах. У [7] було розроблено контролер зі зворотним зв'язком, а його параметри були отримані за допомогою методів оптимізації, таких як генетичний алгоритм (GA) і алгоритм оптимізації бактеріального пошуку їжі (BFOA). Так само в [8] використовувався інший метод оптимізації, оптимізація роєм частинок (pso). Крім того, в [9] була застосована техніка нелінійного керування, sliding mode control (smc). У [10] було розроблено smc у поєднанні з контролером нечіткої логіки. Нарешті, в [11] було розроблено два типи надійних контролерів. Перший був під (пропорційно–інтегрально–похідний) регулятором з гістерезисом, тоді як другий був поєднаний з smc.

Комплексний огляд сучасного рівня mbrpc було проведено в [13], і використання деяких варіантів MBPC у мікромережах постійного струму на основі PV було проаналізовано за допомогою, серед іншого, підвищувального перетворювача. Було виявлено, що коливання навколо mppt (відстеження точки

максимальної потужності) були значно зменшені залежно від методу прогнозного керування.

За допомогою деяких методів прогнозування з дискретним спостерігачем можна отримати кращу реакцію за погодних умов, що швидко змінюються, а за допомогою інших mbrs генерує оптимальне керування енергією та розподіл електроенергії, застосоване до гібридних мереж [14].

На основі огляду сучасного стану мікромереж постійного струму пропонується підвищувальний перетворювач і МВРС для вивчення та зменшення функцій стабілізації.

Крім того, будуть розроблені порівняння нашої пропозиції з класичними та змішаними контролерами. Пропозиція також буде перевірена в симуляторі реального часу з бібліотекою на основі FPGA. Серед інших його характеристик ми маємо намір скористатися його високими робочими частотами для регулювання вихідної напруги постійного струму.

У зв'язку з цим метою цієї магістерської роботи є ВИКОРИСТАННЯ МОДЕЛЮВАННЯ НА ОСНОВІ ПРОГРАМОВАНОЇ ПОЛЬОВОЇ МАТРИЦІ ВЕНТИЛІВ ДЛЯ ПОКРАЩЕНОГО ПРОГНОЗНОГО КЕРУВАННЯ ПРИ РЕГУЛЮВАННІ НАПРУГИ В ПІДВИЩУВАЛЬНОМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Об'єкт дослідження – прогнозне керування підвищувального перетворювача постійного струму.

Предмет дослідження – підвищувальний перетворювач постійного струму.

РОЗДІЛ 1 ПОКРАЩЕННЯ ПРОГНОЗНОГО КЕРУВАННЯ ДЛЯ РЕГУЛЮВАННЯ НАПРУГИ В ПІДВИЩУВАЛЬНОМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

1.1. Фотоелектричні модулі та масиви

Як правило, фотоелектричні панелі складаються з багатьох з'єднаних між собою фотоелектричних елементів, які механічно захищені та підходять для місць із високим сонячним випромінюванням. Їхній принцип дії заснований на фотоелектричному ефекті, який пояснюється тим, що електрони вивільняються, коли фотони потрапляють на фотоелектричну панель.

Встановлення однієї фотоелектричної панелі, наприклад, для підігріву басейну, достатньо для застосувань, які потребують невеликої кількості енергії. Однак впровадження фотоелектричних матриць необхідне для більш значущих сценаріїв генерації фотоелектричної енергії. У цьому випадку фотоелектричні панелі підключаються послідовно для досягнення більшої напруги, паралельно для досягнення більшого струму та в змішаній конфігурації для досягнення більшої потужності.

На рисунку 1.1. представлено деякі топології з'єднання для фотоелектричної матриці, а саме: послідовне паралельне (SP), мостове (BL), стільникове (HC) і повне перехресне зв'язування (TCT) [15]. У цьому дослідженні розглядається масив SP. Його розмір залежить від максимальних умов експлуатації кожної підключеної фотоелектричної панелі та даних виробника.

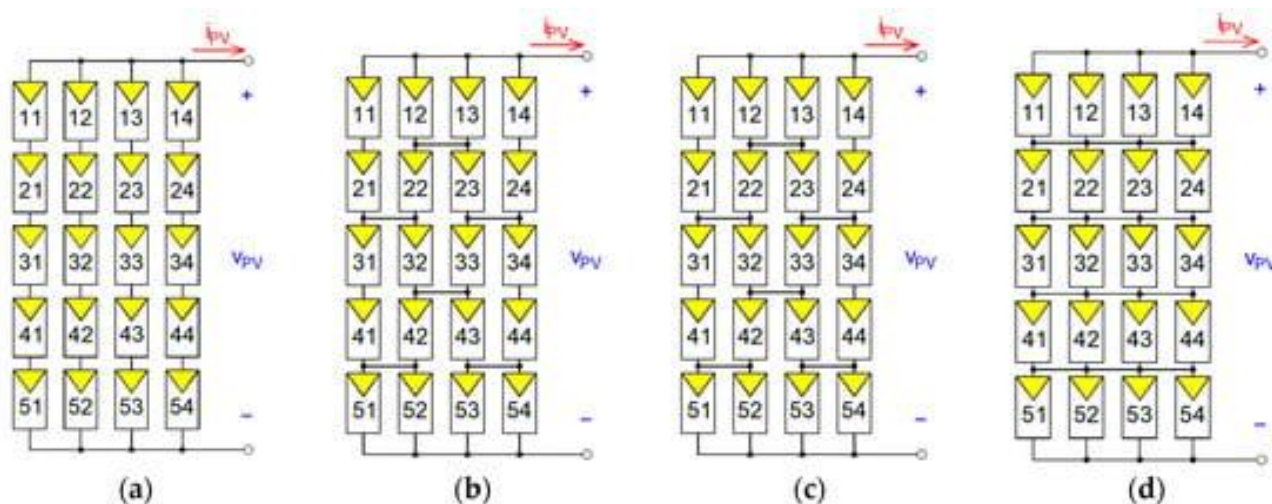


Рисунок 1.1. – Деякі топології для фотоелектричної матриці 5×4: (a) SP, (b) BL, (c) HC і (d) TCT

Зазвичай вони працюють на максимальній точці потужності (MPP), щоб отримати максимальну доступну фотоелектричну потужність. MPP залежить від кількох умов, таких як властивості фотоелектричних панелей, кліматичні зміни, такі як зменшення інтенсивності світла через появу хмар або непередбачені зміни погоди [16]. Відстеження mpp може бути реалізовано в схемі керування перетворювача DC–DC, щоб відповідати імпедансу фотоелектричної матриці. Таким чином його роботу можна стабілізувати на максимальній точці потужності (MPP) або максимально близько до неї. Цей пік потужності можна побачити на рисунку 1.2 на кривих характеристик струм/потужність фотоелектричних панелей як функцію напруги на їхніх клемах. Ці характеристичні криві вказують значення mpp для розміру фотоелектричних батарей. Їхніми параметрами є струм і MPP і потужність p_{mpp} при напрузі v_{MPP} або надзвичайно близькі значення [17]. Крім того, діапазони цих кривих обмежені струмом короткого замикання I_{sc} і напругою холостого ходу V_{oc} .

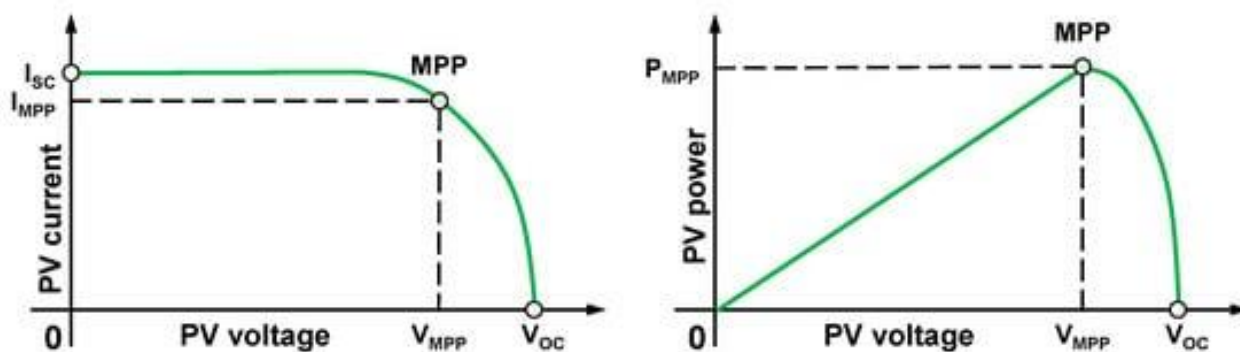


Рисунок 1.2. – Розташування MPP на кривих IV і PV при постійній температурі

1.2. Проектування та моделювання підвищувального перетворювача

Системи перетворення енергії на основі силової електроніки використовуються для оптимізації та ефективного використання енергії фотоелектричних систем. Оскільки їх вихідна напруга є постійним струмом, можна використовувати перетворювач постійного струму в постійний струм, наприклад підвищувальний перетворювач. Коли потрібні більші напруги постійного струму з нижчою вхідною напругою та високою ефективністю, ці перетворювачі використовуються в додатках живлення від акумуляторів, автомобільних додатках, промислових приводах та програмах адаптивного керування [18].

На рисунку 1.3, а показано схему живлення підвищувального перетворювача, який характеризується двома робочими станами: у «увімкненому стані», показаному на рисунку 1.3, b, Q– напівпровідник діє як перемикач, а коли він закритий, збільшується на рівні струму індуктора L відчувається. Навпаки, перемикач відкривається під час «вимкненого стану», показаного на рисунку 1.3 c. Єдина можливість проходження струму індуктивності через діод D і паралельну конфігурацію вихідного конденсатора C і навантажувального резистора R. Це призводить до того, що конденсатор передає енергію, яку він отримує під час «увімкненого стану». Крім того,

потужність, що генерується p_v , буде коливатися через пульсації напруги p_v , що призведе до зниження середньої вихідної потужності, і це через встановлення конденсатора C з p_v для згладжування пульсацій напруги [19].

