

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

ЛУК'ЯНОВ МИКОЛА ОЛЕКСІЙОВИЧ

УДК 621.314.1

ДИСЕРТАЦІЯ
РОЗОСЕРЕДЖЕНА СИСТЕМА ЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОТРАНСПОРТУ НА
ОСНОВІ СОНЯЧНИХ ПАНЕЛЕЙ

17 – Електроніка та телекомунікації

171 – Електроніка

Подається на здобуття наукового ступеня доктор філософії.

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей,
результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

_____ М. О. Лук'янов

Науковий керівник

Вербицький Євген Володимирович, доктор технічних наук, професор

Київ - 2024

АНОТАЦІЯ

Лук'янов М.О. Розосереджена система живлення електротранспорту на основі сонячних панелей. – Кваліфікаційна робота на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 171 - Електроніка. - Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» МОН України, Київ, 2024.

Дисертаційна робота присвячена розвитку теорії керування модульними перетворювачами сонячних панелей на основі корекції сигналів зворотного зв'язку. Отримані результати вносять значний внесок в розвиток відновлювальних джерел енергії і систем живлення електротранспорту.

У першому розділі проаналізовано сучасні задачі під'єднання сонячних панелей до ліній живлення електротранспорту різних рівнів змінної й постійної напруги. Показано, що підключення відновлюваних джерел енергії до тягових ліній дозволяє знизити навантаження на централізовані підстанції, а також покращити якість електроенергії. Для визначення точки під'єднання сонячних панелей порівняно різні методи підключення з використанням низькочастотних трансформаторів, інтеграції в ланки постійного струму кондиціонерів потужності, додаткового обладнання тягових ліній, систем акумулювання енергії. На основі огляду сучасних трендів в фотовольтаїчних системах і перетворювальній техніці було визначено актуальну наукову задачу розробки модульної системи перетворювачів, що включає в себе вибір топології перетворювачів, методики їх під'єднання для ефективного масштабування потужності сонячної станції й узгодження напруги масивів фотовольтаїчних панелей з тяговою мережею.

У другому розділі на основі розробленої методики порівняння, що базується на відносній оцінці ціни і втрат в напівпровідникових елементах порівнюються популярні топології перетворювачів, використовуваних в фотовольтаїці. Як результат, обирається топологія комірки модульного

перетворювача. Також приводиться оцінка економічної вигоди встановлення систем, що складаються з декількох послідовно з'єднаних перетворювачів, перетворювачів з гальванічною ізоляцією, а також гібридних багатопортових перетворювачів, що дозволяють інтегрувати накопичувачі енергії. Як результат, отримано відносну оцінку вартості і втрат для класичних ФВ рішень і для запропонованої модульної системи перетворювача.

У третьому розділі приводиться структура запропонованого модульного перетворювача і проводиться розробка універсальної системи керування для такого перетворювача. Для цього проводиться аналіз стійкості вбудованої системи керування обраного для тестів перетворювача, а також визначається вплив розроблюваної системи керування коміркою на загальну стійкість системи. Визначаються параметри регуляторів задля забезпечення роботи перетворювача з необхідними запасами по стійкості.

У четвертому розділі проводиться моделювання й експериментальна перевірка розроблюваного модульного перетворювача. Для перевірки отриманих теоретичних результатів було побудовано модель в середовищі Simulink для різних типів підключення модульних перетворювачів - паралельно/послідовно по входу/виходу й виміряно дисбаланси струмів й напруг кожного модуля. Моделювання показало коректність теоретичних розрахунків, а також здатність розробленої системи керування прибрати дисбаланс струмів/напруг як для послідовно так і для паралельно з'єднаних перетворювачів, забезпечивши дисбаланс між параметрами на рівні <5%.

У роботі вирішена науково технічна задача зменшення розбалансування струмів і напруг комірок модульної системи живлення електротранспорту на основі сонячних панелей шляхом впровадження розробленої теорії керування системи, що базується на корекції сигналу зворотного зв'язку перетворювачів.

Ключові слова: перетворювачі електроенергії, модульні ФВ перетворювачі, мережа живлення електротранспорту.

ABSTRACT

Lukianov M.O. Distributed Power Supply System for Electric Transport Based on Solar Panels. – Qualifying scientific work, the manuscript.

Thesis for the degree of Philosophy Doctor, in specialty 171 - Electronics. – National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Ministry of Education and Science of Ukraine, Kyiv, 2024.

The dissertation focuses on advancing the control theory for modular solar panel converters through feedback signal correction. The achieved outcomes significantly contribute to the progress of renewable energy sources and power supply systems for electric transport.

In the first chapter, the analysis of contemporary challenges in connecting solar panels to power lines of electric transport with various levels of AC and DC voltage is conducted. It is demonstrated that connecting renewable energy sources to traction lines allows reducing the load on centralized substations and improving the quality of electrical energy. Various methods of connecting solar panels are compared, including the use of low-frequency transformers, integration into DC power conditioner units, additional equipment for traction lines, and energy storage systems. Based on a review of current trends in photovoltaic systems and conversion technology, the relevant scientific problem of developing a modular converter system is identified. This system involves selecting converter topologies and connection methods for efficient power scaling of the solar station and aligning the voltage of photovoltaic panel arrays with the traction network.

In the second chapter, a methodology for comparing popular converter topologies used in photovoltaics is developed based on relative assessment of cost and losses in semiconductor elements. The chosen topology for the modular converter cell is determined as a result. An economic analysis is provided for the installation of systems consisting of multiple connected converters, converters with galvanic isolation, and hybrid multi-port converters integrating energy storage. Relative cost

and loss evaluations are obtained for classical photovoltaic solutions and the proposed modular converter system.

The third chapter presents the structure of the proposed modular converter and the development of a universal control system for such a converter. Stability analysis of the embedded control system for the tested converter is conducted, along with the impact of the developed control system on the overall stability of the system. Regulator parameters are determined to ensure the converter's operation with necessary stability margins.

In the fourth chapter, modeling and experimental verification of the developed modular converter are carried out. A Simulink model is constructed to test different types of connection for modular converters - parallel/series at the input/output. Imbalances in currents and voltages of each module are measured. Simulation results validate theoretical calculations and demonstrate the ability of the developed control system to eliminate imbalances in currents/voltages for both sequentially and parallel-connected converters, ensuring imbalances below 5%.

The scientific and technical task of reducing imbalances in currents and voltages of cells in the modular power supply system for electric transport based on solar panels is successfully addressed in this work through the implementation of the developed control theory, relying on feedback signal correction of converters.

Keywords: power converters, modular PV converters, power supply network for electric transport.

ЗМІСТ

| | |
|---|----|
| ЗМІСТ | 6 |
| ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ ТА ПОЗНАЧЕНЬ | 9 |
| ВСТУП..... | 10 |
| РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ АКТУАЛЬНОСТІ І ПРОБЛЕМАТИКА ПІД'ЄДНАННЯ СОНЯЧНИХ ПАНЕЛЕЙ ДО ЛІНІЙ ЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОТРАНСПОРТУ | 15 |
| 1.1. Переваги підключення відновлюваних джерел енергії до ліній живлення електротранспорту. | 15 |
| 1.1.1. Актуальність впровадження відновлюваних джерел енергії. | 15 |
| 1.1.2. Інтеграція ВДЕ в існуючі тягові мережі електротранспорту. | 19 |
| 1.1.3. Точка під'єднання сонячних панелей. | 25 |
| 1.1.4. Оптимальний енергообмін системи. | 29 |
| 1.2. Сучасні тренди в фотовольтаїці і стан досліджень..... | 31 |
| 1.2.1. Технологія виготовлення панелей..... | 31 |
| 1.2.2. З'єднання ФВ панелей. | 34 |
| 1.3. Вибір накопичувача енергії системи. | 40 |
| 1.4. Вибір перетворювача для сонячних панелей..... | 43 |
| 1.4.1. Сучасні тренди в силовій електроніці для фотовольтаїки. | 43 |
| 1.4.2. Задача вибору перетворювача ПС/ПС. | 50 |
| 1.4.3. Задача модульності системи. | 52 |
| 1.5. Висновки до розділу..... | 57 |
| РОЗДІЛ 2. ВИБІР ТОПОЛОГІЇ МОДУЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА СОНЯЧНИХ ПАНЕЛЕЙ ДЛЯ МАСШТАБУВАННЯ ПОТУЖНОСТІ І ДІАПАЗОНУ ВХІДНОЇ НАПРУГИ..... | 58 |
| 2.1. Вимоги до модуля перетворювача..... | 58 |

| | |
|---|------------|
| 2.2. Опис запропонованої методики порівняння перетворювачів на основі втрат в напівпровідникових компонентах, а також їх ціни. | 65 |
| 2.3. Вибір структури модулів для порівняння. | 69 |
| 2.4. Порівняння розповсюджених в фотовольтаїці перетворювачів використовуючи коефіцієнт ціни й сумарні втрати. | 71 |
| 2.2.1. Одноланкові рішення з ПТМП. | 72 |
| 2.2.2. Перетворювачі для підключення накопичувачів енергії. | 74 |
| 2.2.3. Ізольовані перетворювачі. | 79 |
| 2.2.4. Перетворювачі з високим коефіцієнтом перетворення. | 82 |
| 2.2.5. Гібридні перетворювачі. | 87 |
| 2.5. Порівняння модульної й класичної структур. | 90 |
| 2.6. Висновки до розділу. | 98 |
| РОЗДІЛ 3. РОЗРОБКА УНІВЕРСАЛЬНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ | |
| МОДУЛЬНИМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ. | 99 |
| 3.1. Особливості керування послідовно/паралельно з'єднаними комірками перетворювача. | 99 |
| 3.2. Узагальнена характеристика методів балансування для PIPO, SIPO, PISO, SISO підключень. | 107 |
| 3.3. Запропонована схема керування модульним перетворювачем. | 109 |
| 3.4. Розрахунок стійкості системи керування. | 115 |
| 3.5. Висновки до розділу. | 123 |
| РОЗДІЛ 4. МОДЕЛЮВАННЯ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНА ПЕРЕВІРКА | |
| МОДУЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА. | 124 |
| 4.1. Моделювання системи балансування перетворювачів. | 124 |
| 4.1.1. Моделювання перетворювача з визначеними в попередньому розділі параметрами для різних схем підключення. | 124 |

| | |
|---|-----|
| 4.1.2. Забезпечення алгоритму ПТМП паралельно з'єднаними перетворювачами. | 128 |
| 4.1.3. PIPO з'єднання перетворювачів. | 131 |
| 4.1.4. PISO з'єднання перетворювачів. | 135 |
| 4.1.5. SIPO з'єднання перетворювачів. | 137 |
| 4.1.6. SISO з'єднання перетворювачів. | 141 |
| 4.2. Розробка прототипу перетворювача для проведення експериментальної верифікації. | 145 |
| 4.2.1. Опис експериментального стенду. | 146 |
| 4.2.2. Керування одним перетворювачем. | 149 |
| 4.2.3. 2 PIPO з'єднаних перетворювача. | 151 |
| 4.2.4. 3 SIPO з'єднаних перетворювача. | 153 |
| 4.3. Висновки до розділу..... | 155 |
| ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ | 156 |
| СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ..... | 158 |
| ДОДАТОК А. ПЕРЕЛІК ПУБЛІКАЦІЙ АВТОРА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЙНОГО ДОСЛІДЖЕННЯ ТА ВІДОМОСТІ ПРО АПРОБАЦІЮ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ..... | 171 |
| ДОДАТОК Б. РОЗРАХУНОК НАПРУГИ ЛІНІЇ ТЯГОВОЇ МЕРЕЖІ | 173 |
| ДОДАТОК В. ДРУКОВАНА ПЛАТА. | 174 |
| ДОДАТОК Г. ПРИНЦИПОВА СХЕМА СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ..... | 175 |
| ДОДАТОК Д. ПЕРЕЛІК КОМПОНЕНТІВ ПЛАТИ КЕРУВАННЯ. | 176 |
| ДОДАТОК Е. ДОКУМЕНТИ, ЩО ПІДТВЕРДЖУЮТЬ ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЙНОЇ РОБОТИ | 177 |

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ ТА ПОЗНАЧЕНЬ

- ВДЕ – відновлювані джерела енергії
- ВН – Висока напруга (HV – high voltage)
- НН – низька напруга (LV – low voltage)
- ЗС – змінний струм (AC – alternative current)
- ПС - постійний струм (DC – direct current)
- ПС/ПС – перетворювач постійного струму в постійний струм (DC/DC)
- ЗС/ПС - перетворювач змінного струму в постійний струм (AC/DC)
- ТМП – точка максимальної потужності (MPP – maximum power point)
- ПТМП – пошук точки максимальної потужності (MPPT – maximum power point tracking)
- ГПТМП – глобальний пошук точки максимальної потужності (GMPPT – global maximum power point tracking)
- ФВ – фотовольтаїка (PV – photovoltaic)
- SiC – карбід кремнію
- ЗСТ – перетворювач з заземленою середньою точкою
- МБП – модульний багаторівневий перетворювач
- КНП – каскадний напівмостовий перетворювач
- ПАМ – подвійний активний міст
- МДН – метал-діелектрик-напівпровідник
- PIPO – паралельний вхід – паралельний вихід (parallel input parallel output)
- PISO – паралельний вхід – послідовний вихід (parallel input series output)
- SIPO – послідовний вхід – паралельний вихід (series input parallel output)
- SISO – послідовний вхід – послідовний вихід (series input series output)

ВСТУП

Актуальність.