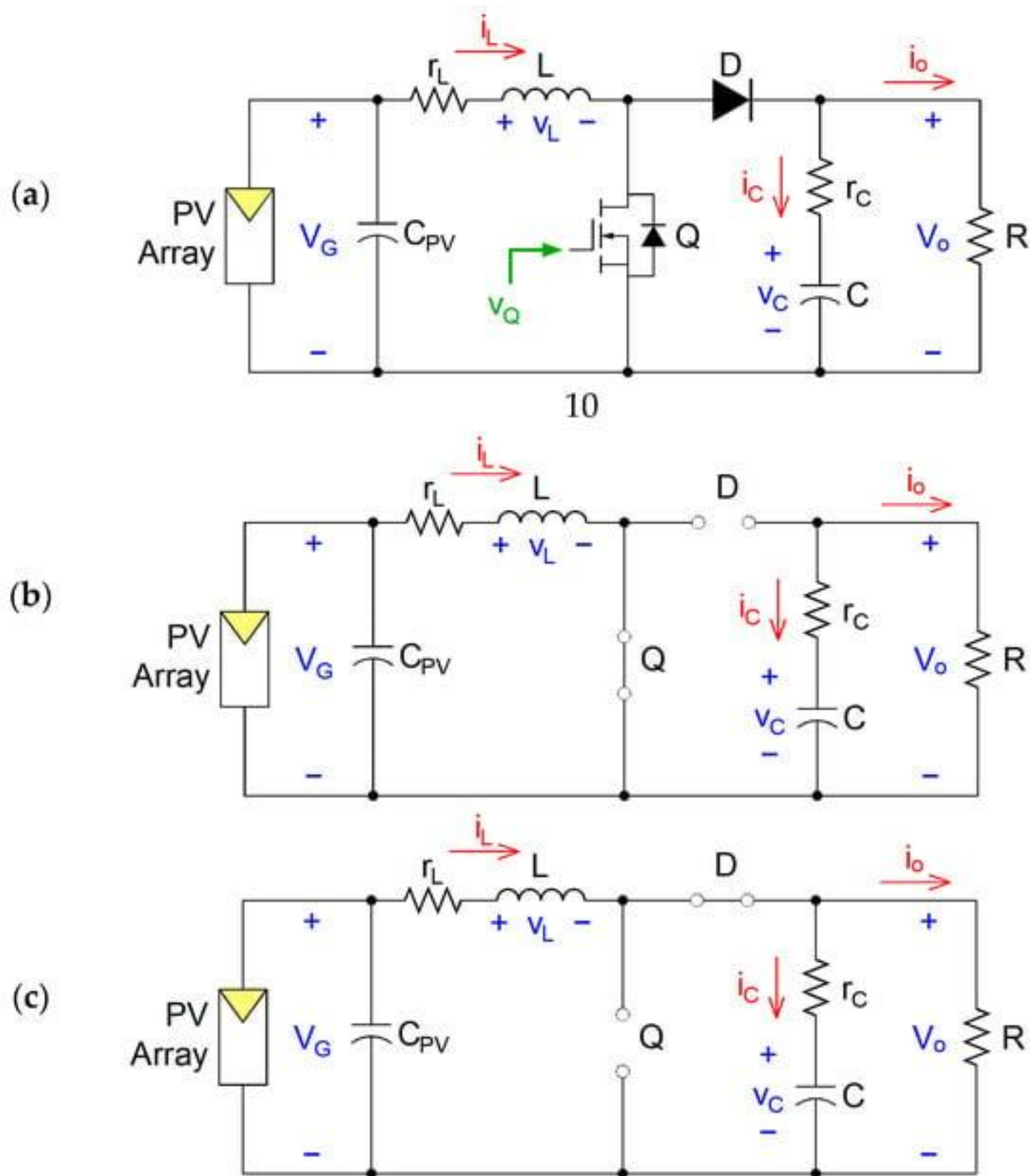


Рисунок 1.3. – Схема живлення підвищувального перетворювача: (а) типовий, (b) увімкнений стан і (c) вимкнений стан

Завдяки роботі напівпровідника Q вихідна напруга навантаження обривається відповідно до робочого циклу D_0 при високій частоті перемикання f_{sw} і розраховується відповідно до (1.1), де V_g – напруга PV, а V_0 вихідна напруга.

$$D_0 = 1 - \frac{V_G}{V_0} \quad (1.1)$$

У перетворювачах DC–DC бажано працювати в режимі безперервної провідності (CCM). Це означає, що первинний струм, який є струмом індуктивності в перетворювачі, не скасовується. Необхідно визначити мінімальні значення його пасивних компонентів R, L і C разом із пов’язаними послідовними опорами, враховуючи головним чином потужність P_n перетворювача. У (1.2) мінімальна індуктивність для струму ccm визначається відповідно до [20]. З іншого боку, мінімальна вихідна ємність може бути визначена (1.3), відповідно до [20], де специфікація пульсацій вихідної напруги зазвичай становить від 1% до 5%.

$$L_{min} = \frac{D_0(1 - D_0)^2 V_0^2}{2f_{SW} P_n} \quad (1.2)$$

$$C_{min} = \frac{D_0 P_n}{\left(\frac{\Delta V_0}{V_0}\right)^2 V_0^2 f_{SW}} \quad (1.3)$$

Вважалося, що використання діода шотткі як природного комутаційного пристрою та i_{GBT} як примусового комутаційного пристрою зменшує втрати потужності через його вищий номінальний струм порівняно з MOSFET.

Принцип керування перетворювачем постійного струму – це ШІМ (широтно–імпульсна модуляція), яка генерується шляхом порівняння

постійного модулюючого сигналу та пилоподібного несучого сигналу v_{st} на частоті перемикання f_{sw} [21] або в періоді перемикання T_{sw} . На рисунку 1.4 показані ці сигнали разом із їх порівняльними результатами. Залежно від того, збільшується чи зменшується номінальний робочий цикл D_0 , результуючий прямокутний імпульс сигналу V_Q буде ширшим або вужчим при постійній частоті, порівнянній з f_{sw} . Важливо відзначити, що керуючий сигнал D_0 надходитиме від реалізованого цифрового або прогнозованого контролера, а в деяких випадках він може надходити безпосередньо від контролера MPPT.

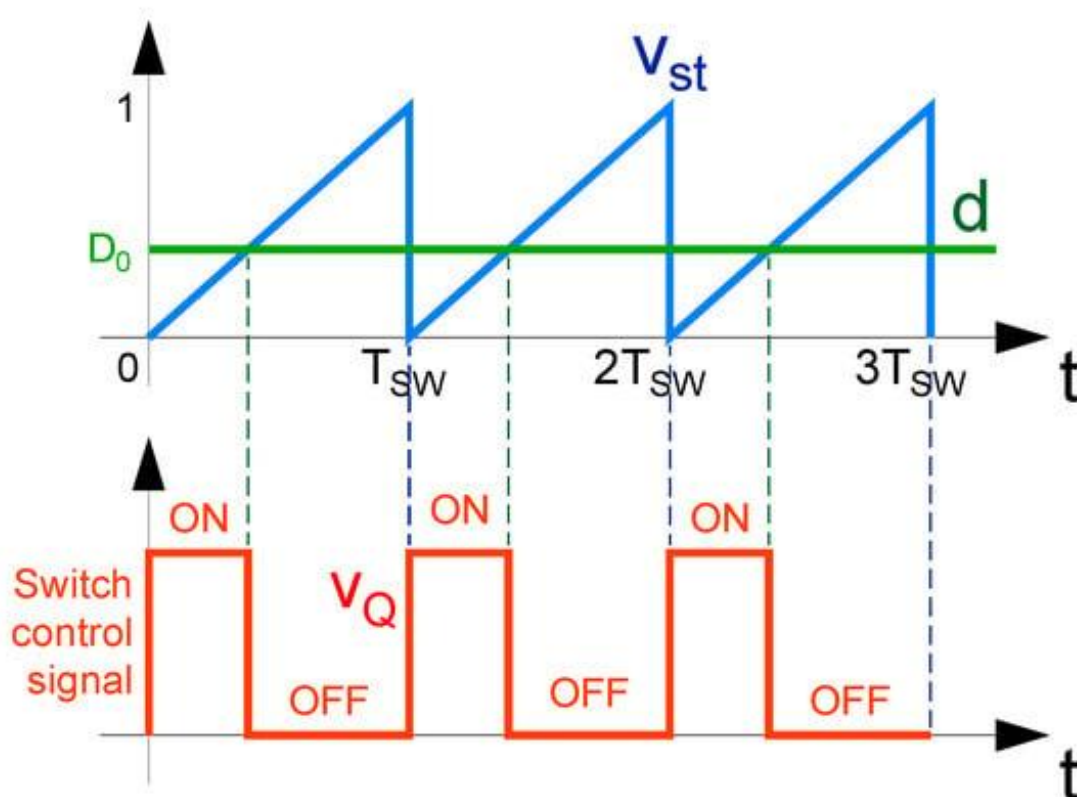


Рисунок 1.4. – Генерація шім-імпульсу порівнює пилоподібний несучий сигнал із сигналом керування

Ця техніка має варіації, наприклад контрольний сигнал порівнюється з незміщеною трикутною хвилею замість пилоподібної хвилі. Іншим новим методом є встановлення граничних напруг для керуючого сигналу, завдяки чому досягається покращений динамічний відгук [22].

Після визначення параметрів підвищувального перетворювача можна вивести математичну модель системи з усередненими матрицями простору стану моделі A_p , B_p , C_p і D_p , вектором стану $x = [i_L \ v_C]^T$, V_G як вихід. V_G розглядається лише як вхідні дані, оскільки ми прагнемо знайти динаміку системи лише на етапі живлення. У цьому типі системи вхідні дані не мають прямого впливу на виходи, і з цієї причини матриця d p вважається нульовою.

На рисунку 1.3.b показано схему живлення у включеному стані [13], де спочатку застосовуються закони струму/напруги Кірхгофа разом із законами кожного компонента накопичення енергії, отримуючи (1.4) і (1.5):

$$L \frac{di_L}{dt} = V_G - r_L i_L \quad (1.4)$$

$$R i_o = r_c i_c + v_C \quad (1.5)$$

Розглядаючи вихідну сітку:

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_c = -i_o \quad (1.6)$$

За допомогою цих виразів отримуємо поведінку системи:

$$\begin{pmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-r_L}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C(R+r_c)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} V_G \quad (1.7)$$

Застосувавши дільник напруги на вихідній сітці, вихідна напруга у включеному стані буде:

$$v_o = \begin{pmatrix} 0 & \frac{R}{R+r_c} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} \quad (1.8)$$

Подібним чином наступний вираз у першій сітці для підвищувального перетворювача у вимкненому стані [2.13] буде таким:

$$L \frac{di_L}{dt} = V_G - r_L i_L - v_o \quad (1.9)$$

Друга сітка аналізується таким чином:

$$v_o = v_c + r_C C \frac{dv_C}{dt} \quad (1.10)$$

$$i_o = i_L - C \frac{dv_C}{dt} = \frac{v_o}{R} \quad (1.11)$$

У цьому випадку спочатку вихідний вираз буде визначено шляхом заміни (1.11) на (1.10):

$$v_o = \frac{v_C + r_C i_L}{\left(1 + \frac{r_C}{R}\right)} \quad (1.12)$$

Враховуючи (2.12) у попередніх виразах, отримуємо таку поведінку системи в усталеному стані:

$$\begin{pmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-r_L R - r_L r_c - r_c R}{L(R+r_c)} & \frac{-R}{L(R+r_c)} \\ \frac{R}{C(R+r_c)} & \frac{-1}{C(R+r_c)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} V_G \quad (1.13)$$

$$v_o = \begin{pmatrix} \frac{R r_c}{R+r_c} & \frac{R}{R+r_c} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} \quad (1.14)$$

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 1

Відображення середньої моделі в усталеному просторі виконується для обох періодів перемикання. Для T_{on} під час робочого циклу D і T_{off} під час додаткового робочого циклу $1 - D$ отримано такі середні A_p , B_p і C_p матриці:

$$\begin{aligned} A_p &= A_{ON}d + A_{OFF}(1 - d) \\ B_p &= B_{ON}d + B_{OFF}(1 - d) \\ C_p &= C_{ON}d + C_{OFF}(1 - d) \end{aligned} \quad (1.15)$$

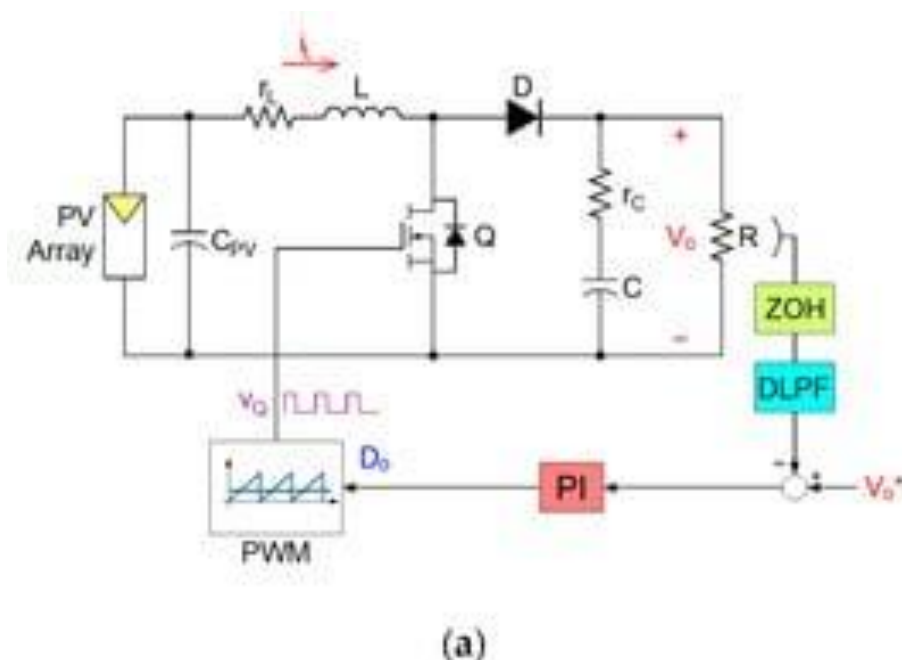
За допомогою цих матриць система з двома входами, $U = [dV_g]^T$, двома станами, $x = [I_L \ V_c]^T$, і одним виходом, V_0 , для регулювання напруги перетворювача, як функція незначних змін робочого циклу.

$$\begin{aligned} A_p &= \begin{bmatrix} -\frac{r_L R + r_L r_c + r_c R(1-d)}{L(R+r_c)} & -\frac{R(1-d)}{L(R+r_c)} \\ \frac{R(1-d)}{C(R+r_c)} & -\frac{1}{C(R+r_c)} \end{bmatrix} \\ B_p &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}^T \\ C_p &= \begin{bmatrix} \frac{R r_c(1-d)}{R+r_c} & \frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.16)$$

РОЗДІЛ 2. ЦИФРОВЕ ТА ПРОГНОЗНЕ КЕРУВАННЯ

Матриці стану системи, яка описує динаміку підвищувального перетворювача, мають нелінійні компоненти. З цієї причини ці матриці необхідно лінеаризувати навколо робочої точки, параметри якої можна визначити шляхом вирішення $x_0 = [i_{L0} \ v_{C0}]^T$ з номінальних даних V_0 і D_0 . За допомогою лінеаризованих матриць стану A_{p0} , B_{p0} і C_{p0} можна визначити дві функції передачі, $v_0(s)/d(s)$ і $v_0(s)/v_G(s)$ [23], таким чином досягаючи пряме керування напругою (D_{vc}) від d і v_G варіацій

Однак передавальна функція $v_0(s)/d(s)$ знаходиться в немінімальній фазі; отже, навіть якщо реалізовано контролер з хорошою продуктивністю регулювання, напруга v_0 матиме широкі пульсації напруги. На рисунку 2.1.a показана схема D_{vc} з використанням цифрового PI (пропорційно–інтегрального) контролера. Ці діаграми керування показують компоненти, функції яких пояснюються нижче.



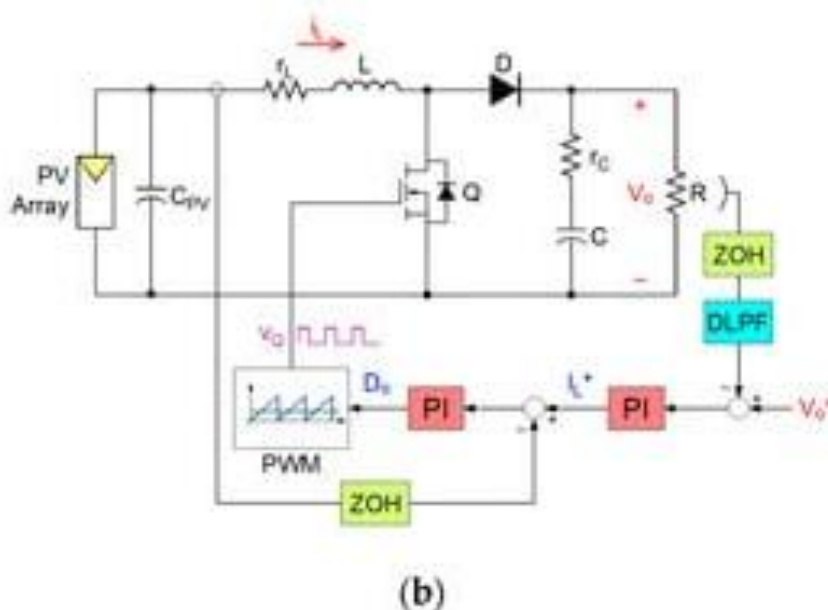


Рисунок 2.1. – Деякі методи керування, застосовані до підвищувального перетворювача: (а) D_{vc} , (b) цифрове каскадне керування, (с) каскадне керування з комбінованими контурами та (d) каскадне керування МВРС

Структура каскадного зворотного зв'язку надійна для управління перетворювачами живлення DC–DC і DC–AC і електроприводами. Внутрішній контур керування регулює струм перетворювача. Навпаки, у зовнішньому контурі керування керується основна бажана змінна – наприклад, напруга або активна потужність у мікромережах, наприклад вихідна напруга підвищувального перетворювача.

Ключ до успіху каскадного керування полягає в різниці між постійними часу обох циклів, так що поточний час відгуку буде набагато швидшим. Деякі топології каскадного керування були розроблені в цьому дослідженні, такі як цифрові контури керування, показані на рисунку 2.1 b , і комбіновані контури керування, показані на рисунку 2.1 c , де внутрішній є прогнозуючим, тоді як зовнішній є цифровим, з обома контури прогнозного керування, показані на рисунку 2.1 d.

Для реалізації цієї схеми керування в першу чергу необхідно визначити передатні функції $i_L(s)/d(s)$ та $i_L(s)/v_g(s)$ [23] для внутрішнього контурного

керування з матриці лінеаризованих станів A_{p0} і B_{p0} в робочій точці, і оскільки i має бути вихідною змінною, ми розглядаємо $C_{p0} = [10]$.

Після цього для керування зовнішнім контуром необхідно визначити передаточну функцію $V_0(s)/I_L(s)$ [23]. Цього можна досягти, знайшовши цю функцію передачі, усереднену по вихідному контуру підвищувального перетворювача для t_{on} під час робочого циклу d і для T_{off} протягом додаткового робочого циклу $1 - d$. Навколо робочої точки $p = 0$ отримуємо усереднену функцію, що описується (17):

$$\frac{V_0(s)}{I_L(s)} = \frac{R(1 - D_0)(r_C C s + 1)}{(R + r_C)C s + 1} \quad (2.1)$$

У рамках теорії прогнозного керування було розроблено деякі варіації, серед яких ми маємо динамічне матричне керування (DMC), узагальнене прогнозне керування (GPC), нелінійне прогнозне керування (NMPC), розширене прогнозне самоадаптивне керування (EPSAC), і модель передбачуваного керування з авторегресійним порушенням (MPC–AR), серед інших [13]. Існують відмінності між декількома типами контролерів, які полягають у підході до моделі, типі застосованої оптимізації, чи враховуються обмеження під час оптимізації, і навіть у тому, чи включені збурення чи ні [24].

2.1. Цифрове управління

Цифрові сигнальні процесори широко використовуються в системах перетворення електроенергії, оскільки напівпровідникові імпульсні сигнали передаються на високій швидкості на IGBT або MOSFET. Як згадувалося раніше, на додаток до цих зовнішніх компонентів, перетворювачі DC–DC мають каскад шім, генерація імпульсів якого може бути реалізована за допомогою цифрових електронних схем, таких як лічильник вільного ходу, лічильник підвищення/зниження та апаратний накопичувач [25]. У

мікропроцесорних додатках робоча напруга падає з 5 в до 3,3 в або навіть нижче, а струм навантаження швидше перемикається з режиму сну в режим високошвидкісного обчислення.

З цих причин рішення, засновані на цифровому управлінні, підходять для перетворювачів постійного струму з реалізацією аналогових і цифрових перетворювачів сигналів і навпаки для виконання керуючих дій. Для обробки часто реалізуються блоки масштабування або кондиціонування сигналу.

Перетворення сигналів, що стосуються вимірювань струму/напруги підвищувального перетворювача, зазвичай здійснюється за допомогою схем утримання нульового порядку (ZOH) за час дискретизації T_s і, в деяких випадках, цифрових фільтрів нижніх частот (DLPF) для пом'якшення стохастичного шуму. На додаток до правильного визначення розміру індуктора L , необхідно переконатися, що режим провідності підвищувального перетворювача має постійний струм; саме з цієї причини цифровий контролер використовується для регулювання струму i_L , а зовнішнє керування використовується в каскаді для регулювання вихідної напруги v_0 , яка є змінною, що цікавить, як показано на рисунку 2.1b.

Необхідно застосувати дзета-перетворення до передатних функцій $i_L(s)/d(s)$ та $i_L(s)/v_g(s)$ для налаштування цифрових контролерів, де також враховується, що зміни у напрузі v рв через кліматичні зміни будуть збої в системі керування.

Суттєвим моментом для налаштування контролера напруги у зовнішньому контурі системи, незалежно від того, чи використовується цифрове чи прогнозне керування, є те, що передатна функція поточного внутрішнього контуру вважається приблизно унітарною; це пояснюється тим, що струм котушки індуктивності i_L досягає свого контрольного значення i_L^* дуже швидко

2.2. Прогнозний контроль

МВРС містить набір методів керування із загальними характеристиками, такими як використання системної моделі для розрахунку виходу в майбутні моменти часу та використання оптимальної керуючої дії, розрахованої з функції витрат [26]. Ця техніка керування кожен раз зсуває горизонт у майбутнє, і на кожній ітерації обчислюється новий оптимізований прогноз. Також можуть бути реалізовані різні обмеження на цікаві змінні процесу. Серед його переваг можна використовувати системи SISO (один вхід, один вихід) і тімо (багато входів, багато виходів).

Кроки в ієрархічній прогнозній структурі є наступними: вимірювання необхідні спочатку; потім обчислюються результати моделі; і, нарешті, метод керування вирішує проблему квадратичного програмування або класичної оптимізації. На рисунку 2.2 а представлено цей процес прогнозування, а на рисунку 2 б показано керуюча послідовність мікросітки.

У цьому дослідженні представлення системи здійснюється через простір станів із станом $x(k) = [i_1(k) \ v_c(k)]$ і вхідним вектором і $u(k) = [d(k) \ v_i(k)]$. Крім того, враховуються робочі виходи v_0 е I_{10} . На основі принципу ковзного горизонту припускається, що $u(k)$ не впливає одночасно на $y(k)$. Отже, дискретна система з середніми матрицями буде представлена у вигляді:

$$\begin{cases} x(k+1) = A_p x(k) + B_p u(k) \\ y(k) = C_p x(k) \end{cases} \quad (2.2)$$

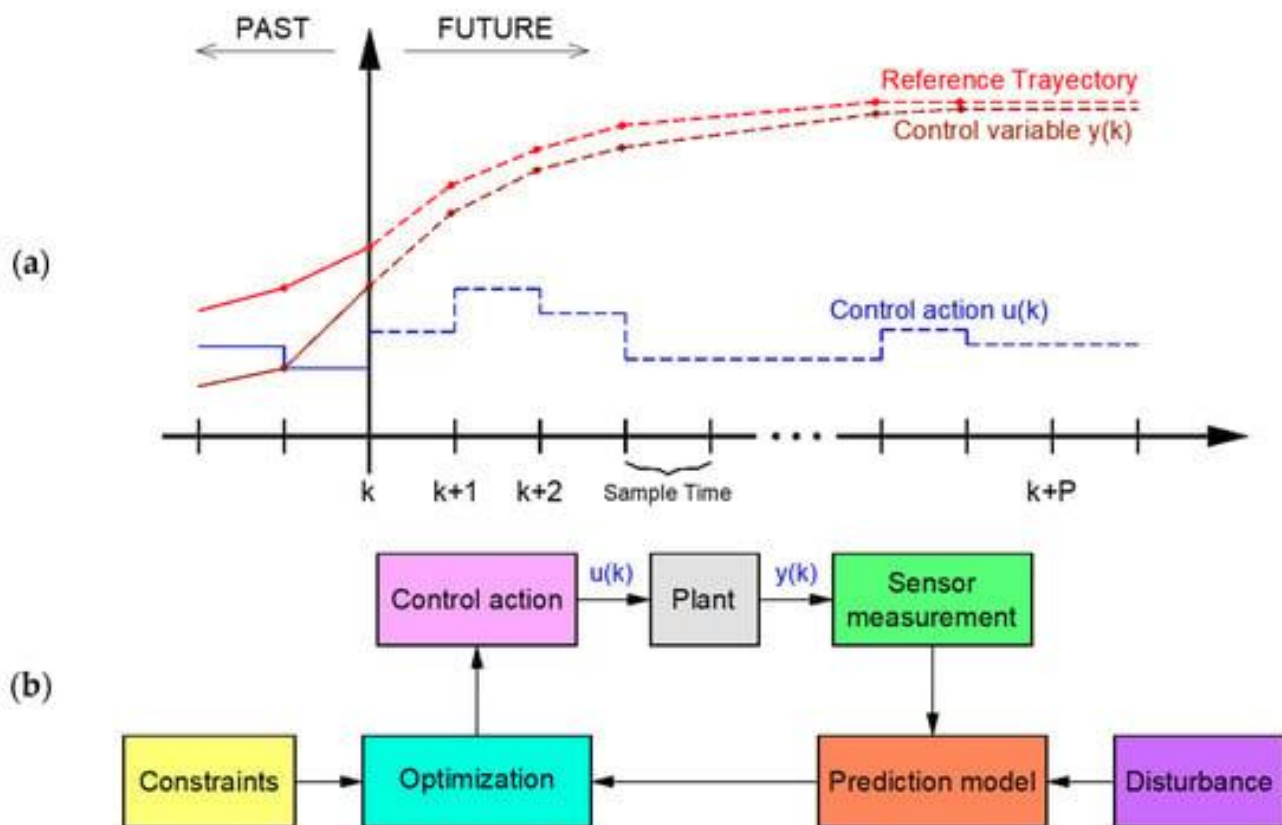


Рисунок 2.6. – Функції прогнозного керування: (а) принцип функціонування та (б) схема процесу у вузлі мікросітки