Відповідно до сучасних прогнозів, сумарна встановлена потужність відновлюваних джерел енергії (ВДЕ) з 2 ТВт в 2015 зросте до 16.5 ТВт в 2050, з часткою сонячних панелей в 45%. Через такий стрімкий ріст розподілених джерел енергії актуальним є їх ефективна інтеграція в сучасну енергомережу з мінімальними витратами. Зазвичай, енергія малопотужних сонячних станцій, встановлених на приватних будинках, споживається локально, а різниця між спожитою і генерованою енергією віддається в мережу або накопичується в акумуляторі. Гібридні перетворювачі з накопичувачами і інвертори сонячних панелей що використовуються в таких системах і підключаються до мережі змінного струму (ЗС) низької напруги (НН) широко досліджені і їх розвиток обмежений лише розвитком технологій. Більший науковий інтерес, становлять потужні сонячні електростанції, а саме наступні задачі: ефективний відбір енергії від масиву сонячних панелей, особливо під час затінення або виходу з ладу частини панелей масиву; ефективна передача енергії від точки генерації до споживача; підвищення економічної вигоди від використання ВДЕ шляхом оптимізації підключення. На даний момент, основним методом підвищення ефективності передачі енергії, генерованої фотовольтаїчними (ФВ) системами, є збільшення напруги шляхом послідовного з'єднання сонячних панелей. Далі масиви сонячних панелей підключаються до міських мереж змінного струму для передачі енергії споживачам. Альтернативою підключенню до існуючих міських електромереж є під'єднання ФВ панелей до ліній живлення електротранспорту (поїзди, електрички). Таке підключення не тільки дозволяє використовувати вже існуючу інфраструктуру для передачі енергії, а й додатково приносить такі вигоди як: локальне споживання генерованої електроенергії електротранспортом, через що втрати на передачу енергії знижуються; зменшення провалів напруги на лінії, що викликані розгоном електротранспорту; живлення лінії у випадках відсутності центрального

енергопостачання. В результаті, підключення сонячних електростанцій до існуючих тягових мереж несе в собі потенційні вигоди як для ФВ систем, так і для електротранспорту.

Для ефективної роботи сонячної електростанції одним із найважливіших її частин є інтерфейс силових перетворювачів, який з'єднує масив панелей з мережею. Для того, щоб ВДЕ могли конкурувати з іншими джерелами енергії, важливим є не тільки ефективний відбір енергії від сонячних панелей, але й її перетворення з високим ККД, а також низька ціна за перетворювач. Одним із методів зменшення ціни сонячної електростанції є використання централізованих силових систем, в яких масив панелей під'єднується до централізованого перетворювача з функцією пошуку точки максимальної потужності (ПТМП). Використання централізованого перетворювача хоч і дозволяє суттєво знизити вартість системи, потребує індивідуального підходу до розробки такого перетворювача для різних рівнів потужності і напруги сонячних станцій. Для спрощення масштабування перспективним є модульне з'єднання перетворювачів, що дозволяє масштабувати як потужність, так і напругу сонячних електростанцій, не розробляючи всю систему з нуля, що знижує загальну вартість системи.

Як результат, розробка модульного перетворювача для під'єднання сонячних панелей до існуючих тягових мереж середньої напруги є актуальною задачею для дослідження.

Значний внесок у розвиток пристроїв перетворювальної техніки для відновлюваних джерел енергії та методів їх керування зроблено кращими закордонними та українськими науковцями, такими як: В.Я. Жуйков, Є.В. Вербицький, О.Ф. Бондаренко, С.А. Степенко, В.В. Кулик, О.А. Велігорський, О.О. Гусев, В.П. Нерубацький, Johann W. Kolar, Frede Blaabjerg, Remus Teodorescu, Marco Liserre та інші.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

Дослідження за темою дисертаційної роботи виконувалися в Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» в рамках проекту «Система енергозабезпечення високочастотних вентиляційно-індукторних двигунів дрона з багатокомірковими перетворювачами і просторово-часовою модуляцією», номер державної реєстрації - № 0120U102131, а також в Гданському Політехнічному університеті в рамках проекту: SMARTGYsum – Smart and Green Energy Systems and Business Models і фінансувалися з програми European Union's Horizon 2020 в угоді Marie Skłodowska-Curie no. 955614

Мета і задачі.

Метою роботи є розвиток теорії керування розосередженої системи електроживлення модульного типу на основі корекції сигналу зворотного зв'язку.

Для досягнення мети в роботі вирішуються такі задачі:

1. Аналіз трендів і стану розвитку сонячних панелей, перетворювачів для них, а також вимог підключення до існуючих мереж електротранспорту.
2. Вибір топології комірки, використовуваної в модульному перетворювачів на базі вартості і втрат в напівпровідникових елементах.
3. Розробка модульної структури перетворювача для підключення сонячних панелей з використанням існуючих перетворювачів.
4. Розробка системи керування і балансування потужності комірок модульного перетворювача.
5. Моделювання й експериментальна перевірка модульного інтерфейсу перетворювачів і методики балансування комірок.

Об'єктом дослідження електромагнітні процеси в розосередженій системі електроживлення електротранспорту на базі сонячних панелей.

Предметом дослідження є структура, топологія і методика балансування комірок модульного перетворювача.

Наукова новизна.

1. Вперше розроблено методику оцінки втрат енергії і вартості силових перетворювачів на основі встановленої потужності, що дозволило формалізувати вибір комірки для модульного перетворювача сонячної електростанції.
2. Запропоновано модульну каскадну структуру силового перетворювача на базі окремих комірок для інтеграції сонячних панелей в мережу живлення електротранспорту, що дозволяє використовувати стандартні масово виготовлювані перетворювачі для масштабування потужності і напруги системи.
3. Вперше розроблено метод регулювання струму та напруги комірки з функцією балансування на основі корекції сигналу зворотного зв'язку, що дозволяє вирішити проблему рівномірного розподілення потужності між паралельно/послідовно з'єднаними комірками перетворювача.

Практичне значення.

1. Запропонована модульна структура силового перетворювача має в 2 рази менші втрати і є в 2.17 разів дешевша від класичної структури при підключенні до мережі 1.5 кВ постійного струму й забезпеченні алгоритму пошуку точки максимальної потужності, а при підключення до мережі постійного струму 3кВ, модульна структура забезпечує в 7.05 разів менші втрати і є в 4 рази дешевша у порівнянні з класичними рішеннями.
2. Впровадження розробленої системи балансування дає змогу з'єднувати стандартні промислові перетворювачі паралельно/послідовно для масштабування потужності й напруги, що дозволяє зменшити робочу напругу і струм напівпровідникових елементів для високовольтних сонячних станцій великої потужності.
3. Запропонований метод балансування дозволяє спростити розробку модульного перетворювача за рахунок використання вбудованої системи

керування кожного перетворювача з додаванням лише одного зовнішнього резистора для кожного модуля, на який подається зовнішній сигнал балансування струму й напруги.

Апробація результатів дисертації.

Основні положення дисертаційної роботи доповідалися і обговорювалися на міжнародних науково-технічних конференціях: 2023 IEEE 17th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG, Tallinn, Estonia, 2023); 2022 IEEE 8th International Conference on Energy Smart Systems (ESS, Kyiv, Ukraine, 2022); 2020 6th IEEE International Energy Conference (ENERGYCon, Gammarth, Tunisia, 2020); XV Konferencja Naukowa Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym (SENE 2022, Łódź, 23-25 listopada 2022); XI Konferencja Naukowo-Techniczna Innowacyjne Materiały i Technologie w Elektrotechnice (i-MITEL, 2023, 12-14 kwietnia 2023), VI міжнародна науково-технічна конференція «Smart-Технології В Енергетиці Та Електроніці – 2021» (STEE-2021, 15 – 21 серпня 2021 р, смт. Лазурне); Doctoral School of Energy And Geotechnology III, 21st International Symposium Topical Problems In The Field Of Electrical And Power Engineering (Parnu 2022).

Публікації результатів наукових досліджень.

Основні положення дисертації опубліковано у 14 наукових працях, у тому числі 1 розділі монографії, 6 статтях у наукових фахових виданнях (з них 5 статей у виданнях іноземних держав, 1 у виданні України, яке включене до міжнародних наукометричних баз), 7 тезах доповідей в збірниках матеріалів конференцій.

Структура та обсяг дисертації.

Дисертація складається із змісту, вступу, 4 розділів, висновків, списку використаної літератури із 130 найменувань та 4 додатків. Загальний обсяг роботи становить 178 сторінок, у тому числі 148 сторінок основного тексту, 93 рисунків та 18 таблиць.

РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ АКТУАЛЬНОСТІ І ПРОБЛЕМАТИКА ПІД'ЄДНАННЯ СОНЯЧНИХ ПАНЕЛЕЙ ДО ЛІНІЙ ЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОТРАНСПОРТУ

1.1. Переваги підключення відновлюваних джерел енергії до ліній живлення електротранспорту.

1.1.1. Актуальність впровадження відновлюваних джерел енергії.

В зв'язку з ціллю досягнення кліматичної нейтральності до 2050 року, що включає в себе проміжну ціль зменшення викидів парникових газів не менш ніж на 55% до 2030 року [1], актуальним є розвиток відновлювальних джерел енергії. Відповідно до прогнозів, споживання електроенергії людством сягне 45ТВт·год/рік в 2050, що майже в 2 рази більше ніж у 2023 році (Рис.1.1 (б)). При цьому, якщо збережеться наявний розподіл між різними джерелами енергії, де домінуючими є невідновлювані джерела такі як нафта, газ і вугілля, досягти поставленої мети зі зменшення викидів CO₂ не вдасться та викиди в атмосферу будуть збільшуватися, досягнувши 43 Гтон/рік у 2050 році (Рис. 1.1 (а)). Як результат, для досягнення поставленої мети в 9,5 Гтон/рік важливим є впровадження відповідних заходів в різних секторах: в енергетиці, енергоефективності, а також впровадженні нових джерел палива. При цьому, одним із найбільших і, як результат, найвпливовіших секторів для впровадження змін в напрямку декарбонізації є сектор енергетики, а саме - генерація. Так, відповідно до прогнозу, на зменшення викидів завдяки впровадженню відновлюваних джерел енергії припадає 52%, що складає 22,5 Гтон/рік. Як результат, задля зниження шкідливих викидів в атмосферу необхідним є використання більшої кількості відновлюваних джерел в майбутньому, таких як сонячні панелі, вітрогенератори, гідроелектроелектростанції і енергія біомаси. Додатково, розвиток відновлюваних джерел енергії в національному масштабі потенційно може не

тільки значно знизити викиди CO₂ і принести значні успіхи в боротьбі зі зміною клімату, а й зменшити рахунки за імпорт викопних палив, підвищити енергетичну безпеку, зменшити забруднення повітря, покращити стан здоров'я населення, поліпшити біорізноманіття, а також зменшити залежність від імпортованої сировини. В поєднанні з інтенсифікацією політики енергоефективності це додатково дозволить знизити витрати на енергію для домогосподарств і компаній, а при урахуванні соціальних впливів сприятиме подоланню енергетичної бідності та сприятиме зростанню і створенню робочих місць [2]. Таким чином, розвиток відновлюваних джерел, на даний момент, є ключовим в досягненні енергетичної незалежності і зменшенні викиду CO₂ в атмосферу країнами.

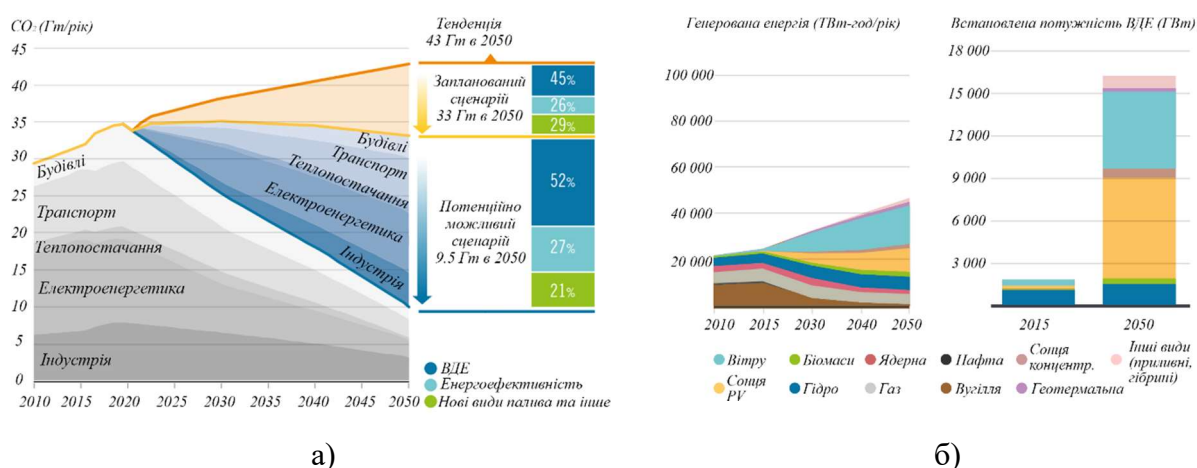


Рис. 1.1. а) Викиди CO₂ в різних сферах людської діяльності, 2010-2050 [3]; б) Частки різних джерел енергії в загальній генерації (ТВт-год/рік) і перспективи розвитку відновлюваних джерел (ГВт), 2015-2050 [2]

При цьому, слід звернути увагу, що доля сонячних панелей в майбутньому посідає одну із найбільших часток (Рис.1.1(б)) і їх сумарна встановлена потужність буде складати 7125 ГВт в 2050 році. На другому місці розташовані вітрогенератори з встановленою потужністю в 5250 ГВт. Хоч таке зростання відновлюваних джерел потенційно і призведе до вирішення ряду задач, описаних раніше, використання великої кількості слабо передбачуваних джерел

в енергетичній структурі має свої недоліки і виклики, які потребують вирішення:

- ❖ нестабільна генерація енергії і, як результат, нестабільність мережі;
- ❖ задача накопичення і оптимального розподілу енергії [4];
- ❖ інтеграція розподілених джерел в існуючі мережі;
- ❖ створення високоефективних перетворювачів, які відповідають сучасним вимогам.