Як видно, вихідні прогнози зроблені на основі поточних змінних стану та поточних і майбутніх приростів керуючого сигналу. Для цього визначаються вектори ΔU і Y , де розмірності векторів дорівнюють N і P відповідно:

$$\begin{cases} \Delta U = [\Delta u(k) & \Delta u(k+1) & \dots & \Delta u(k+N-1)]^T \\ Y = [y(k+1) & y(k+2) & \dots & y(k+P)]^T \end{cases} \quad (2.3)$$

Загальне рівняння, представлене у форматі матриці, матиме вигляд $y = f_x(k) + g\Delta u$, де відповідні матриці:

$$\left\{ \begin{array}{l} F = [C_p A_p \quad C_p A_p^2 \quad \dots \quad C_p A_p^p]^T \\ G = \begin{bmatrix} C_p B_p & 0 & 0 & 0 & 0 \\ C_p A_p B_p & C_p B_p & 0 & 0 & 0 \\ C_p A_p^2 B_p & C_p A_p B_p & C_p B_p & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_p A_p^{p-1} B_p & C_p A_p^{p-2} B_p & C_p A_p^{p-3} B_p & \dots & C_p B_p \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (2.4)$$

Функція вартості або цільова функція, яка зважає системну помилку та керуючі дії МВРС [27], задана формулою (2.5), де N_1 означає, коли вибірка виникає після затримки, якщо система має таку. Крім того, δ та λ є ваговими коефіцієнтами помилки та керуючої дії відповідно.

$$J = \sum_{j=N_1}^P \delta(j) [\hat{y}(k+j/k) - w(k+j)]^2 + \sum_{j=1}^N \lambda(j) [\Delta u(k+j-1)]^2 \quad (2.5)$$

Як видно, керуюча дія діє в нижчий момент і використовується для обчислення нового виходу, і представлена в матричному форматі таким чином:

$$J = (\hat{y} - w)^T \delta (\hat{y} - w) + \lambda \Delta U^T \Delta U \quad (2.6)$$

Нарешті, щоб знайти функцію вартості у векторному форматі, ми обчислюємо:

$$J = (G\Delta U + Fx(k) - w)^T \delta (G\Delta U + Fx(k) - w) + \lambda \Delta U^T \Delta U \quad (2.7)$$

У випадку без обмежень мінімум J аналітично виражається у (2.8). Можна помітити, що все, що має $W - Fx(k)$, є матрицею, яка для простоти називається K , значення якої обчислюватимуться лише один раз і з якої використовуватиметься перший рядок.

$$\Delta U = (G^T \delta G + \lambda I)^{-1} G^T \delta^T (W - Fx(k)) \quad (2.8)$$

Законний контроль, отриманий без обмежень, буде:

$$\Delta U = K(W - Fx(k)) \quad (2.9)$$

ВИСНОВКИ ДОРОЗДІЛУ 2

Етап прогнозування можна підсумувати в процесі прогнозування цікавої електричної змінної, де метою є зменшення похибок цієї змінної між її еталонним значенням і значеннями, виміряними в перетворювачі, як пізніше, функція вартості з цих вимірювань. Помилки зведені до мінімуму. У випадку i_1 та v_0 функції витрат J_i та j_v відповідно будуть визначені (2.10):

$$J_i = |\Delta I_L(k+1)| = |I_L^*(k) - I_L(k+1)| \quad J_v = |\Delta V_o(k+1)| = |V_o^*(k) - V_o(k+1)| \quad (2.10)$$

РОЗДІЛ 3. ПРОЕКТУВАННЯ СИСТЕМНОГО КОНТУРУ КЕРУВАННЯ

3.1. Особливості використання системного контуру керування

В якості першого кроку було вибрано значення потужності, яке буде забезпечуватися фотоелектричним масивом для його визначення розміру. Виробником вибраних фотоелектричних панелей був AE SOLAR, кенігсбрунн, німеччина, з номером деталі AE340SMM6–72. Ці фотоелектричні панелі мають електричні характеристики, отримані під час випробувань у стандартних умовах, з 1 кВт/м² при 25 °C, наведені в таблиці 3.1. Крім того, слід зазначити, що кожна фотоелектрична панель складається з 72 осередків з температурними коефіцієнтами v_{oc} та i_{sc} $-0,29\%/^{\circ}C$ та $0,05\%/^{\circ}C$ відповідно. Вибравши потужність фотоелектричної системи 15 кВт, таку ж, як потужність у MPP (Maximum Power Point), і напругу в MPP, близьку до еталонного значення $v_0^* = 370$ В, кількість із семи панелей, з'єднаних послідовно, були отримано, і сім із цих масивів були з'єднані паралельно. За допомогою цих значень були знайдені характеристики фотоелектричної системи, які також наведені в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1. – Специфікації стандартного стану фотоелектричної панелі та масиву

Parameter	Description	PV Panel	PV Array
P_{MPP}	MPP power	340 W	16.66 kW
V_{MPP}	MPP voltage	39.09 V	273.63 V
I_{MPP}	MPP current	8.7 A	60.9 A
V_{OC}	Open-circuit voltage	46.94 V	328.58 V
I_{SC}	Short-circuit current	9.48 A	66.36 A

У таблиці 3.2 наведені компоненти вибраного підвищувального перетворювача. Спочатку навантажувальний опір перетворювача розраховувався на основі необхідних параметрів потужності/напруги. Згодом

робочий цикл розраховувався відповідно до (1) з урахуванням вимог до вхідної/вихідної напруги. Крім того, $F_{sw} = 5$ кгц було обрано для мінімального розміру компонента підвищувального перетворювача, ті самі, які знайдені після (1.2) і (1.3). При визначенні ємності враховувалися комерційні значення, що перевищували мінімальні розрахункові значення, а при виборі індуктивності було враховано значення, що в десять разів перевищує мінімальну розрахункову індуктивність. З іншого боку, для послідовних опорів компонентів перетворювача враховувалися стандартні значення.

Таблиця 3.2. – Знайдені параметри підвищувального перетворювача.

Parameter	Description	Value
V_G	Input voltage	273.63 V
V_0	Output voltage	370 V
D_0	Nominal duty cycle	0.2605
L_{min}	Minimum inductance	0.13 mH
L	Inductance	1.3 mH
r_L	Inductor series resistance	0.1 $\mu\Omega$
C_{min}	Minimum output capacitance	570.77 μF
C	Output capacitance	1000 μF
r_C	Output capacitance series resistance	0.1 $\mu\Omega$
C_{PV}	Input capacitance	1000 μF
r_{CPV}	Input capacitance series resistance	0.1 $\mu\Omega$
R	Load resistance	9.13 Ω

При розглянутих значеннях параметрів перетворювача в (3.1) зазначені отримані матриці стану.

$$\begin{cases} A_{p0} = \begin{bmatrix} -0.001 & -568.8342 \\ 739.5405 & -109.569 \end{bmatrix} \\ B_{p0} = [284,590 \quad -54,820]^T \end{cases} \quad (3.1)$$

З цих матриць були отримані передатні функції $i_l(s)/d(s)$ та $v_0(s)/i_l(s)$. Потім ці передатні функції були дискретизовані для налаштування цифрових контролерів. Під час тестування та налаштування кількох контролерів за

допомогою інструментів керування MATLAB/SIMULINK під час процесу ручного налаштування найкращі параметри для регулювання струму/напруги були вказані в таблиці 3.3, враховуючи час дискретизації керування, еквівалентний $T_s = 100$ мкс.

Таблиця 3.3. – Параметри цифрових контролерів.

Parameter	Description	For i_L	For V_0
K_P	Proportional gain	0.000551	0.204
K_I	Integral gain	0.312	15.6

З іншого боку, ці функції передачі також будуть корисні для проектування контролерів $mbpc$, як для регулювання струму, так і для регулювання напруги. Цього можна досягти, враховуючи як прогнозні горизонти $P = 10$, так і контрольні горизонти $N = 3$ разом із контрольним часом вибірки $T_s = 200$ мкс. У конструкціях цих контролерів також були враховані робочі значення підвищувального перетворювача.

3.2. Регулювання напруги в підвищувальному перетворювачі постійного струму

Регулювання напруги в підвищувальному перетворювачі постійного струму (boost converter) є важливою функцією для забезпечення стабільної роботи електронних систем. Нижче наведено основні аспекти регулювання напруги в такому перетворювачі.

Принцип роботи підвищувального перетворювача

Підвищувальний перетворювач використовується для перетворення вхідної напруги постійного струму на вихідну напругу більшого значення. Основні елементи схеми:

1. Індуктивність (L): накопичує енергію під час вмикання транзистора.
2. Транзистор (MOSFET/IGBT): працює як перемикач.

3. Діод: запобігає зворотному струму.

4. Конденсатор (C): згладжує пульсації напруги на виході.

Вихідна напруга залежить від коефіцієнта заповнення (duty cycle, DDD):

$$V_{\text{out}} = \frac{V_{\text{in}}}{1 - D}$$

де DDD — відношення часу, протягом якого транзистор увімкнений, до повного періоду.

Методи регулювання напруги

1. Широтно-імпульсна модуляція (ШІМ):

- Вихідна напруга регулюється зміною коефіцієнта заповнення (DDD).
- ШІМ-сигнал генерується контролером на основі порівняння вихідної напруги з еталонним значенням.

- Переваги: висока ефективність, точність регулювання.

2. Аналогове керування:

- Використовується операційний підсилювач для порівняння вихідної напруги з еталонною.

- Помилка регулювання підсилюється і використовується для керування ШІМ-сигналом.

3. Цифрове керування:

- Контролер (наприклад, мікроконтролер або DSP) обчислює необхідне значення DDD на основі зчитаних параметрів системи.

- Дає можливість реалізувати складні алгоритми, такі як адаптивне керування.

4. Метод гістерезисного регулювання:

- Вихідна напруга підтримується в межах заданого діапазону, що забезпечується перемиканням між двома рівнями напруги.

- Простий у реалізації, але може створювати шум через часті перемикання.

5. Регулювання на основі енергетичного балансу:

- Використовується для оптимізації роботи перетворювача, зокрема в системах із відновлюваними джерелами енергії.

Фактори, що впливають на регулювання напруги

1. Навантаження:

- Зміна опору навантаження може викликати відхилення напруги.

Контролер має швидко реагувати на ці зміни.

2. Параметри елементів:

- Індуктивність і ємність впливають на динамічну відповідь системи.

3. Частота перемикання:

- Висока частота забезпечує кращу динаміку, але збільшує втрати на перемикання.