Хоча описані вище задачі і досліджуються в літературі, в зв'язку з постійним розвитком технології виробництва напівпровідникових елементів, ростом обчислювальних потужностей і впровадженням більш інтелектуальних систем керування електричними мережами, впровадження нових рішень в уже існуючі системи є невід'ємною часткою розвитку електроніки і надалі є актуальним.

Потенційним сектором зменшення викидів вуглекислого газу в атмосферу є і сектор транспорту (Рис. 1.1 (а)), що включає в себе як вантажні, так і приватні/публічні перевезення. В той час коли кількість приватних електроавтомобілів з кожним роком стрімко зростає і займає одну із найбільш вагомих часток, розвиваються і інші типи електротранспорту – трамваї, тролейбуси, електрички, міжміські поїзди, що є особливо актуальним в міській зоні. Залізничний і рейковий транспорт є зручним й екологічним видом мобільності через що, згідно з тенденціями буде розвиватися в майбутньому (Рис. 1.2). Додатково, залізниця є одним з найбільш енергоефективних видів транспорту для вантажів і пасажирів. У той час як залізничний сектор перевозить 8% пасажирів у світі та 7% світового вантажного транспорту, він становить лише 2% загальної потреби транспортної енергії [5]. Через це, сумарна довжина колій різних видів залізничного і рейкового транспорту з кожним роком зростає. Так наприклад, за 20 років сумарна довжина колій легкорейкового транспорту, метро і швидкісної залізниці в Європі зростає з 19 тис. км до 34 тис. км, а в Китаї – з 3 тис. км до 51 тис. км.

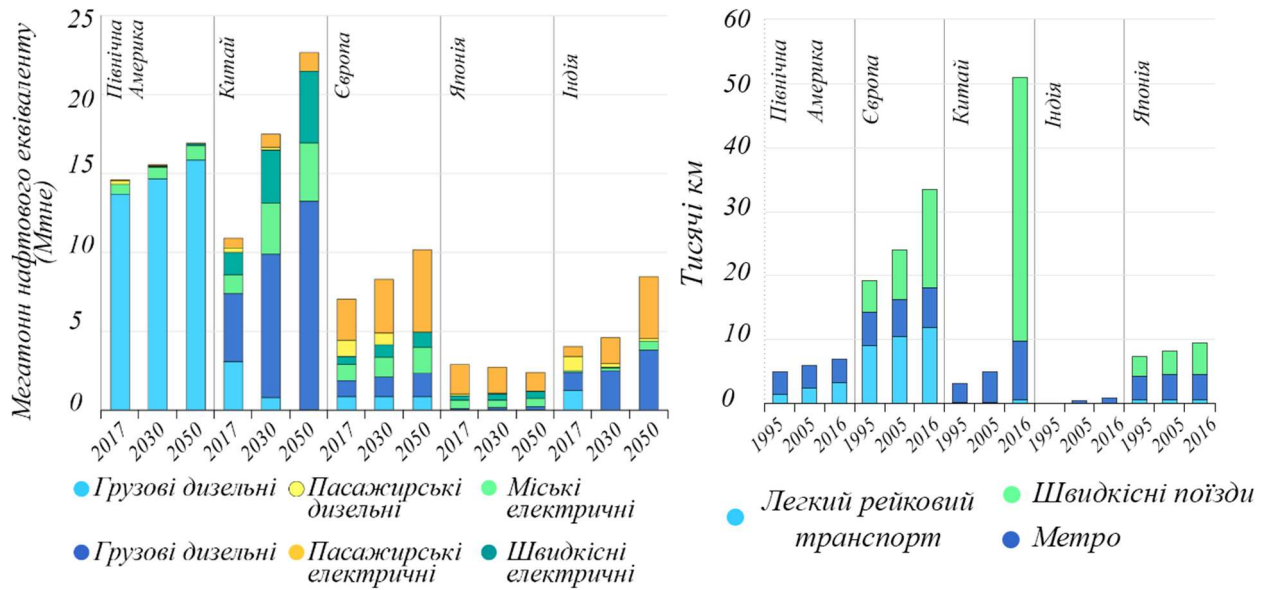


Рис. 1.2. а) Динаміка попиту на електроенергію для рейкового транспорту в обраних регіонах; б) довжина ліній міського і швидкісного рейкового транспорту в обраних регіонах [5].

Однак, на даний момент, існують невирішені проблеми, які ускладнюють роботу існуючих і розвиток нових тягових мереж, такі як:

- ❖ падіння напруги контактної мережі в зв'язку зі значною відстанню між підстанціями;
- ❖ стрибки напруги як результат рекуперації енергії гальмування електротранспорту;
- ❖ проблема якості електричної енергії мереж, живлячих тягові лінії.

Вирішення вищеприписаних задач є актуальним і необхідним для подальшого розвитку тягового електротранспорту. При цьому, частково ці проблеми можуть бути вирішені шляхом інтеграції в тягові мережі розподіленої енергетичної системи на базі ВДЕ. Це дозволить отримати взаємну вигоду для двох сфер, простимулювати як ВДЕ так і тяговий електротранспорт і, потенційно, знизити викиди вуглекислого газу в атмосферу, що призведе до покращення екології в містах.

1.1.2. Інтеграція ВДЕ в існуючі тягові мережі електротранспорту.

Велика протяжність ліній електропередач, живлячих тягові підстанції, а також розгалуженість контактних ліній створює багато потенційних точок підключення, а різні рівні напруги дозволяють підключати електростанції з ВДЕ різної потужності. Також, інтеграція ВДЕ в тягові мережі дозволяє вирішити ряд проблем, пов'язаних з специфікою роботи таких мереж. Додатково, встановлення відновлюваних джерел забезпечує ряд додаткових функцій.

Зменшення пікового споживання від підстанції.

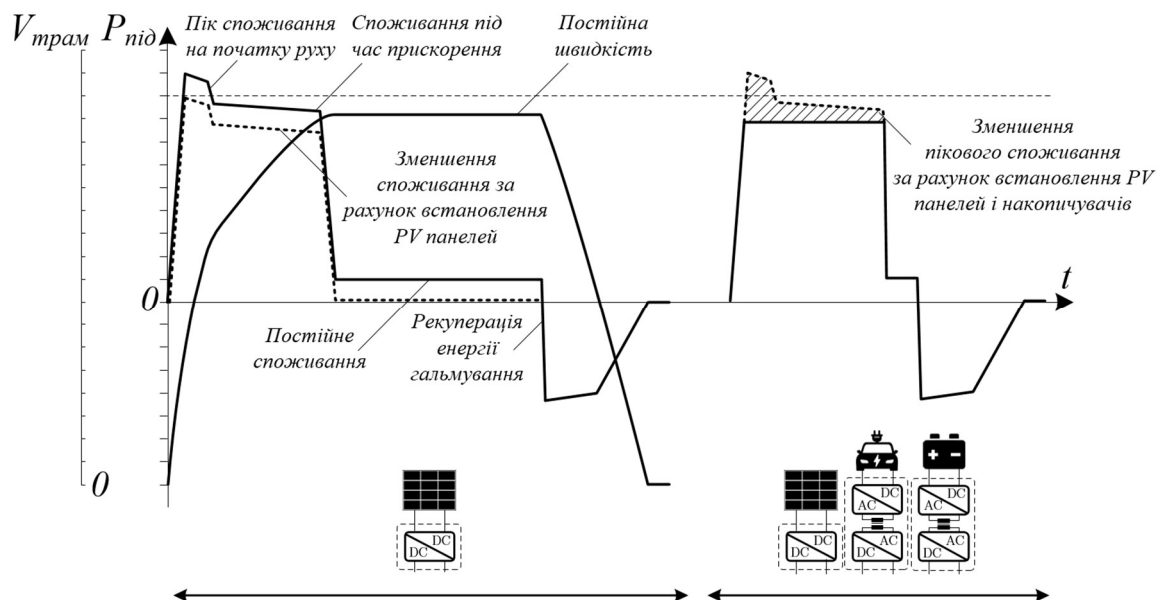


Рис. 1.3. Зменшення середнього споживання і пікового споживання енергії від підстанції як результат встановлення ВДЕ або ВДЕ разом з накопичувачами енергії.

Одним із позитивних факторів інтеграції ВДЕ в тягову муніципальну мережу є зменшення навантаження на підстанцію, оскільки частина енергії для живлення електротранспорту надходить з відновлюваних джерел енергії (рис. 1.3). Зважаючи на досить низьку динаміку зміни генерації ВДЕ у порівнянні з динамікою електротранспорту, можна вважати, що в певний момент, генерація є стабільною. Тоді, можна досягти зменшення навантаження на підстанцію, навіть не маючи акумуляторних джерел енергії. Це несе економічні вигоди,

пов'язані зі зменшеним тарифом на електроенергію, який залежить від споживаного об'єму (тариф залежить від країни і типу споживача).

Додатково, в разі встановлення акумуляторних батарей, система може забезпечити функції зменшення пікового навантаження на підстанцію, що знижує навантаження на компоненти підстанції і призводить до довшого строку служби. Теоретично, це дозволяє використовувати обладнання підстанції, розраховане на менші потужності.

Зменшення падіння напруги лінії.

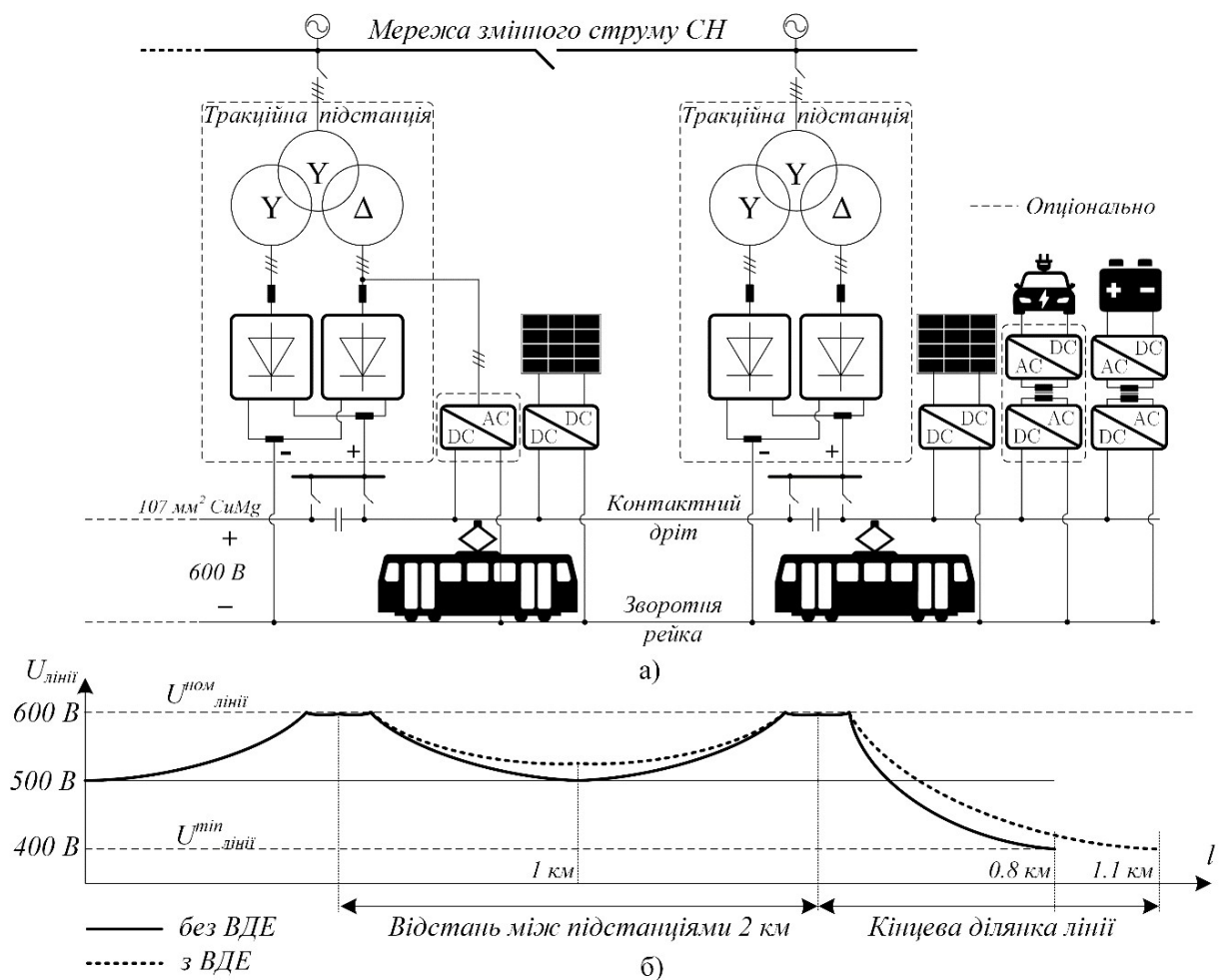


Рис. 1.4. Спрощена структура живлення трамвайної лінії (а); Напруга лінії в залежності від розташування трамваю (б).