4. Джерело живлення:

- Змінна вхідна напруга може ускладнити підтримку стабільного вихідного значення.

Практичні аспекти регулювання

1. Вибір контролера:

- Використовуються спеціалізовані мікросхеми (наприклад, серії LM або TPS) з вбудованими функціями ШІМ.

2. Захист:

- Важливо забезпечити захист від перенапруги, перевантаження та короткого замикання.

3. Стабільність:

- Система зворотного зв'язку повинна бути правильно налаштована для уникнення коливань напруги.

4. Ефективність:

- Оптимізація схеми дозволяє зменшити втрати енергії.

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 3

Незалежно від застосовуваного типу керування, будь то цифровий рі або $mbrs$, варто зазначити, що в дизайні поточного контролера було розглянуто обмеження керуючої дії між 0 і 1, що є значенням робочого циклу посилається на генератор імпульсів шім. Слід зазначити, що для проектування регулятора напруги була розглянута передатна функція $v_0(s)/i_1(s)$, а передатна функція замкнутого циклу $i_1(s)/i_1^*(s)$ був унітарним, оскільки еталонний струм досягався швидко.

Регулювання напруги в підвищувальному перетворювачі досягається завдяки ефективному використанню ШІМ та систем зворотного зв'язку. Використання сучасних цифрових контролерів дозволяє підвищити точність і стабільність роботи, що особливо важливо для критичних застосувань, таких як системи накопичення енергії, джерела живлення електроніки та автомобільна електроніка.

РОЗДІЛ 4. СИМУЛЯЦІЯ В РЕАЛЬНОМУ ЧАСІ ДЛЯ BOOST CONVERTER

Симуляція в режимі реального часу (RT) необхідна, коли цп вимагає подібних операцій до фізичної системи. Симулятор rt досягає детермінованих відгуків шляхом підключення реального обладнання або реалізації схеми апаратного забезпечення в циклі (HIL). Важливо вказати, що концепцію RT можна застосовувати суворо відповідно до вимог обмежень кожної системи. Це означає, що вибірка не буде однаковою для електронної системи та для термічної чи механічної системи. Цей тип моделювання виконується відповідно до часу вибірки TS_{CPU} , який можна налаштувати відповідно до реалізованої системи.

ESPOL володіє інструментами для проведення науково-дослідних проектів у галузі інноваційних академічних і комерційних рішень для силової електроніки та енергетичних систем. Пакет розробки RT-LAB включає 32-ядерний симулятор OPAL-RT RT, процесор на основі архітектури XILINX VC707 VIRTEX-7 FPGA (сан-хосе, каліфорнія, США), здатний обмінюватися напругою/струмом введення/виведення, і опісрон підсилювач потужності CMS 356 для обміну сигналами напруги/струму з реле захисту. Він також повністю інтегрований з MATLAB/SIMULINK. На рисунку 4.1 показана частина обладнання в лабораторії моделювання RT в ESPOL з підсилювачем потужності АМТЕК 90 кВА для потужних систем живлення змінного та постійного струму.

Ключові аспекти моделювання прогнозованого керування роботою локальних електричних мереж для забезпечення зниження пікових навантажень:

1. Збір даних та аналіз

- **Історичні дані:** Збір та аналіз історичних даних про споживання електроенергії, сезонні та добові коливання, а також вплив зовнішніх факторів.

- **Дані з сенсорів:** Використання даних з сенсорів та IoT пристроїв для отримання актуальної інформації про стан мережі в режимі реального часу.

2. Прогнозування попиту

- **Методи прогнозування:** Використання статистичних методів, машинного навчання та алгоритмів штучного інтелекту для прогнозування майбутнього попиту на електроенергію.

- **Аналіз трендів:** Виявлення довгострокових та короткострокових трендів у споживанні електроенергії.

3. Оптимізація розподілу електроенергії

- **Алгоритми оптимізації:** Розробка та впровадження алгоритмів для оптимального розподілу електроенергії між споживачами в залежності від прогнозованого попиту.

- **Системи керування навантаженням:** Використання автоматизованих систем керування для зниження пікових навантажень та підтримання стабільності мережі.

4. Моделювання сценаріїв

- **Сценарії попиту:** Розробка різних сценаріїв попиту на електроенергію в залежності від часу доби, пори року та інших факторів.

- **Аварійні сценарії:** Моделювання потенційних аварійних ситуацій та розробка стратегій для їхнього запобігання та управління ними.

5. Оцінка ефективності

- **Аналіз результатів:** Оцінка ефективності впроваджених моделей та алгоритмів за допомогою кількісних і якісних показників.

- **Зворотній зв'язок:** Використання отриманих результатів для вдосконалення моделей та алгоритмів.

Ці аспекти є важливими для побудови ефективної системи прогнозованого керування роботою локальних електричних мереж.



Рисунок 4.1. – Приклад випробувань з обладнанням моделювання RT в ESPOL

У додатках, заснованих на силовій електроніці, моделювання RT представляє деякі проблеми в реалізаціях HIL, наприклад здатність захоплювати введення/виведення як імпульсні сигнали шім на високих частотах і математичну роздільну здатність пов'язаних напівпровідників і перемикачів [28].

OPAL-RT пропонує бібліотеку EFPGASIM, яка гарантує, що всі моделі на основі fpga демонструють надзвичайно низьку затримку циклу. Ця бібліотека використовує вирішувач FPGA під назвою ELECTRIC HARDWARE SOLVER (EHS) для налаштування ступенів сигової електроніки. Час дискретизації TS_{FPGA} , який є параметром, що залежить від складності схеми, яку потрібно реалізувати [28], від нс до мс, зазвичай набагато менший, ніж TS_{CPU} .

У автономному моделюванні або моделюванні, виконаному суто програмним забезпеченням, перемикачі зазвичай розраховуються за допомогою матриць провідності. Таким чином, слід отримати оптимальне значення провідності перемикачів G_S , оскільки перемикачі представлені методом

пейовича в моделюванні FPGA [29]. Цей метод замінює перемикач індуктивністю l_s , коли він проводить, і конденсатором c_s , коли він не проводить у вузловій матриці, в результаті чого g_s не змінюється. Цей параметр визначено в (4.1).

$$G_s = \frac{T_{S_FPGA}}{L_s} = \frac{C_s}{T_{S_FPGA}} \quad (4.1)$$

Іншою проблемою в моделюванні RT є контроль провідності та відключення перемикачів. Генерація імпульсу з використанням типових блоків *simulink* призводить до того, що результат порівняння пов'язується з часом дискретизації T_{S_CPU} ; стан перемикання зміниться лише тоді, коли виникає наростаючий фронт T_{S_CPU} , з можливою втратою станів [29]. З цієї причини рекомендується, щоб шім-імпульси генерувалися шляхом налаштування цифрового виходу FPGA, вказуючи частоту перемикання та робочий цикл, і, отже, підключалися до цифрового входу. Ця техніка, яка називається *LOOPBACK*, є рішенням для створення високочастотних тригерів між переходами T_{S_CPU} .

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 4

Цей проект моделювання RT складається з двох підсистем. Перша підсистема, яка називається головною підсистемою, має каскад EHS, де реалізована схема живлення перетворювача, і каскад у цп, де реалізовано каскадне керування разом із блоками для запуску імпульсів шім. Друга підсистема, яка називається підсистемою консолі, відображає вимірювання струму/напруги в перетворювачі. Загальна схема моделювання показана на рисунку 4.2, де вказано всі межі CPU/FPGA. Крім того, осцилограф використовується для більш точного моніторингу сигналів напруги/струму.

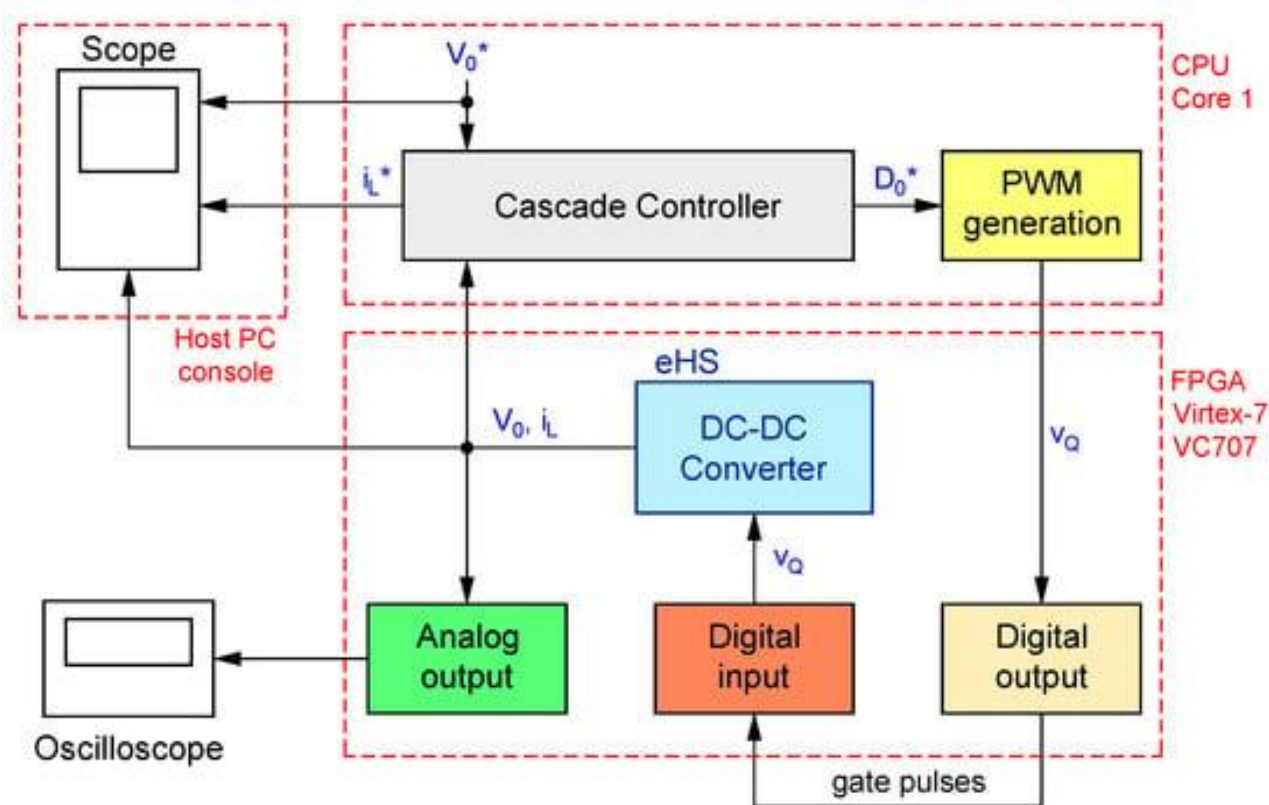


Рисунок 4.2. – Діаграма симуляції підвищувального перетворювача RT

РОЗДІЛ 5. МОДЕЛЮВАННЯ ТА РЕЗУЛЬТАТИ

5.1. Нелінійна поведінка підвищувального перетворювача

Моделювання силового ступеня має на меті представити поведінку постійного струму системи навколо робочої точки p_0 (d_0 , v_0). На рисунку 5.1 показано нелінійну поведінку вихідної напруги підвищувального перетворювача v_0 як функцію його робочого циклу d . Навколо розрахованого робочого циклу d_0 проведено дотичну лінію, що представляє лінеаризацію системи. Ці графіки демонструють, що варіації робочого циклу та заданого значення напруги v_0^* мають бути невеликими навколо робочої точки. Якби умови роботи були значно зміщені з p_0 , варіації в нелінійній моделі серйозно вплинули б на відгук перетворювача. З іншого боку, для високих циклів навантаження більше 0,9 коефіцієнт підсилення напруги перетворювача та вихідна напруга будуть настільки високими, що перетворювач не матиме можливості забезпечити їх. Слід зазначити, що лінеаризована вихідна напруга].

Нелінійна поведінка підвищувального перетворювача включає кілька ключових аспектів:

Зміна стану

- **Режими роботи:** Підвищувальний перетворювач може працювати в різних режимах, таких як безперервний (CCM) та неперервний (DCM) режими. Перехід між цими режимами може спричинити зміну стану перетворювача.

- **Перехідні процеси:** Під час перемикання транзисторів виникають перехідні процеси, які впливають на поведінку перетворювача.

Нестабільність

- **Стрибки напруги:** Нелінійність може призводити до стрибків напруги на виході, що впливає на стабільність роботи.

- **Коливання:** Існування автоколивань в системі керування може спричинити нестабільність вихідного сигналу.

Складні динамічні властивості

- Часові затримки: Нелінійність компонентів може призводити до часових затримок у відповіді системи, що ускладнює моделювання та аналіз.
- Взаємодія компонентів: Складні взаємодії між різними компонентами системи можуть створювати додаткові складнощі при керуванні та аналізі.

Для врахування цих аспектів при моделюванні та управлінні підвищувальним перетворювачем використовують спеціальні алгоритми та методи керування, такі як адаптивні та нелінійні системи керування. Це допомагає зменшити вплив нелінійності та забезпечити стабільну роботу перетворювача.

Як функція лінеаризованого робочого циклу

Описується формулою (5.1), яка також залежить від вхідної напруги v_g .

$$\hat{v}_o \cong V_o^* + \left[\frac{V_G}{(1 - D_o)^2} \right] (\hat{d} - D_o) \quad (5.1)$$

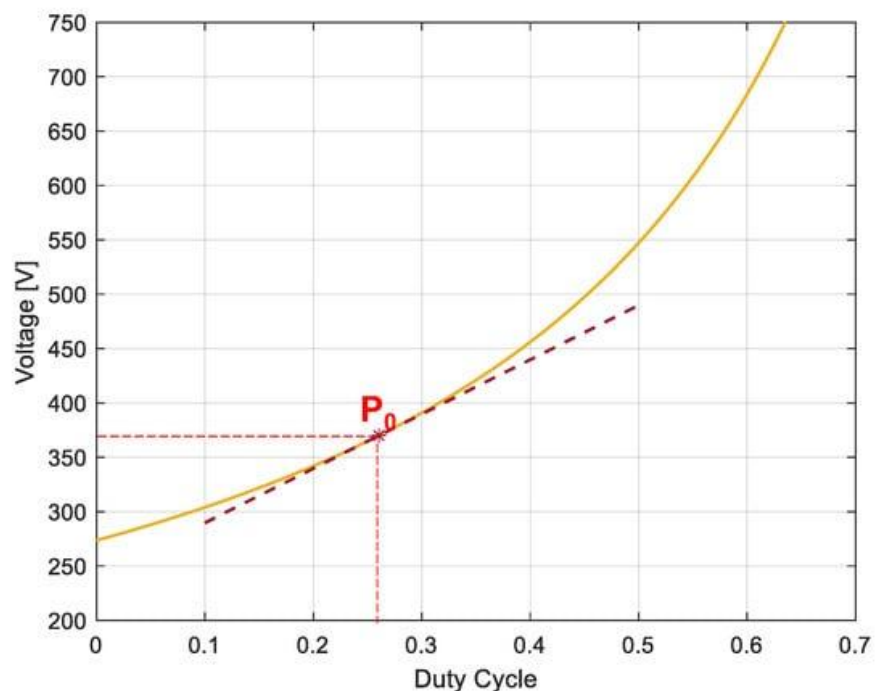


Рисунок 5.1. – Залежність вихідної напруги підвищувального перетворювача від робочого циклу

5.2. Автономне моделювання Boost Converter

Автономне моделювання Boost Converter передбачає створення і аналіз схеми підвищувального перетворювача постійного струму за допомогою програмного забезпечення, наприклад MATLAB/Simulink, LTSpice або іншого інструменту для моделювання електронних схем. Основна мета такого моделювання — перевірка працездатності схеми, аналіз її параметрів і оцінка ефективності роботи.

У цьому розділі наведено результати автономного моделювання, у якому експеримент dnc ще не розглянуто, оскільки він виходить за межі контексту цього дослідження. Цей тип керування є повільним у порівнянні зі схемами, заснованими на каскадному управлінні. На рисунку 5.2 показано поведінку вихідної напруги v_0 підвищувального перетворювача та струму індуктивності i_L , коли перетворювачем керують схеми на основі каскадного керування. Симуляція триває шість секунд.

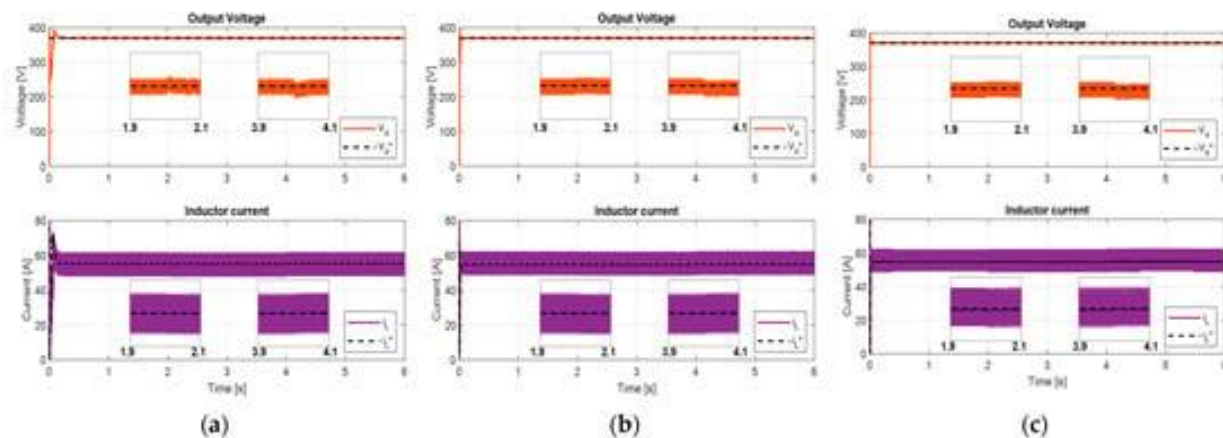


Рисунок 5.2. – Результат автономного моделювання на основі вихідної напруги та струму індуктивності з використанням (а) цифрового PI + PI, (б) комбінованої схеми та (с) MBPC + MBPC

Спочатку розглядалося коливання навантаження ± 10 в, але це змістило умови роботи з робочої точки p_0 . При цьому з'явилися стаціонарні помилки, і

щоб виправити цю аномалію, зміна навантаження була зменшена, діючи як зміна збурення.

Протягом 2–ї і 4–ї секунд напруга примусового навантаження змінюється на 1 в; згодом напруга навантаження змінюється на –1 в. Рівні перерегулювання (OS) і час стабілізації (T_{ss}) були оцінені в кожному розділі моделювання. Ці варіації навантаження були схожі на порушення в DC–DC перетворювачі, і завдяки цьому були отримані результати, докладно наведені в таблиці 5.1.

Таблиця 5.1. – Дані специфікації відгуку вихідної напруги в автономному моделюванні

Parameter	$0 < t < 2 \text{ s}$	$2 \text{ s} < t < 4 \text{ s}$	$4 \text{ s} < t < 6 \text{ s}$
Digital PI + PI			
OS	5.61%	1%	0.98%
T_{ss}	62 ms	51 ms	74 ms
Combined scheme			
OS	6%	0.97%	0.85%
T_{ss}	23 ms	20 ms	28 ms
MBPC + MBPC			
OS	7.15%	3.71%	0.96%
T_{ss}	36 ms	22.1 ms	25.8 ms

Таблиця 5.2 показує всі пульсації та середні дані у v_0 та i_l для кожного сценарію керування каскадом. У разі напруги середні дані близькі до v_0^* ; у поточному випадку середні значення є приблизними у всіх випадках. Ці дані залишалися постійними під час моделювання.

Таблиця 5.2. – Пульсації вихідної напруги та струму індуктора та середні дані в автономному моделюванні.

Parameter	Digital PI + PI	Combined Scheme	MBPC + MBPC
ΔV_0	2.744 V	3.509 V	2.819 V
$V_{0(avg.)}$	369.759 V	369.7185 V	370.0255 V
Δi_L	12.9717 A	13.1608 A	12.6679 A
$i_{L(avg.)}$	54.6185 A	55.36 A	55.38125 A

5.3. Моделювання Boost Converter RT

Електричні системи SCADA (диспетчерського контролю та збору даних) використовують консольний вихід обладнання для моделювання RT для відображення середньоквадратичних значень напруги/струму для багатьох програм. Як обговорювалося раніше, осцилограф необхідний для кращої візуалізації сигналів у схемах перетворювача, навіть якщо вони також широко використовуються в додатках силовій електроніки. Для підключення цього обладнання використовувалися канали вводу–виводу симулятора, масштабовані з коефіцієнтом 0,1. Це пояснюється тим, що можливе додаткове масштабування, коли базова схема вбудована в блок EHS; ці канали пропонують прийнятну безпеку. Масштабування для v_0 було встановлено на 0,01 одиниці/в, тоді як масштабування для i_L було встановлено на 0,01 одиниці/а.

У цьому розділі представлені результати моделювання RT. На рисунку 5.3 показано поведінку вихідної напруги v_0 підвищувального перетворювача та струму індуктивності i_L за допомогою осцилографа, який був реалізований у OPAL–RT FPGA.

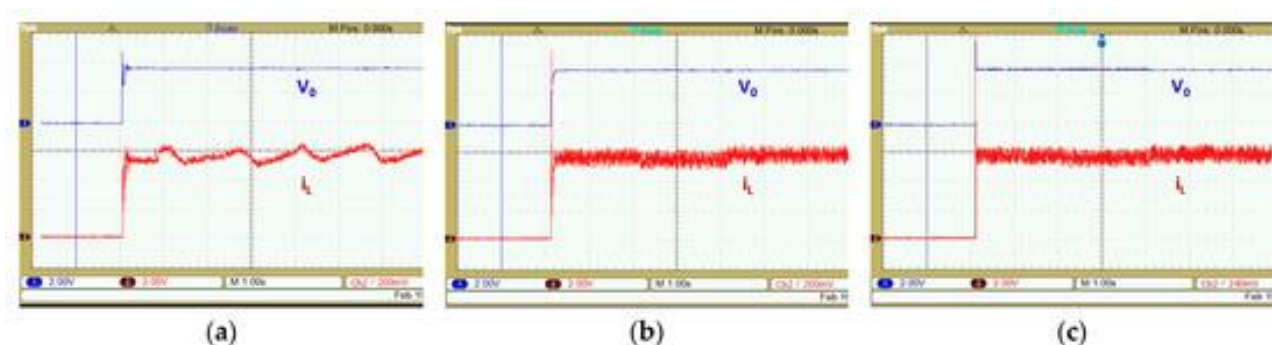


Рисунок 5.3. – Результат моделювання RT на основі вихідної напруги та струму індуктивності з використанням (а) цифрового PI + PI, (б) комбінованої схеми та (с) MBPC + MBPC

Подібно до попереднього розділу, це моделювання тривало шість секунд, і напруга навантаження була змінена на ± 1 в після 2-ї та 4-ї секунд, що дало результати, наведені в таблиці 7. Можна помітити, що при примусовій зміні ± 1 в v_0 не вплинуло незалежно від сценарію каскадного керування.

Таблиця 5.3. – Дані характеристик вихідної напруги в симуляції RT.

Parameter	$0 < t < 2 \text{ s}$	$2 \text{ s} < t < 4 \text{ s}$	$4 \text{ s} < t < 6 \text{ s}$
Digital PI + PI			
OS	5.44%	0.98%	0.95%
T_{SS}	62.5 ms	52 ms	76 ms
Combined scheme			
OS	5.8%	1.01%	0.87%
T_{SS}	72 ms	15 ms	27.6 ms
MBPC + MBPC			
OS	6.84%	3.65%	0.72%
T_{SS}	26 ms	20.8 ms	25.2 ms

Подібно до симуляції в режимі офлайн, таблиця 5.4 показує всі пульсації та середні дані для вимірювань напруги/струму. Ці дані залишалися постійними під час моделювання RT, а результати подібні до тих, що були отримані в автономному моделюванні.