Як приклад, розглянемо рух одного трамваю українсько-німецького виробництва електрон Т5В64, який має номінальну потужність 400 кВт (8

двигунів по 50кВт) і рухається по відрітку лінії довжиною 2 км, який живиться від 2-х підстанцій одночасно. Прийmemo, що для живлення трамвая, використовується контактний провід зі сплаву CuMg з перерізом - 107 мм², який має опір – 0,25 Ом/км. Розглянемо ситуацію, коли трамвай починає рух по середині відрітку лінії, тобто – на відстані 1 км від кожної підстанції. В початковий момент руху (прискорення), коли трамвай споживає максимальну потужність, тобто 400 кВт, падіння на лінії буде максимальним і складе 100 В (рис. 1.4). Споживання від кожної підстанції при цьому буде 200 кВт, а споживаний струм кожної підстанції – 400 А (не враховуючи втрат потужності на дроті) (Додаток Б).

Інша ситуація буде у випадку кінцевих зупинок, які зазвичай живляться від однієї підстанції. Згідно зі стандартами, мінімальна напруга на лінії при номінальних 600В допускається не нижче ніж 400В. Таким чином, при таких самих параметрах трамваю і опорі контактного дроту, максимальна довжина такої лінії може складати 0.8 км. Після 0.8 км при номінальному споживанні напруга вийде за межі допустимої. При цьому, слід брати під увагу, що ефективність двигунів трамвая падає з пониження напруги, так як збільшується струм. Як результат, підвищення напруги на лінії при піковому споживанні є актуальною задачею, вартою уваги.

Для зменшення втрат і провалів напруги на даний момент використовуються накопичувачі енергії встановлені безпосередньо на трамваї або підключені на певній ділянці лінії. Зазвичай - це місця де трамвай гальмує і розганяється, тобто на зупинках або на світлофорах. Наприклад, встановлення акумуляторної батареї потужністю 100 кВт по центру лінії на відстані 1км від підстанції, і розряджанні її в моменти розгону трамваю, дозволяє підняти напругу на лінії до 530 вольт, а встановлення 100 кВт акумулятора на кінці лінії дозволить подовжити лінію з 0.8 км до 1.1 км без встановлення додаткової підстанції. Зазвичай, такі акумулятори заряджаються в моменти, коли на лінії відсутнє навантаження і споживання мінімальне, а також в моменти

гальмування електротранспорту, накопичуючи енергію гальмування поїздів. Рекуперація енергії в батареї, з послідуочим розрядженням батарей для живлення поїздів в моменти прискорення і пікового споживання дозволяє підвищити ефективність електротранспорту на ділянці до 30%. Тобто, таке під'єднання створює так звані розподілені віртуальні підстанції, що дозволяє:

- ❖ розташовувати класичні підстанції на більшій відстані одна від одної без падіння напруги нижче допустимого;
- ❖ підвищити ефективність живлення електротранспорту за рахунок того, що джерело енергії знаходиться безпосередньо біля споживача, що зменшує омичні втрати на дротах;
- ❖ подовжити кінцеву ділянку шляху, яку транспорт може пройти, живлячись від однієї підстанції.

На відміну від встановлених акумуляторних станцій, віддача енергії яких може бути контрольована, встановлення лише ВДЕ не може бути використано як надійне джерело енергії через нестабільність генерації. Як результат, лише ВДЕ не можуть жити ділянку шляху без участі класичних підстанцій. Однак, через дороговизну акумуляторних батарей, рішення з встановленням лише ВДЕ теж вартує уваги. У випадку відсутності накопичувачів, відновлювані джерела можуть жити рухомий склад, який знаходиться на заданій ділянці, виступаючи допоміжним джерелом енергії, знижуючи падіння напруги на лінії і підвищуючи ефективність системи. Слід зауважити, що у разі відсутності на ділянці лінії навантажень, генерована енергія повинна передаватись на сусідню, що призводить до додаткових омичних втрат через довший шлях проходження струму і є небажаним. Можливим рішенням даної проблеми може бути встановлення відновлюваних джерел близько підстанції з встановленням зворотних перетворювачів постійного струму в змінний струм (ПС/ЗС), які, у випадку відсутності навантажень на лінії, будуть передавати енергію назад в мережу змінного струму (Рис. 1.4).

Живлення неелектрифікованих ділянок.

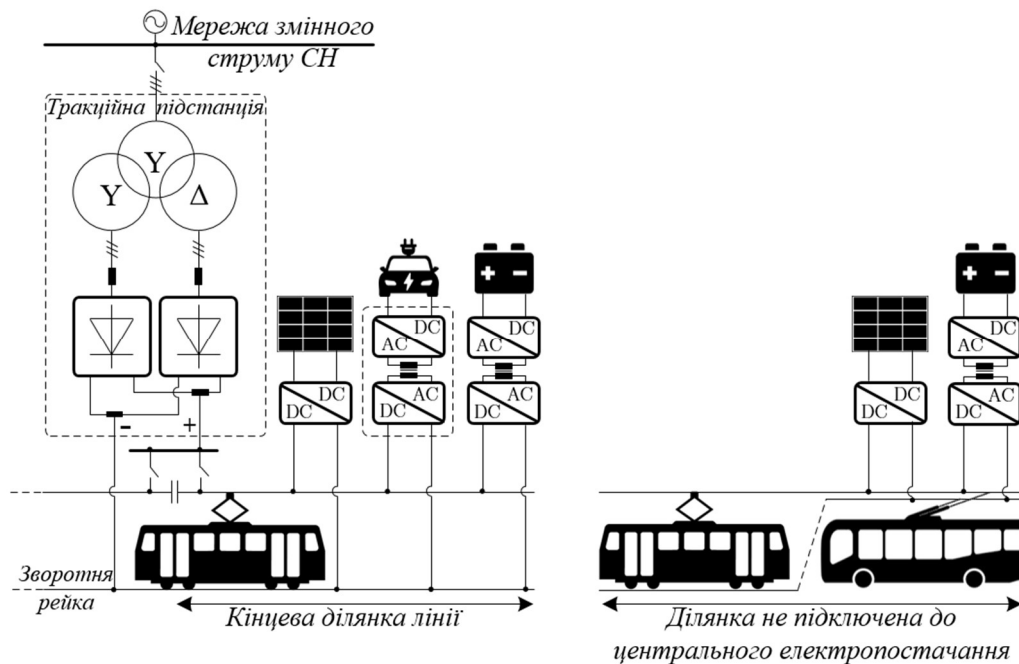


Рис. 1.5. Підключення неелектрифікованої ділянки маршруту.

Ще одним із привабливих варіантів використання розподіленої генерації разом з накопичувачами енергії є живлення ділянки шляху, невід'язаної до центрального електропостачання (Рис. 1.5). Таке рішення є особливо актуальним для тролейбусів, які мають встановлені на борту акумулятори і можуть проїхати ділянку шляху без живлення, використовуючи лише накопичену енергію. Це дозволяє розширити можливий маршрут транспорту без необхідності встановлення додаткових підстанцій. Більш того, зображена на рисунку структура з встановленими ВДЕ і буферною батареєю, може бути використана як пункт заряду електроавтобусів або тролейбусів на кінцевій ділянці шляху.


Актуальність використання сонячних панелей.

Однією зі значних переваг сонячних панелей у порівнянні з іншими типами ВДЕ є те, що вони можуть бути встановлені безпосередньо біля споживача, що мінімізує втрати від передачі електроенергії на відстані, а також зменшує необхідну ємність встановлених акумуляторів енергії, так як накопичувачі

будуть зберігати лише різницю між генерованою і спожитою електроенергією. На даний момент, популярним є встановлення сонячних панелей на даху будинку і використання генерованої енергії для власних потреб (побутової техніки) і зберігання надлишку в накопичувачах або продаж її дистриб'юторам електроенергії. Однак, досліджується і можливість інтеграції більш потужних сонячних інсталяцій в зарядні станції електроавтомобілів [6], в розумні енергосистеми ("smart grids") постійного струму (ПС) [7] і тягові мережі [8]. Такі інтеграції дозволяють на локальному рівні вирішувати проблеми оптимізації потоків потужності системи для максимізації ефективності і прибутку. Через описані переваги сонячних панелей над іншими ВДЕ, саме їх інтеграція в муніципальні тягові мережі і буде розглядатися далі. При цьому, для ефективної роботи інтегрованої в тягові мережі системи з сонячними панелями, необхідним є вибір:

- ❖ типу сонячних панелей;
- ❖ схеми з'єднання панелей;
- ❖ потужності і напруги масиву панелей;
- ❖ типу накопичувачів енергії;
- ❖ перетворювачів для з'єднання всіх елементів системи;
- ❖ точки під'єднання системи.

Таблиця 1.1. Параметри сонячної електростанції живлячої тягову лінію ЗС.

|  ВАНН | Сонячна електростанція інтегрована в тягову мережу змінного струму |
|---|--|
| Площа | 0.4 км ² |
| Потужність | 41 МВт-пік |
| Генерація | 38 ГВт-г/рік |
| Напруга мережі | 15кВ |
| Частота мережі | 16.7 |
| Зменшення CO ₂ за рахунок встановлення | 18 000 тон |

Прикладом інтеграції сонячних панелей в тягову мережу може служити «Deutsche Bahn» в Німеччині. Згідно з проектом (табл. 1.1), який був створений у партнерстві з компанією розробником сонячних потужностей Enerparc у Васбеку, Шлезвіг-Гольштейні, сонячна електростанція з сумарною потужністю 41 МВт-пік має віддавати енергію до 15кВ мережі змінного струму, що живить поїзди [9].

1.1.3. Точка під'єднання сонячних панелей.

Однією з актуальних проблем при інтеграції сонячних панелей в муніципальні тягові мережі являється вибір точки під'єднання. Класичним рішенням є під'єднання масиву сонячних панелей через інвертор і низькочастотний трансформатор до міської мережі змінного струму (Рис. 1.6). Через те, що по своїй природі сонячні панелі є джерелом постійного струму, недоліком підключення до мережі змінного струму є використання додаткового перетворювача ПС/ЗС з послідовним низькочастотним трансформатором, через що габарити і вартість установки збільшуються [10].

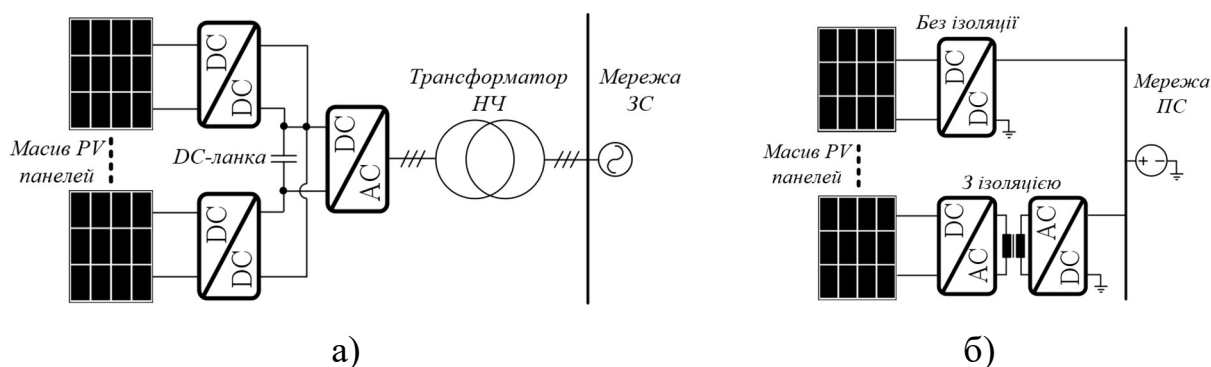
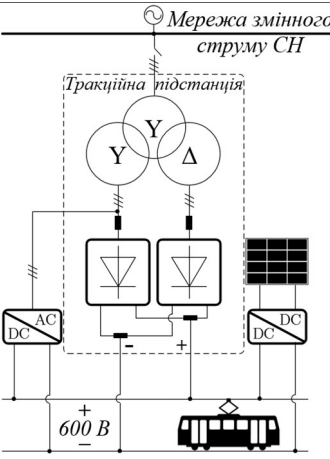
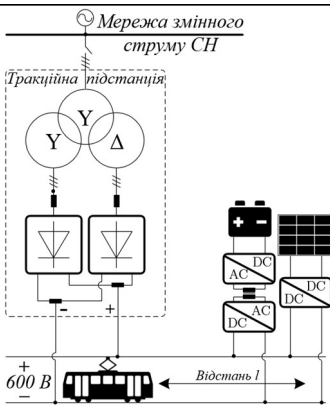


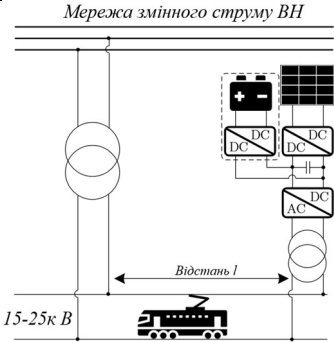
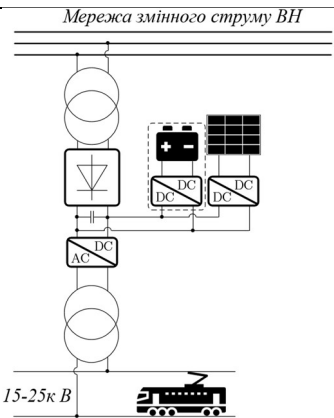
Рис. 1.6. Структура під'єднання сонячних панелей до мережі змінного струму а) і постійного струму б).

Альтернативою може бути підключення до міських мереж постійного струму, яке не вимагає додаткової ланки ПС/ЗС [11], а також може використовувати високочастотний трансформатор для забезпечення гальванічної ізоляції, що має значно менші габарити [12]. Як приклад, в таблиці

1.2 наводиться порівняльний аналіз декількох можливих варіантів інтеграції сонячних панелей в мережі постійного струму середньої напруги, а також змінного струму низької напруги, що використовується міжміськими і швидкісними потягами.

Таблиця 1.2. Порівняння точок під'єднання сонячних панелей до тягових мереж.

| | Точка під'єднання | Переваги і недоліки |
|---|---|---|
| <p>а) Підключення до ділянки лінії зі зворотнім перетворювачем [13, 14]</p> |  | <p>Переваги:</p> <ul style="list-style-type: none"> ❖ відсутність накопичувачів енергії; ❖ дешевизна встановлення; ❖ стабільність напруги поблизу підстанції полегшує підключення перетворювачів; ❖ простий алгоритм керування перетворювачами; <p>Недоліки:</p> <ul style="list-style-type: none"> ❖ низька ефективність у випадку підключення сонячних панелей на відстані від підстанції через омичні втрати; |
| <p>б) Підключення до ділянки лінії з накопичувачами енергії [15, 16]</p> |  | <p>Переваги:</p> <ul style="list-style-type: none"> ❖ універсальність підключення і використання батарей; ❖ можливість створювати віртуальні підстанції; ❖ зменшення пікового навантаження на підстанцію; <p>Недоліки:</p> <ul style="list-style-type: none"> ❖ дороговизна через наявність накопичувачів енергії; ❖ для ефективного менеджменту батарей необхідно використовувати інтелектуальні алгоритми з прогнозуванням сонячного випромінювання; |

| | | |
|--|--|---|
| <p>в) Підключення до ланки постійної напруги гібридної підстанції [17]</p> |  <p>Мережа змінного струму ВН</p> <p>15-25к В</p> <p>Відстань l</p> | <p>Переваги:</p> <ul style="list-style-type: none"> ❖ висока ефективність перетворювачів, через підключення до високої напруги; ❖ стабільність напруги DC-ланки полегшує підключення перетворювачів; ❖ можливість підключення сонячних станцій більшої потужності у порівнянні з мережею низької напруги; <p>Недоліки:</p> <ul style="list-style-type: none"> ❖ гібридні підстанції і подібні рішення з проміжною DC-ланкою використовуються в тягових мережах відносно рідко; ❖ підключення лише на підстанції; ❖ необхідність інтелектуального керування зарядом батареї. |
| <p>г) Підключення до мережі змінного струму [18]</p> |  <p>Мережа змінного струму ВН</p> <p>15-25к В</p> | <p>Переваги:</p> <ul style="list-style-type: none"> ❖ висока ефективність; ❖ більше можливих точок під'єднання; ❖ можливість підключення сонячних станцій більшої потужності у порівнянні з мережею низької напруги. <p>Недоліки:</p> <ul style="list-style-type: none"> ❖ необхідність використання низькочастотного трансформатора або топології перетворювачів, що здатні витримувати середню напругу; ❖ необхідність використання додаткового перетворювача змінного струму в постійний. |

Одним із найпростіших варіантів інтеграції сонячних панелей в тягову мережу є їх під'єднання через перетворювач постійного струму в постійний струм (ПС/ПС), без встановлення додаткового обладнання. Таке підключення має досить низьку ефективність, так як у разі відсутності поблизу сонячної електростанції навантаження (електротранспорту), енергія буде передаватися

на сусідні лінії, на яких електротранспорт є. Як результат, через омичні втрати, ефективність такої системи буде нижчою, у порівнянні з системами з накопичувачами. Альтернативним рішенням може бути структура зі зворотним перетворювачем [19] (таблиця 1.2 (а)). В такій системі, у випадку відсутності навантаження на лінії, енергія генерована сонячними панелями передається в мережу змінного струму через перетворювач ПС/ЗС, а у випадку наявності на лінії електротранспорту, енергія використовується для його живлення. Серед недоліків такої системи можна виділити те, що ПС/ЗС перетворювач може бути встановлений лише на підстанції і у випадку віддаленості сонячних панелей від підстанції, ефективність передачі енергії буде нижчою за рахунок омичних втрат на лінії.

Іншою структурою, яка широко використовується є структура з накопичувачами енергії (таблиця 1.2 (б)). В результаті близького розташування сонячних панелей і накопичувачів, ефективність такої системи відносно висока і залежить від алгоритму заряду/розряду батарей. Зазвичай, в системах з акумуляторами енергії, накопичувачі виконують подвійну функцію. Одна з яких полягає в накопиченні енергії від сонячних панелей, а інша - в накопиченні енергії гальмування електротранспорту з наступним поверненням її в мережу в момент розгону рухомого складу задля зменшення пікового навантаження на підстанцію [15, 16]. Таким чином, розташовувати такі системи має найбільший сенс в точках де транспорт гальмує і розганяється, тобто на зупинках або світлофорах. При цьому, вибір накопичувача енергії і обмін енергією в системі являється окремими задачами, які широко описуються в літературі.

Інтеграція сонячних станцій до тягових мереж ЗС теж широко досліджується в літературі. Так, наприклад, в [17] описується інтеграція відновлюваних джерел в ланку ПС гібридної підстанції залізниці (таблиця 1.2 (в)). Такі підстанції використовуються для покращення якості електроживлення потягів, що забезпечується проміжним ПС/ЗС перетворювачем. Через наявність виділеної ланки постійного струму, підключення відновлюваних джерел і

накопичувачів можливо за допомогою одного перетворювача ПС/ПС, що спрощує їх інтеграцію. При цьому, максимальна потужність відновлюваних джерел і накопичувачів у випадку підключення до ліній високої напруги (ВН) значно більша, ніж у мережах низької напруги, що робить таке підключення більш актуальним для потужних електростанцій. В літературі також часто зустрічається під'єднання ВДЕ до ланки постійного струму в кондиціонерах потужності, балансувального обладнання підстанцій [20, 21, 22].

Іншим варіантом, який використовується на даний момент, є підключення розподілених ВДЕ напряму до тягової лінії середньої напруги змінного струму (таблиця 1.2 (г)). Таке підключення, на відміну від попереднього, вимагає встановлення додаткового обладнання –перетворювача ПС/ЗС, а також низькочастотного трансформатора, що збільшує вартість встановлення системи. Проте, через наявність виділеного трансформатора, така система може підключатися до тягової лінії на будь-якій ділянці, що забезпечує гнучкість [18].

Також, слід зауважити, що накопичувачі енергії встановлюються і напряму на електротранспорті, частіше всього – на тролейбусах. Хоч встановлення накопичувачів на борту і збільшує масу транспорту, ефективність рекуперації при гальмуванні при цьому більша, через коротший шлях протікання струму. Також, на відміну від статичних накопичувачів підключених до ділянки лінії, акумулятори розташовані на борту дозволяють рекуперувати енергію на кожному циклі гальмування, в незалежності від наявності розподілених накопичувачів. Проте, таке розташування акумуляторів не дозволяє ефективно використовувати їх для накопичення енергії з ВДЕ.

1.1.4. Оптимальний енергообмін системи.

Однією з найважливіших проблем для систем з відновлюваними джерелами енергії є низька прогнозованість генерації електроенергії [23]. Класичним вирішенням даної проблеми є встановлення накопичувачів енергії. Проте, підключення сонячних панелей разом з накопичувачами до вже

існуючих тягових мереж пов'язане з рядом викликів і задач: 1) оптимізація технічних параметрів встановленої системи в залежності від конкретного місця встановлення; 2) оптимізація енергообміну між елементами системи [24]. Як перша, так і друга задача мають за мету мінімізувати вартість встановлення обладнання, а також максимально пришвидшити період його окупності. На рис. 1.7 зображено можливі потоки енергії в структурі з ВДЕ, накопичувачами енергії, мережею змінного струму, тяговою мережею і додатковим навантаженням підстанції, де контроль здійснюється системою енергоменеджменту.

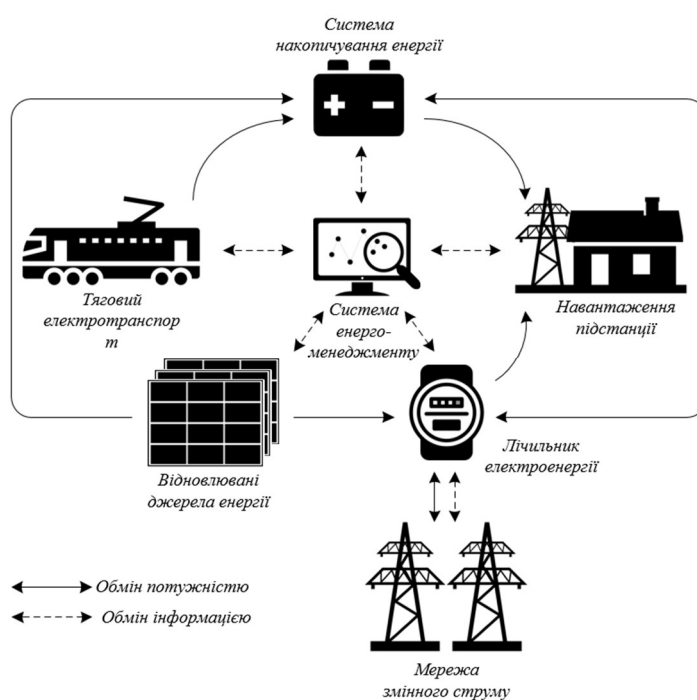


Рис. 1.7. Діаграма обміну енергією між елементами системи з ВДЕ, накопичувачами енергії, різними типами навантаження і мережею.

В літературі, для ефективного управління енергообміном в системах з ВДЕ використовують різноманітні методи керування з врахуванням базових обмежень. Наприклад, в [25] використовується прогностичний метод оцінки на базі динамічного програмування, який оптимізує потоки енергії між сонячними панелями і мережею змінного струму, враховуючи необхідність зниження пікового навантаження на мережу, а також з врахуванням зістарювання

батареї. В [26] пропонується алгоритм керування гібридною системою з двома типами накопичувачів – іоністорами і Li-ion батареями. Запропонована в статті система менеджменту енергії направлена на оптимізацію потоків енергії для мінімізації вартості системи. В [27] приводиться методика вибору ємності акумуляторних батарей, підключених до тягової мережі на базі симуляції, з урахуванням параметрів лінії і рухомого складу. Як приклад, наводяться розрахунок для лінії постійного струму з напругою 1.75 кВ в Парижі. В [28] приводиться модель керування системою з відновлюваними джерелами енергії і гібридними накопичувачами, під'єднаної до тягової мережі змінного струму. На прикладі реальної лінії довжиною 169 км, порівнюється економічна вигода встановлення елементів системи як окремо, так і разом. Відповідно до результатів, встановлення системи і впровадження запропонованого алгоритму контролю дозволяє досягти економії коштів в 33.22% і електроенергії в 9.36% у порівнянні з відсутністю системи. В [29] проводиться три різні моделі системи менеджменту енергії для інтеграції в тягову мережу ПС ВДЕ, накопичувачів енергії а також зарядних пристроїв автомобілів. Основною метою є зменшення вартості інтеграції зарядних пристроїв і підвищення інтеграції сонячних панелей. В статтях [30, 31] розглядається підключення сонячних панелей до ланки ПС «контролеру потужності», що забезпечує обмін енергією в системі, дозволяючи покращити якість електроенергії мережі змінного струму. Розроблена оптимізаційна модель націлена на мінімізацію витрат на інтеграцію обладнання в мережу.

1.2. Сучасні тренди в фотовольтаїці і стан досліджень.

1.2.1. Технологія виготовлення панелей.

Окрім факторів зв'язаних зі зменшенням викидів вуглекислого газу в атмосферу, важливою причиною, яка впливає на ріст популярності сонячної енергетики є постійний розвиток технологій виробництва сонячних панелей, що впливає на їх ефективність і вартість. Ціна на сонячну установку визначається як сума витрат на сонячні панелі, перетворювачі енергії для них,

допоміжне обладнання, на їх встановлення, а також інших допоміжних витрат, які закладаються компанією у вартість сонячної установки, таких як маркетинг, витрати на отримання дозволів, перевірку та підключення установки (рис. 1.8). Відповідно до даних Національної Лабораторії Відновлюваних Джерел (NREL), ціна на системи з сонячною генерацією постійно зменшувалася аж до 2021 року і за 10 років знизилася майже в 3 рази. У 2022, відповідно до нестабільності ринку, що був спричинений різними факторами, ціна на компоненти для інверторів, а також на модулі виросла майже в 1.5 рази, що призвело до невеликого подорожчання системи в цілому. Слід зауважити, що протягом часу ціна зменшилася як для приватних потужностей (децентралізовані системи встановлені біля будинку/на даху з потужністю в діапазоні від 4 до 10 кВт), так і для промислових потужностей (діапазон від 50 кВт до 5 МВт і більше).