Таблиця 5.4. – Пульсації вихідної напруги та струму індуктора та середні дані в симуляції RT.

Parameter	Digital PI + PI	Combined Scheme	MBPC + MBPC
ΔV_0	5.662 V	4.204 V	4.001 V
$V_{0(avg.)}$	370.455 V	369.786 V	370.0945 V
Δi_L	14.7024 A	18.416 A	17.7422 A
$i_{L(avg.)}$	55.8731 A	55.5625 A	55.8936 A

Таблиця 5.5 показує збір даних, включаючи інтеграцію відновлюваної енергії, конструкцію параметрів DC–DC перетворювача, валідацію, ефективність (η) і параметри відгуку вихідної напруги, між поточною роботою та методами керування, прийнятими для підвищувальних перетворювачів у відповідних працює. На основі отриманих даних деякі пов'язані роботи не проводили експериментальної перевірки, на відміну від поточної роботи, розробленої в симуляторі RT.

Таблиця 5.5. – Порівняння між поточною роботою та суміжними роботами.

Reference	PV Feed	DC-DC Converter Design	Offline Validation	Exp. Validation	η	T_{SS} (ms)	Min. OS
PD-Fuzzy logic#1 [6]			✓		93.6%	15	7%
PD-Fuzzy logic#2 [6]			✓		96.44%	50	7%
GA [7]			✓	✓	95.71%	27.6	20.92%
BFOA [7]			✓	✓	95.71%	20.4	23.38%
PSO [8]		✓	✓	✓	96.52%	43	-
SMC [9]		✓	✓		95.18%	30	-
Fuzzy logic + SMC [10]	✓		✓		99.35%	35	4.5%
PID + Hysteresis [11]		✓	✓		96.99%	450	4%
PID + SMC [11]		✓	✓		96.99%	450	-
Current work	✓	✓	✓	✓	95.69%	15	1.01%

Реакція вихідної напруги була найшвидшою, з мінімальним викидом. На основі звітних робіт, параметри яких представлені в табл. 5.5, значення ккд перевищують 90%, а розроблений нами перетворювач потужністю 15 кВт має ккд 95%.

З іншого боку, таблиці 5.6 і таблиця 5.7 детально описують відносні похибки між даними моделювання офлайн і RT. Обмеження за часом, зовнішнє втручання та спрощення моделі є одними з причин, чому моделювання в режимі офлайн і RT відрізняється точністю. Rt-моделювання має працювати в умовах жорстких часових обмежень, що може призвести до наближень і зниження точності, тоді як офлайн-симуляції часто покладаються на ідеалізовані умови та високоточні обчислення.

Таблиця 5.6. – Дані відносної похибки між симуляціями в режимі офлайн і rt для параметрів відгуку вихідної напруги.

Parameter	$0 < t < 2 \text{ s}$	$2 \text{ s} < t < 4 \text{ s}$	$4 \text{ s} < t < 6 \text{ s}$
Digital PI + PI			
OS	3.13%	2.04%	3.16%
T_{SS}	0.80%	1.92%	2.63%
Combined scheme			
OS	3.45%	3.96%	2.30%
T_{SS}	68.06%	33.33%	1.45%
MBPC + MBPC			
OS	4.53%	1.64%	33.33%
T_{SS}	38.46%	6.25%	2.38%

Таблиця 5.7. – Відносні дані про похибки між симуляціями офлайн і RT для брижів і середніх даних.

Parameter	Digital PI + PI	Combined Scheme	MBPC + MBPC
ΔV_0	51.54%	16.53%	29.54%
$V_{0(avg.)}$	0.19%	0.02%	0.02%
Δi_L	11.77%	28.54%	28.60%
$i_{L(avg.)}$	2.25%	0.36%	0.92%

Крім того, для кращого розуміння особливостей поточної роботи та стратегічного планування була розроблена матриця swot (сильні сторони, слабкі сторони, можливості та загрози). На основі swot-аналізу, показаного на

рисунку 5.4, найбільш помітною характеристикою є недорога реалізація RT, навіть із тестом апаратного забезпечення в циклі, який використовує високочастотні канали, доступні на обладнанні.

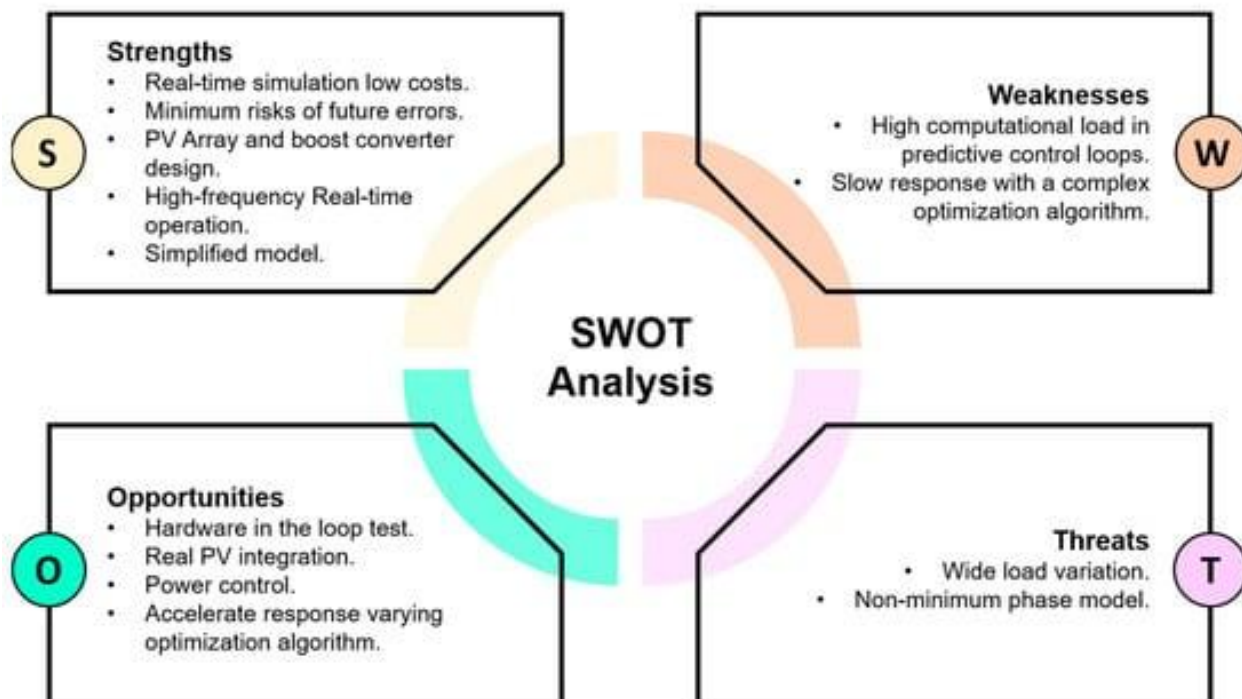


Рисунок 5.4 – Swot-аналіз для поточної роботи

ВИСНОВКИ Й РЕКОМЕНДАЦІЇ

Проаналізувавши, як працює підвищувальний перетворювач, слід зазначити, що розміри його компонентів мають вирішальне значення, оскільки їх необхідно точно передбачити, щоб відповідати вимогам до навантаження. Крім того, математична модель підвищувального перетворювача залежить від його компонентів. Навіть налаштування ступеня генерації шім повинні бути ретельно підібрані та підтримуватися постійними.

Пі-регулятори слід використовувати в цифрових системах керування, а не під-регулятори через їх більш просту конструкцію та високу надійність. У деяких випадках економія коштів може бути досягнута, коли апаратне забезпечення приносить користь керованій системі.

МВРС є вигідним для перетворювачів потужності на основі примусової комутації в додатках силової електроніки, оскільки його модель має вирішальне значення. Він може прогнозувати майбутні події та оптимально адаптувати поточну стратегію керування. МВРС може керувати системами *siso* і *mimo*, що робить його більш простим і відповідним рішенням для керування. Ще однією його перевагою є його цифрова реалізація, тому можливо розробити контролери в цифрових сигнальних процесорах. З цієї причини DLPF і ZOH використовуються в усіх схемах каскадного керування.

Обчислювальне навантаження МВРС є високим, але при роботі в симуляторі реального часу з його високою частотою ця слабкість компенсується і не впливає на характеристику напруги. Залежно від складності використовуваного алгоритму оптимізації, функція вартості може забезпечити адекватну відповідь, але її отримання займе більше часу.

На етапі МВРС вибір початкового горизонту прогнозування менше 50 є хорошою практикою, за винятком випадків, коли час вибірки мінімальний. Завдяки квадратичному програмуванню малий горизонт контролю вимагає більше обчислень контролера.

У цьому документі показано, що за допомогою деяких методів каскадного керування (цифровий PI + цифровий PI, цифровий PI + МВРС та МВРС + МВРС) вихідна напруга досягає кращої стабілізації порівняно з іншими методами керування, згаданими у вступі. Можна навіть побачити, що струм індуктора встановлюється швидше, ніж вихідна напруга в усіх випадках. Після порівняння результатів і оцінки ефективності кожного методу було встановлено, що схема МВРС + МВРС є найуспішнішим варіантом у моделюванні офлайн і RT.

Моделювання в режимі реального часу забезпечує низькі витрати на впровадження порівняно з фактичними витратами на впровадження мікромережі. Крім того, використання симулятора в реальному часі дозволяє проводити багато тестів для перевірки рішень, які мають мінімальні дефекти під час реалізації.

FPGA може реалізувати будь-який алгоритм *mrpt* і каскад управління шім, який створює імпульси комутації. Обладнання *rt* може виконувати симуляцію FPGA в циклі. У цьому випадку тестування підвищувального перетворювача з вбудованим контролером можливе завдяки розгортанню платформи MATLAB/SIMULINK для будь-якого існуючого коду на основі мови опису обладнання.

СПИСОК ПОСИЛАНЬ

1. Global Temperature | Vital Signs–Climate Change: Vital Signs of the Planet. Available online: <https://climate.nasa.gov/vital-signs/global-temperature/> (accessed on 29 June 2022).
2. Climate Change: Europe’s Extreme Rains Made More Likely by Humans–BBC News. Available online: <https://www.bbc.com/news/science-environment-58309900> (accessed on 29 June 2022).
3. Las Imágenes Del Fuerte Impacto de la Sequía en Europa | Video. Available online: <https://cnnespanol.cnn.com/video/impactantes-imagenes-sequia-europa-lago-perspectivas-buenos-aires/> (accessed on 15 May 2023).
4. Los 11 Gráficos Que Demuestran Que Lo de la Energía Solar ES Imparable. Available online: <https://www.xataka.com/energia/los-11-graficos-que-demuestran-que-lo-de-la-energia-solar-es-imparable> (accessed on 29 June 2022).
5. The Pros and Cons of Solar Energy|SunPower. Available online: <https://us.sunpower.com/pros-and-cons-solar-energy> (accessed on 29 June 2022).
6. Mattavelli, P.; Rossetto, L.; Spiazzi, G.; Tenti, P. General-purpose fuzzy controller for DC–DC converters. *IEEE Trans. Power Electron.* 1997, 12, 79–86. [Google Scholar] [CrossRef]
7. Rao, G.S.; Raghu, S.; Rajasekaran, N. Design of feedback controller for boost converter using optimization technique. *Int. J. Power Electron. Drive Syst.* 2013, 3, 117–128. [Google Scholar] [CrossRef]
8. Ortiz–Castrillón, J.R.; Saldarriaga–Zuluaga, S.D.; Muñoz–Galeano, N.; López–Lezama, J.M.; Benavides–Córdoba, S.; Cano–Quintero, J.B. Optimal Sliding–Mode Control of Semi–Bridgeless Boost Converters Considering Power Factor Corrections. *Energies* 2023, 16, 6282. [Google Scholar] [CrossRef]
9. Ullah, Q.; Busarello, T.D.C.; Brandao, D.I.; Simões, M.G. Design and Performance Evaluation of SMC–Based DC–DC Converters for Microgrid