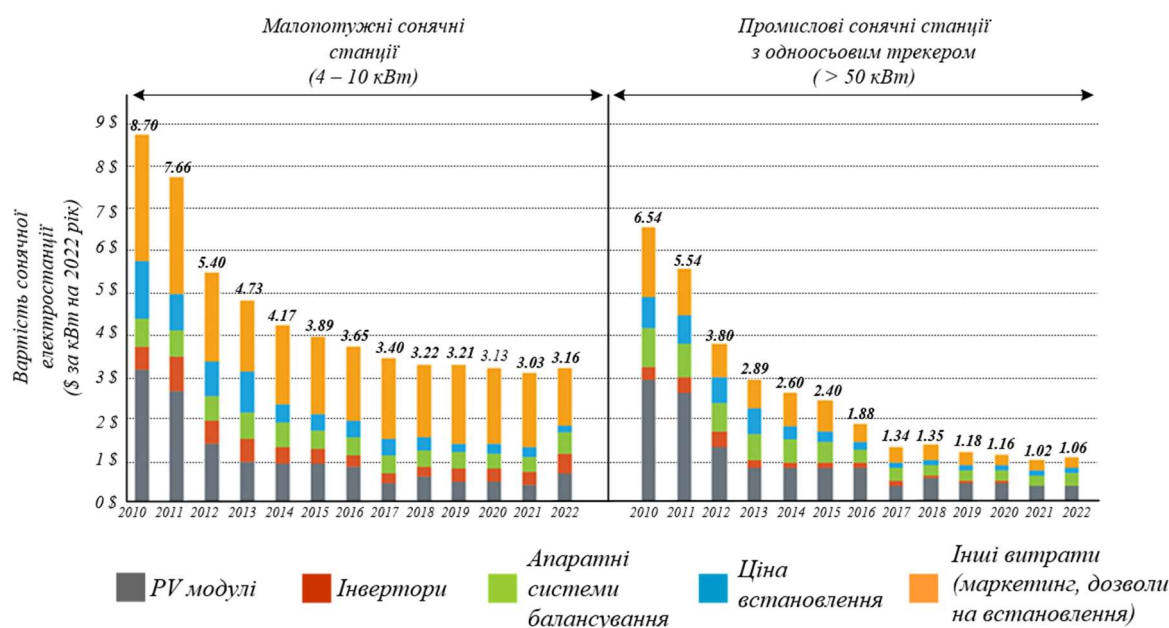


Рис. 1.8. Вартість сонячної електростанції в \$ за кВт станом на 2022 рік [32].

При цьому, завдяки розвитку технології виготовлення кристалів, одночасно зі зменшенням ціни, ефективність сонячних панелей зростає. Ефективність сонячного ФВ-модуля визначається як вихідна потужність до вхідної при стандартних умовах вимірювання: сонячне випромінювання 1000 Вт/м², робоча температура середовища 25°C, а маса повітря - 1.5. Наприклад,

сонячний фотоелектричний модуль який має ефективність 20%, максимально може генерувати 200 Вт на квадратний метр [33] і передавати в навантаження при цьому 50%, тобто 100 Вт. При цьому, ефективність панелі напряму залежить від використовуваної технології (рис. 1.9).

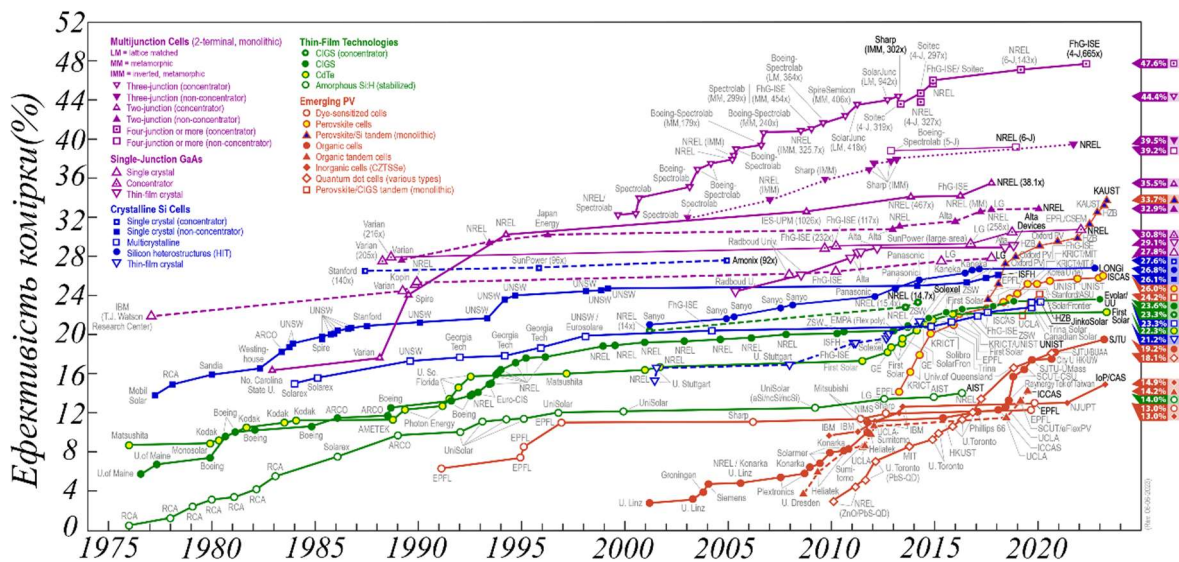


Рис. 1.9. Ефективність сонячних панелей з кожним роком зростає [34].

Найрозповсюдженими досліджуваними технологіями створення сонячних елементів є:

❖ Багатоперехідний сонячний елемент;

Складається з декількох шарів р-п переходів, які реагують на різну довжину хвилі. Найвища ефективність (теоретично – 86,6%. На практиці – до 47,6%). Недолік – дороговизна через складну структуру. На даний момент використовуються сонячні концентратори, які концентрують сонячне випромінювання на кристалі для зменшення площі кристалу і, як результат, ціни.

❖ Одноперехідний GaAs сонячний елемент;

Найбільшою перевагою GaAs елементів є їх майже нульовий температурний коефіцієнт. При підвищенні температури сонячної панелі для Si технології, ефективність падає приблизно на 0,4% / °C. Для GaAs технології

такого не відбувається і ефективність майже не змінюється, що призводить до більшої ефективності таких панелей.

❖ Кристалічний Si сонячний елемент;

Одна з найдешевших, найпопулярніших і найстаріших технологій виготовлення панелей на даний момент (була розроблена в 1950 роках). Активно використовується в великомасштабних сонячних електростанціях.

❖ Тонкоплівковий сонячний елемент;

Перевагою є менша товщина (від кількох *нм* до кількох *мкм*), вага і прозорість, що полегшує їх інтеграцію в різні будівельні матеріали, наприклад в скло для вікон. Для порівняння, структура з кристалічного Si має товщину біля 200 мкм. Як результат, тонкоплівкові елементи потребують менше енергії і ресурсів для виготовлення, а також менше токсичних елементів, що робить їх більш екологічними. Недоліком є дороговизна і нижча ефективність (в середньому 23%) у порівнянні з іншими технологіями.

❖ Інші технології (органічні елементи, елементи з перовськіту, елементи Гретцеля)

Третя генерація сонячних елементів, одним із найперспективніших з яких є елементи з перовськіту. Використовувані матеріали мають низьку вартість, а високий коефіцієнт поглинання дозволяє тонким плівкам (близько 500 нм) поглинати весь видимий сонячний спектр. Таким чином, поєднання цих функцій дозволяє створювати недорогі, високоефективні (біля 25%, що близько до кристалічного Si), тонкі, легкі та гнучкі сонячні модулі. На даний момент технологія не є розповсюдженою, але вважається перспективною.

1.2.2. З'єднання ФВ панелей.

Сонячна батарея на кристалічній основі має р-п-перехід з напругою одного елемента менше 1 В, що є недостатнім для підключення до тягових мереж. Для підвищення напруги і потужності, елементи з'єднують послідовно для

підвищення напруги і паралельно для підвищення потужності (Рис. 1.10(а)), формуючи модуль. Для забезпечення високих рівнів напруги й потужності (до мегават), модулі з'єднуються послідовно для формування рядів і паралельно для формування масивів (Рис. 1.10 (б)) [35]. Для блокування зворотних струмів використовуються блокуючі діоди, встановлені послідовно з рядом модулів. Проте, через значні втрати на них, їх намагаються не застосовувати. Додатково, новітні ФВ модулі мають певний допустимий рівень зворотного струму, що дає змогу встановлювати запобіжники й автоматичні вимикачі замість блокуючих діодів і підвищує ефективність панелей. Іншим типом використовуваних в сонячних панелях діодів є обхідні діоди, які необхідні для створення шляху протікання струму у випадку, коли модуль в ряду затінений і має високий опір. Це дозволяє підвищити загальну генеровану рядом панелей потужність.

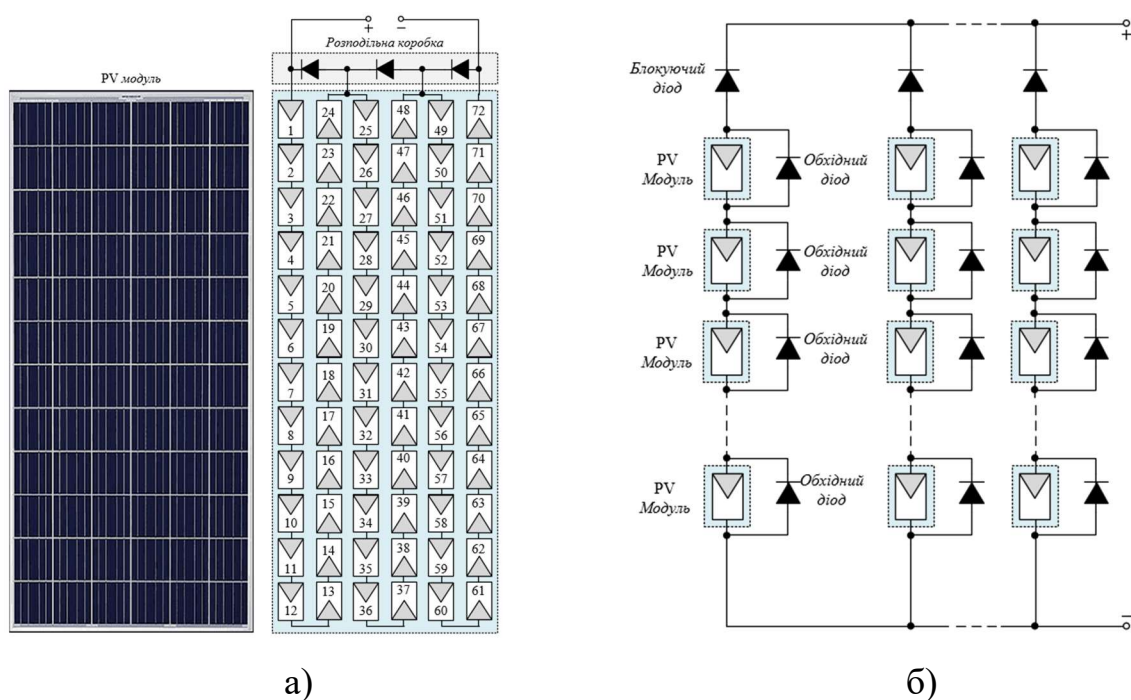
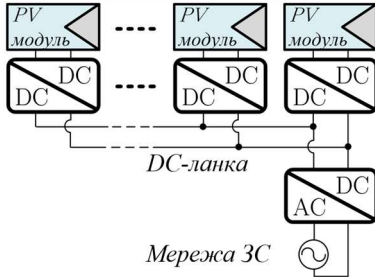
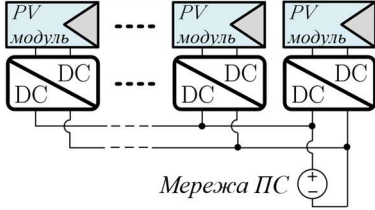
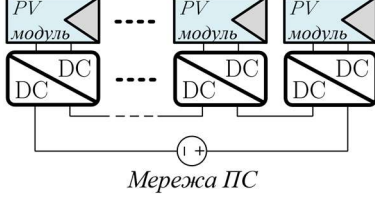


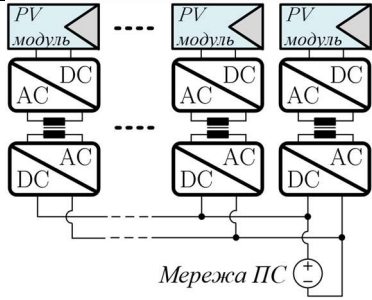
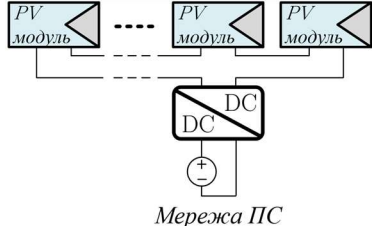
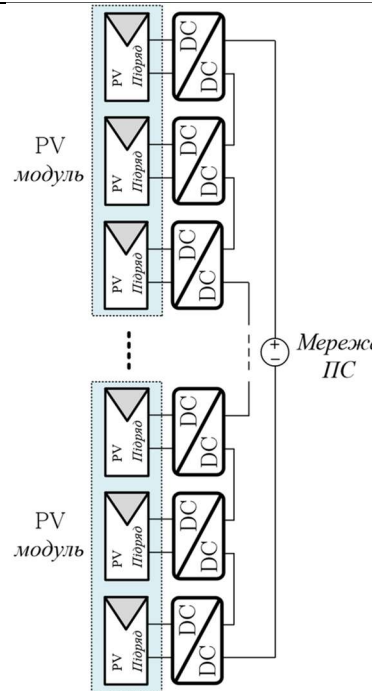
Рис. 1.10. Структура сонячного модуля з 72 елементів (а) і масиву сонячних панелей (б).

Як результат, напруга масиву сонячних панелей може бути різною і зазвичай лежить в межах від 600 В до 1500 В у залежності від застосування. При цьому, як вже зазначалось для досягнення різних рівнів напруги, масштабування системи, збільшення потужності і відбору максимальної потужності можуть

використовуватися різні схеми підключення панелей до тягових мереж. В таблиці 1.3 наводяться порівняння основних схем під'єднання сонячних панелей до тягових мереж з використанням різного типу з'єднання як ФВ модулів, так і їх перетворювачів.

Таблиця 1.3. Схеми підключення сонячних панелей.

| Схема | Опис |
|---|---|
| Модульне з'єднання | |
| <p>Паралельне модульне під'єднання до мережі ЗС</p>  | <p>Переваги:</p> <ul style="list-style-type: none"> ❖ надійність, так як вихід з ладу одного перетворювача/панелі не впливає на роботу інших. <p>Недоліки:</p> <ul style="list-style-type: none"> ❖ підключення через додатковий DC/AC перетворювач; ❖ низька ефективність через високий струм і додаткову ланку ПС/ЗС. |
| <p>Паралельне модульне під'єднання до мережі ПС</p>  | <p>Переваги:</p> <ul style="list-style-type: none"> ❖ надійність, так як вихід з ладу одного перетворювача/панелі не впливає на роботу інших. <p>Недоліки:</p> <ul style="list-style-type: none"> ❖ низька напруга модуля вимагає використання перетворювачів з високим коефіцієнтом передачі; ❖ через високий струм – низька ефективність. |
| <p>Послідовне модульне під'єднання</p>  | <p>Переваги:</p> <ul style="list-style-type: none"> ❖ висока ефективність через послідовне з'єднання перетворювачів і низький струм; ❖ перетворювачі не мають працювати з високим коефіцієнтом перетворення; ❖ висока модульність за рахунок зміни кількості послідовно з'єднаних панелей, що дає можливість підключення до різних рівнів напруги. <p>Недоліки:</p> <ul style="list-style-type: none"> ❖ середня надійність, так як при виході з ладу одного перетворювача, система має підлаштовуватись. |

| | |
|---|---|
| <p>Паралельне модульне ізольоване під'єднання</p>  | <p>Переваги:</p> <ul style="list-style-type: none"> ❖ за рахунок гальванічної ізоляції, можливо досягти високих коефіцієнтів передачі з високою ефективністю; ❖ наявність гальванічної ізоляції; ❖ висока надійність. <p>Недоліки:</p> <ul style="list-style-type: none"> ❖ висока ціна. |
| <p>Під'єднання ряду</p>  | <p>Переваги:</p> <ul style="list-style-type: none"> ❖ висока ефективність за рахунок високої напруги; ❖ низька ціна. <p>Недоліки:</p> <ul style="list-style-type: none"> ❖ низька надійність, так як при виході з ладу одного перетворювача, весь ряд перестає працювати; ❖ неможливість контролювати відбір потужності кожного модулю окремо, що знижую ефективність перетворення сонячної енергії в електричну. |
| <p>Підмодульне з'єднання</p> | |
| <p>Підмодульне послідовне під'єднання</p>  | <p>Переваги:</p> <ul style="list-style-type: none"> ❖ висока ефективність; ❖ можливість максимального відбору потужності від кожного підмодуля окремо, через що ефективність перетворення сонячної енергії в електричну – висока. <p>Недоліки:</p> <ul style="list-style-type: none"> ❖ низька надійність, так як при виході з ладу одного перетворювача, весь ряд перестає працювати. Додаткові заходи для обходу пошкодженої ланки мають бути ужиті, що підвищує ціну; ❖ в стандартних панелях, всі підмодулі з'єднуються послідовно, через що впровадження описаного з'єднання без зміни в технологію виробництва панелей проблематичне. |

| | |
|---|--|
| <p>Під'єднання через часткові перетворювачі</p> | <p>Переваги:</p> <ul style="list-style-type: none"> ❖ висока ефективність самих перетворювачів, так як перетворюється лише частина енергії у випадку різної генерації підмодулів; ❖ підвищена надійність, так як перетворювачі з'єднані паралельно і створюють паралельний шлях для протікання струму у разі виходу із ладу підмодуля. <p>Недоліки:</p> <ul style="list-style-type: none"> ❖ найвища вартість; ❖ складність контролю перетворювачів; ❖ через складність використовуваних топологій і їх з'єднання з панелями, ефективність перетворення сонячної енергії в електричну – низька. |
| <p>Елементне з'єднання</p> | |
| <p>Елементне під'єднання</p> | <p>Переваги:</p> <ul style="list-style-type: none"> ❖ найвища ефективність відбору потужності від кожного сонячного елемента. <p>Недоліки:</p> <ul style="list-style-type: none"> ❖ складність системи; ❖ висока ціна через велику кількість перетворювачів (на кожному елементі); ❖ низька ефективність перетворювачів через низьку напругу одного елемента. |

На даний момент, найбільш популярною схемою з'єднання являється послідовне з'єднання модулів для підвищення напруги з послідовним центральним перетворювачем ПС/ПС або ПС/ЗС. Це пов'язано з простотою такої системи, а також з відносно низькою ціною [36]. Елементне і підмодульне з'єднання хоч і забезпечує високу ефективність відбору енергії, через доволі

низьку напругу елементів характеризується нижчою ефективністю перетворювачів, а через їх значну кількість і підвищеною складністю, таке під'єднання на даний момент не є економічно вигідним.

Таким чином, елементне і підмодульне під'єднання панелей є найбільш доцільним там, де потрібен максимальний відбір потужності від кожної комірки, навіть в сильно затінених умовах, тобто в місцях, де площа сонячних панелей строго лімітована. При цьому, підвищена ефективність відбору енергії досягається шляхом встановлення додаткових перетворювачів, що помітно збільшує ціну, і, як результат, не підходить для інтеграції сонячних панелей в тягові мережі.

Модульне під'єднання, на відміну від елементного, являється більш дешевим в застосуванні і набирає популярності для малопотужних сонячних електростанцій (наприклад на дахах приватних будинків). У випадку підключення до тягових мереж, таке з'єднання може бути використане для підвищення пікової потужності сонячних станцій, площа яких лімітована, наприклад, в межах міста, де встановлення великої кількості панелей неможливе. При цьому, у випадку модульного з'єднання, підключення до тягових ліній низької напруги виглядає більш доцільним, так як підключення відбувається до мережі ПС, що вимагає лише одного перетворювача. Також підключення до мережі НН ПС дозволяє узгодити рівні напруги панелей і тягової лінії, використовуючи більш прості перетворювачі, що знижує загальну ціну установки.

Через що, найбільш доцільним типом під'єднання до тягових мереж сонячних станцій середньої і великої потужності є під'єднання ряду панелей через централізований перетворювач ПС/ПС або через дволанковий перетворювач ПС/ПС + ПС/ЗС, в залежності від типу живлення тягової лінії. Під'єднання ряду дозволяє досягти більшої ефективності передачі енергії за рахунок підвищеної напруги, що особливо актуально в зв'язку з великою кількістю дротів які використовуються для підключення панелей в

великомасштабних сонячних електростанціях. Додатково, через використання лише одного перетворювача на цілий ряд, економічна вигода при масштабуванні сонячної станції значно помітніша у порівнянні з малопотужними електростанціями. При цьому, оскільки потужні сонячні станції можливо під'єднувати лише до тягових ліній високої напруги, які в основному знаходяться за містом, де не має проблем з доступною площею, нижча ефективність відбору потужності від кожного індивідуального модуля може бути компенсована шляхом встановлення більшої кількості панелей.

1.3. Вибір накопичувача енергії системи.

В системах з акумуляцією енергії, вибір типу накопичувача енергії є дуже важливим, так як напряму впливає на ціну системи, час наробітки на відмову, габарити і динаміку системи. Найпопулярнішими на даний момент технологіями, що використовуються є іоністори, літій-іонні (Li-ion), нікель-метал-гідридні (NiMH) акумулятори, а також махові колеса. Механізм накопичення енергії при цьому також відрізняється. Енергія може зберігатись в електричному полі (іоністори), в електрохімічних елементах (різні типи батарей), а також в механічному вигляді (махове колесо). При цьому, вибір конкретного типу накопичувача залежить від точки встановлення і конкретної задачі, яку потрібно виконати. На рис. 1.11 наводиться порівняння щільності потужностей і енергії різних типів накопичувачів енергії, а в таблиці 1.4, порівнюються технології відповідно до їх технічних і економічних параметрів.

Іоністори. Через високу динаміку гальмування і розгону електротранспорту, для рекуперації енергії широко використовуються іоністори. Оскільки енергія накопичується в електричному полі, іоністори мають високу щільність потужності – близько 10 000 кВт/кг і можуть працювати при низьких температурах. При цьому, кількість циклів заряду розряду є досить високою у порівнянні з електрохімічними накопичувачами. Суттєвим недоліком іоністорів є їх відносно висока ціна – 10 000 \$/кВт*г і низька щільність енергії, через що системи з високою ємністю є громіздкими і

коштовними, а через це, майже не використовуються в системах для накоплення енергії сонячних панелей (таблиця 1.4).

Махове колесо. Накопичувач на базі махового колеса перетворює електричну енергію в кінетичну енергію обертання. Перевагою махового колеса є досить швидкий процес перетворення енергії (заряду/розряду), довговічність (більше 15 років), а також широкий діапазон робочих температур. У порівнянні з іоністорами, махові колеса мають кращі параметри щільності потужності і енергії. При цьому, вартість встановлення механічних накопичувачів за кВт*г вища ніж у електрохімічних. Хоч махові колеса і підходять для накопичення енергії гальмування електротранспорту, через відносно низьку щільність енергії, використання їх для накопичення енергії відновлюваних джерел енергії недоцільне.

Li-ion, NiMh. На відміну від іоністорів, в Li-ion і NiMH накопичувачах енергія зберігається в хімічних зв'язках. Їх недоліком є відносно низька щільність потужності, зменшення ємності від часу, а також низька кількість циклів заряду/розряду (близько 3 000 в залежності від технології), що впливає на максимальний час служби (біля 15 років). Серед значних переваг Li-ion батарей можна виділити відносно низьку ціну, що дозволяє створювати системи зберігання з досить високою енергією ціною близько 100 \$/кВт*г. Через високу щільність енергії, накопичувачі з Li-ion батарей є одними із найпопулярніших в системах накопичення з відновлюваними джерелами енергії. NiMH батареї у порівнянні з Li-ion, мають вузький діапазон робочих температур, нижчу щільність енергії, вищу ціну, а також нижчу ефективність, через що застосовуються рідше.

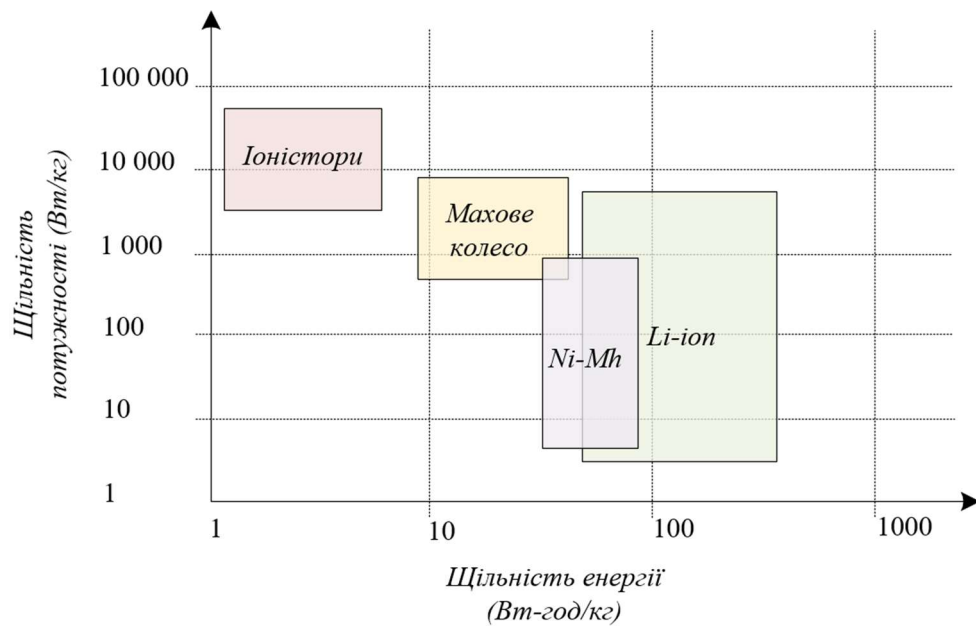


Рис. 1.11. Щільність енергії й потужності різних типів накопичувачів електроенергії, що використовуються в гібридних системах з ФВ панелями [37].