- Applications. *Energies* 2023, 16, 4212. [Google Scholar] [CrossRef]
10. Solaiman, H.M.; Hasan, M.M.; Mohammad, A.; Kawsar, S.R.; Hassan, M.A. Performance analysis of DC to DC boost converter using different control methods. In *Proceedings of the 2015 IEEE International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT 2015)*, Coimbatore, India, 5–7 March 2015. [Google Scholar] [CrossRef]
 11. Revathy, R.; Kumar, N.S. Design and evaluation of robust controller for AC-to-DC Boost converter. In *Proceedings of the 2011 International Conference on Computer, Communication and Electrical Technology (ICCCET 2011)*, Tirunelveli, India, 18–19 March 2011; pp. 405–410. [Google Scholar] [CrossRef]
 12. Ivanovic, Z.; Blanus, B.; Knezic, M. Power loss model for efficiency improvement of boost converter. In *Proceedings of the 2011 XXIII International Symposium on Information, Communication and Automation Technologies*, Sarajevo, Bosnia and Herzegovina, 27–29 October 2011; pp. 1–6. [Google Scholar] [CrossRef]
 13. Babayomi, O.; Zhang, Z.; Dragicevic, T.; Hu, J.; Rodriguez, J. Smart grid evolution: Predictive control of distributed energy resources—A review. *Int. J. Electr. Power Energy Syst.* 2023, 147, 108812. [Google Scholar] [CrossRef]
 14. Shan, Y.; Hu, J.; Guerrero, J.M. A Model Predictive Power Control Method for PV and Energy Storage Systems with Voltage Support Capability. *IEEE Trans. Smart Grid* 2020, 11, 1018–1029. [Google Scholar] [CrossRef]
 15. Nazeri, M.N.R.; Tajuddin, M.F.N.; Babu, T.S.; Azmi, A.; Malvoni, M.; Kumar, N.M. Firefly Algorithm-Based Photovoltaic Array Reconfiguration for Maximum Power Extraction during Mismatch Conditions. *Sustainability* 2021, 13, 3206. [Google Scholar] [CrossRef]
 16. Das, D.; Madichetty, S.; Singh, B.; Mishra, S. Luenberger Observer Based Current Estimated Boost Converter for PV Maximum Power Extraction—A Current Sensorless Approach. *IEEE J. Photovolt.* 2019, 9, 278–286. [Google Scholar] [CrossRef]
 17. Mohammed, O.; Tahar, L.M.; Nora, L. Power Management and Control of a

- Grid–Connected PV/Battery Hybrid Renewable Energy System. *Adv. Sci. Technol. Eng. Syst. J.* 2022, 7, 32–52. [Google Scholar] [CrossRef]
18. Behera, P.K.; Pattnaik, M. Design and Control of DC–DC Converters in a PV–Based LVDC Microgrid. In *DC–DC Converters for Future Renewable Energy Systems. Energy Systems in Electrical Engineering*; Priyadarshi, N., Bhoi, A.K., Bansal, R.C., Kalam, A., Eds.; Springer: Singapore, 2022; pp. 1–29. [Google Scholar] [CrossRef]
 19. Ragasudha, C.P.; Hemamalini, S. Performance Analysis of a High Gain Bidirectional DC–DC Converter Fed Drive for an Electric Vehicle With Battery Charging Capability During Braking. *IEEE Access* 2024, 12, 14499–14511. [Google Scholar] [CrossRef]
 20. Sanchez, G.E.; Rios, S.J. Digital Control and MBPC design for DC Voltage Regulation in a Grid–Connected PV Microgrid. In *Proceedings of the 11th International Conference on Electromechanical and Energy Systems (SIELMEN 2021)*, Iasi, Romania, 6–8 October 2021; pp. 219–224. [Google Scholar] [CrossRef]
 21. Algamluoli, A.F.; Wu, X. A High–Efficiency DC–DC Converter Based on Series/Parallel Switched Inductor Capacitors for Ultra–High Voltage Gains. *Appl. Sci.* 2024, 14, 998. [Google Scholar] [CrossRef]
 22. Gorji, S.A.; Sahebi, H.G.; Ektesabi, M.; Rad, A.B. Topologies and Control Schemes of Bidirectional DC–DC Power Converters: An Overview. *IEEE Access* 2019, 7, 117997–118019. [Google Scholar] [CrossRef]
 23. Rabiaa, O.; Mouna, B.H.; Lassaad, S.; Aymen, F.; Aicha, A. Cascade Control Loop of DC–DC Boost Converter Using PI Controller. In *Proceedings of the International Symposium on Advanced Electrical and Communication Technologies (ISAECT 2018)*, Rabat, Morocco, 21–23 November 2018. [Google Scholar] [CrossRef]
 24. Schwenzer, M.; Ay, M.; Bergs, T.; Abel, D. Review on model predictive control: An engineering perspective. *Int. J. Adv. Manuf. Technol.* 2021, 117, 1327–1349. [Google Scholar] [CrossRef]

- 25.Vimala, R.; Marshall, M.J.; Kumar, D.S.; Lal, S.P. A Comprehensive Review on FPGA based PWM techniques for DC–DC converters. In Proceedings of the First International Conference on Computing, Communication and Control System, I3CAC 2021, Chennai, India, 7–8 June 2021. [Google Scholar] [CrossRef]
- 26.Niu, R.; Zhang, H.; Song, J. Model Predictive Control of DC–DC Boost Converter Based on Generalized Proportional Integral Observer. *Energies* 2023, 16, 1245. [Google Scholar] [CrossRef]
- 27.Drgoňa, J.; Arroyo, J.; Figueroa, I.C.; Blum, D.; Arendt, K.; Kim, D.; Ollé, E.P.; Oravec, J.; Wetter, M.; Vrabie, D.L.; et al. All you need to know about model predictive control for buildings. *Annu. Rev. Control* 2020, 50, 190–232. [Google Scholar] [CrossRef]
- 28.Bélanger, J.; Lapointe, V.; Dufour, C. Bodo's Power Systems ® Design and Simulation Bodo's Power Systems ® 45 Content. 2014. Available online: www.bodospower.com (accessed on 12 July 2022).
- 29.Almaguer, J.; Cárdenas, V.; Espinoza, J.; Aganza–Torres, A.; González, M. Performance and Control Strategy of Real–Time Simulation of a Three–Phase Solid–State Transformer. *Appl. Sci.* 2019, 9, 789. [Google Scholar] [CrossRef]
- 30.Göksu, Ö.; Sorensen, P.; Fortmann, J.; Morales, A.; Weigel, S.; Pourbeik, P. Compatibility of IEC 61400-27-1 Ed 1 and WECC 2nd Generation Wind Turbine Models. In Proceedings of the International Workshop on Large-Scale Integration of Wind Power into Power Systems as well as on Transmission Networks for Offshore Wind Power Plants, Vienna, Austria, 15–17 November 2016. [[Google Scholar](#)]
- 31.Pourbeik, P.; Sanchez-Gasca, J.J.; Senthil, J.; Weber, J.D.; Zadehkhosht, P.S.; Kazachkov, Y.; Tacke, S.; Wen, J.; Ellis, A. Generic dynamic models for modeling wind power plants and other renewable technologies in large-scale power system studies. *IEEE Trans. Energy Convers.* 2017, 32, 1108–1116. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
- 32.WECC Renewable Energy Modeling Task Force. Central Station PV Plant Model Validation Guideline. 2015. Available online:

<https://www.wecc.org/Reliability/Central%20Station%20Photovoltaic%20Power%20Plant%20Model%20Validation%20Guideline%20June%2017%202015.pdf>
(accessed on 24 August 2020).

33. WECC Renewable Energy Modeling Task Force. Solar Photovoltaic Power Plant Modeling and Validation Guideline. 2019. Available online: <https://www.wecc.org/Reliability/Solar%20PV%20Plant%20Modeling%20and%20Validation%20Guideline.pdf> (accessed on 24 August 2020).
34. Lammert, G.; Ospina, L.D.P.; Pourbeik, P.; Fetzer, D.; Braun, M. Implementation and validation of WECC generic photovoltaic system models in DIgSILENT PowerFactory. In Proceedings of the 2016 IEEE Power and Energy Society General Meeting (PESGM), Boston, MA, USA, 17–21 July 2016; pp. 1–5. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
35. Eguia, P.; Etxegarai, A.; Torres, E.; San Martin, J.I.; Albizu, I. Modeling and validation of photovoltaic plants using generic dynamic models. In Proceedings of the 2015 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP), Taormina, Italy, 16–18 June 2015; pp. 78–84. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
36. Machlev, R.; Batushansky, Z.; Soni, S.; Chadliev, V.; Belikov, J.; Levron, Y. Verification of utility-scale solar photovoltaic plant models for dynamic studies of transmission networks. *Energies* 2020, 13, 3191. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
37. WECC Renewable Energy Modeling Task Force. Generic Solar Photovoltaic System Dynamic Simulation Model Specification; Sandia National Laboratories: Albuquerque, NM, USA; Livermore, CA, USA, 2012.
38. Ramasubramanian, D.; Alvarez-Fernandez, I.; Mitra, P.; Gaikwad, A.; Boemer, J.C. The New Aggregated Distributed Energy Resources (der_a) Model for Transmission Planning Studies: 2019 Update; Electric Power Research Institute (EPRI): Washington, DC, USA, 2019. [[Google Scholar](#)]
39. North American Electric Reliability Corporation (NERC). Reliability Guideline Parameterization of the DER_A Model; North American Electric Reliability Corporation (NERC): Atlanta, GA, USA, 2019. [[Google Scholar](#)]

40. Elliott, R.T.; Ellis, A.; Pourbeik, P.; Sanchez-Gasca, J.J.; Senthil, J.; Weber, J. Generic photovoltaic system models for WECC—A status report. In Proceedings of the IEEE PES General Meeting, Denver, CO, USA, 26–30 July 2015; pp. 1–5. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
41. WECC Renewable Energy Modeling Task Force. WECC Solar Plant Dynamic Modeling Guidelines. 2014. Available online: <https://www.wecc.org/reliability/wecc%20solar%20plant%20dynamic%20modeling%20guidelines.pdf> (accessed on 28 August 2020).
42. Pourbeik, P.; Weber, J.; Ramasubramanian, D.; Sanchez-Gasca, J.; Senthil, J.; Zadkhast, P.; Boemer, J.; Gaikwad, A.; Green, I.; Tacke, S.; et al. An Aggregate Dynamic Model for Distributed Energy Resources for Power System Stability Studies. *CIGRE Sci. Eng.* 2019, 14, 38–48. [[Google Scholar](#)]
43. Boemer, J. On Stability of Sustainable Power Systems: Network Fault Response of Transmission Systems with Very High Penetration of Distributed Generation. Ph.D. Thesis, Delft University of Technology, Delft, The Netherlands, 2016. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
44. Commission Regulation (EU). Establishing a network code on requirements for grid connection of generators. *Off. J. Eur. Union* 2016, 112, 1–68. [[Google Scholar](#)]
45. De Autoriteit Consument en Markt. Netcode Elektriciteit. 2016. Available online: <https://wetten.overheid.nl/BWBR0037940/2018-12-22> (accessed on 2 September 2020).
46. Netbeheer Nederland. Netcode Elektriciteit met Onderhanden Zijnde Codewijzigingenvoorstellen. 2019. Available online: https://www.netbeheernederland.nl/_upload/Files/E02_-_Netcode_elektriciteit_112.pdf (accessed on 2 September 2020). (In Dutch).
47. Lammert, G.; Premm, D.; Ospina, L.D.P.; Boemer, J.C.; Braun, M.; Van Cutsem, T. Control of photovoltaic systems for enhanced short-term voltage stability and recovery. *IEEE Trans. Energy Convers.* 2019, 34, 243–254. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)] [[Green Version](#)]