Таблиця 1.4. Характеристики різних типів накопичувачів у тягових системах.

| Тип накопичувача | Ефективність | Час розряду | Робочий цикл | | Ціна | |
|------------------|--------------|-------------|--------------|-------------|-------------|-------------|
| | | | Календарний | К-ть циклів | \$/кВт*г | \$/кВт |
| Іоністор | 90-99% | мкс - хв | - | < 1000 000 | ~10 000 | - |
| Махове колесо | 90-95% | мкс - хв | >15 років | 200 000 | 3000 - 6000 | ~300 – 1000 |
| Li-Ion | >95% | с - г | 15 років | 1000 -15000 | 100 – 2500 | - |
| NiMh | 65-70% | с - г | - | 1500 - 3000 | 400 – 2400 | - |

Іншими важливими параметрами при інтеграції сонячних панелей з накопичувачами в тягові мережі, наряду з щільностями потужності і енергії, є динаміка розряду/заряду. Як описувалось раніше, сонячні панелі потребують встановлення накопичувачів з великою ємністю, таких як Li-іон акумулятори. Проте, цикли рекуперації енергії гальмування електротранспорту характеризуються високою потужністю і низькою енергією. Через що накопичувачі для цілей рекуперації повинні мати досить високу щільність потужності, як іоністори й махові колеса. Також можливе використання гібридної системи з двома типами накопичувачів, де для зберігання миттєвої енергії гальмування використовуються іоністори, а для накопичення енергії сонячних панелей – Li-іон акумулятори [26].

1.4. Вибір перетворювача для сонячних панелей.

1.4.1. Сучасні тренди в силовій електроніці для фотовольтаїки.

На даний момент загальними трендами в фотовольтаїці є: підвищення робочої напруги модулів задля зменшення втрат; збільшення ефективності алгоритмів максимального відбору потужності; інтеграція сонячних панелей в будівельні матеріали, для встановлення на дахах будинків [7]. Однак, перетворювачі для сонячних панелей також слідує і глобальним трендам силової електроніки, таким як підвищення ефективності перетворення енергії, щільності потужності, зменшення масо-габаритних параметрів, зменшення ціни і підвищення відмовостійкості, при цьому, зберігаючи такі важливі параметри як технологічність, можливість переробки і надійність (рис. 1.12) [38].

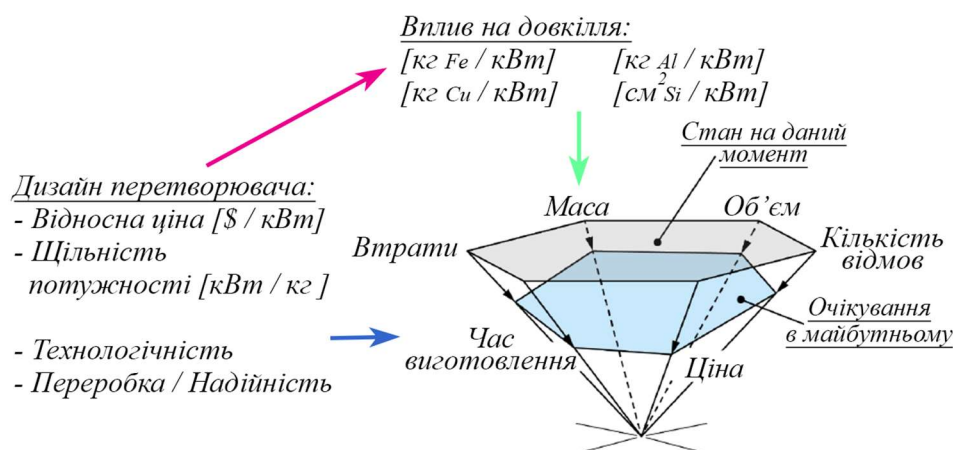


Рис. 1.12. Основні напрямки покращення силових електронних систем.

Використання новітньої елементної бази.

З появою на ринку SiC (карбід кремнію) транзисторів, активно почалося дослідження їх можливостей в ФВ системах. У порівнянні з Si (кремнієвими) транзисторами, SiC мають значно менше значення опору каналу R_{dsON} при тому самому значенні максимальної напруги. Це дозволяє створювати більш ефективні перетворювачі у порівнянні з Si транзисторами. При цьому, через кращі динамічні характеристики й підвищену максимально допустиму напругу

SiC транзисторів можливим є і збільшення щільності потужності перетворювачів за рахунок збільшення робочої частоти і збільшення напруги до 1700В. Наприклад, в [39] порівнюються дволанкові топології інверторів для ФВ систем з використанням SiC і Si елементів. Відзначається, що при використанні SiC транзисторів і 2-рівневої топології вдається досягти вищої ефективності і щільності потужності у порівнянні з 3-рівневими топологіями на Si транзисторах (рис. 1.13). Так, для прикладу, при однаковій потужності в 10кВт, топологія на SiC транзисторах, при роботі на частоті 8 кГц, показує значення ефективності на 0.5% більше і займає на 1л менше об'єму, ніж інші порівнювані перетворювачі.

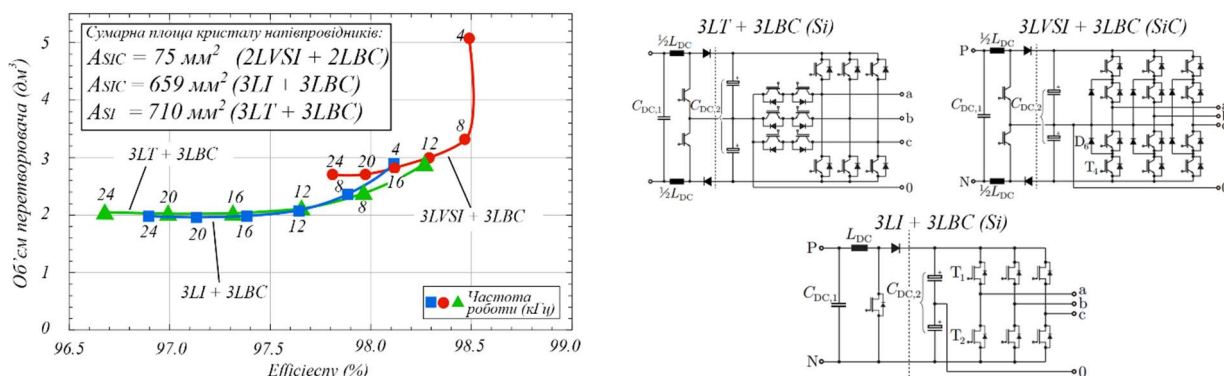


Рис. 1.13. Порівняння ефективності, питомої потужності, а також площі яку займає кристал напівпровідникових ключів у 2-х і 3-х рівневих двоетапних топологіях перетворювачів для інтеграції сонячних панелей в мережу змінного струму [39].

Іншим типом транзисторів з широкою забороненою зоною, що активно розвивається є транзистори з нітриду галію (GaN). На даний момент, через відносно низьку максимальну напругу GaN транзисторів доступних на ринку, вони, частіше за все, використовуються в низьковольтних застосуваннях або в багаторівневих топологіях. В [40], наприклад, розглядається ізольований підвищуючий резонансний перетворювач ПС/ПС з вхідною напругою 15-45В і вихідною 400В з ефективністю в 97% та щільністю потужності 4.6 кВт/л. Так само як і з SiC транзисторами, низьке значення R_{dsON} GaN транзисторів дозволяє створювати перетворювачі з більш високою ефективністю.

При цьому, слід зауважити, що більш швидке перемикання SiC і GaN ключів (високе dV/dt) вимагає більшої уваги до проблем електромагнітної сумісності і дизайну друкованої плати для мінімізації паразитних компонентів на шляху комутації транзисторів. Паразитні індуктивності виводів транзистора, драйвера і друкованої плати приводять до небажаних осциляцій потужності і додаткових втрат, що напряду впливає на ефективність перетворювача [41]. Як результат, дизайн перетворювачів працюючих на високій частоті є проблематичним. На даний момент, для мінімізації паразитних елементів, різні компанії пропонують інтегровані рішення (рис. 1.14(б)), в яких GaN транзистор розташований з драйвером і додатковим захистом на одному кристалі (CoolGan – Infineon [42], MasterGan – STM [43], Texas Instruments [44]).

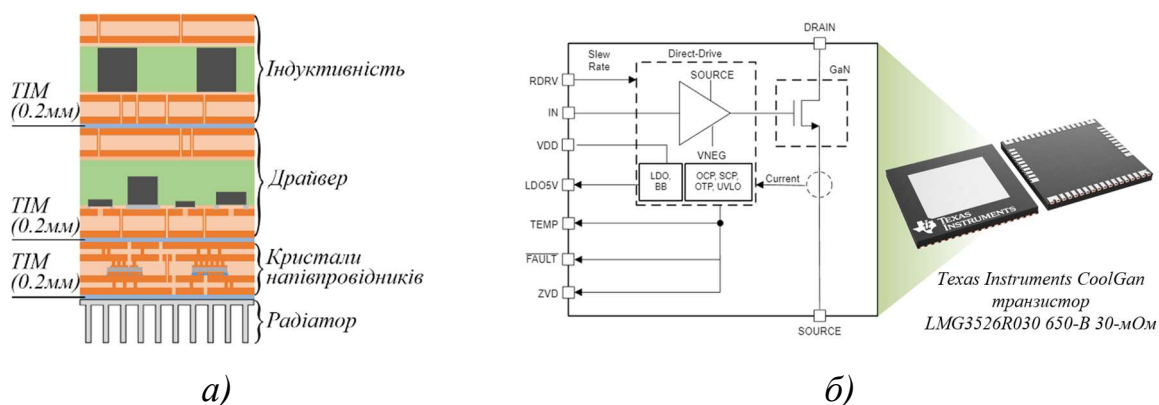


Рис. 1.14. Інтеграція елементів силової й цифрової електроніки в друковану плату задля підвищення технологічності і зменшення габаритів [46] (а), де ТІМ – thermal interface material (матеріал термоінтерфейсу); Схема CoolGan транзистора фірми Texas Instruments з інтегрованим драйвером для мінімізації паразитних параметрів (б) [44].

Іншим варіантом оптимізації шляху протікання струму, підвищенню технологічності, а також збільшенню щільності потужності силових модулів може бути концепт інтеграції електронних компонентів напряду в багат шарову друковану плату (рис. 1.14(а)). Це мінімізує паразитні індуктивності, які можуть виникати між корпусами елементів, що у свою чергу пришвидшує перемикання ключів і підвищує ефективність [45]. Недоліком

такого підходу є низька ремонтпридатність і, як результат, складність переробки.

Популярним рішенням, що комерційно виробляється є інтеграція під одним корпусом цілого перетворювача (рис. 1.15). Зазвичай, їх використовують в системах де потрібна надвисока щільність потужності, низький рівень електромагнітного шуму і висока ефективність.

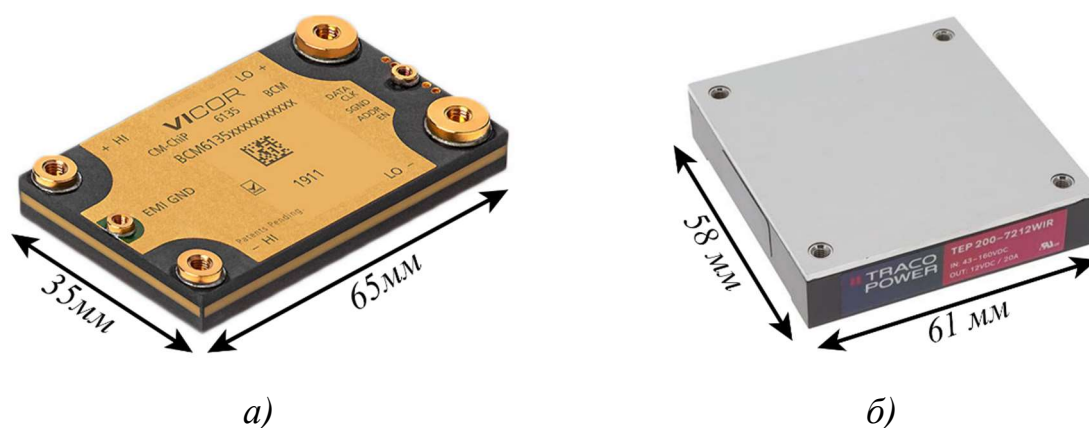


Рис. 1.15. а) ізолюваний перетворювач ПС/ПС, 3.12 кВт, ефективність - 97.8%, щільність потужності – 207 кВт/л, вага – 68г, вхід – 260В, вихід – 410В [47]; б) ізолюваний перетворювач ПС/ПС, 200 Вт, ефективність - 90.0%, щільність потужності – 4,4 кВт/л, вхід – 24В, вихід – 48В [48].

Додатково, на рівні з напівпровідниками розвиваються і пасивні компоненти, вибір яких впливає як на ефективність так і на питому потужність перетворювача. В якості основного матеріалу для трансформаторів на даний момент використовується осердя з METGLAS з використанням суцільного дроту (для частот до 20 кГц) або з використанням феритів, наприклад N87 і літцендрату для частот від 25кГц до 500 кГц. В якості матеріалів для дроселів і фільтрів зазвичай використовують KoолMu тороїдальні сердечники, що мають низькі втрати, відносно високу індукцію насичення, а також низьку магнітострикцію. В якості матеріалів для синфазних фільтрів популярними є Nanocrystalline сердечники через їх високу магнітну проникність і, як результат, менший розмір [49]. При цьому, через ріст складності систем керування

перетворювачами все частіше використовується програмовані користувачем вентильні матриці (ПКВМ) в комбінації з процесорами на базі ARM ядер. Так, фірми виробники цифрових процесорів навіть створюють лінійки цифрових сигнальних процесорів для керування силовими електронними пристроями. Наприклад, за допомогою мікропроцесорів фірми STM32F3, STM32G4 й STM32H7, можна створювати ШІМ з роздільною здатністю до 184 пс [50].

Оптимізація перетворювачів.

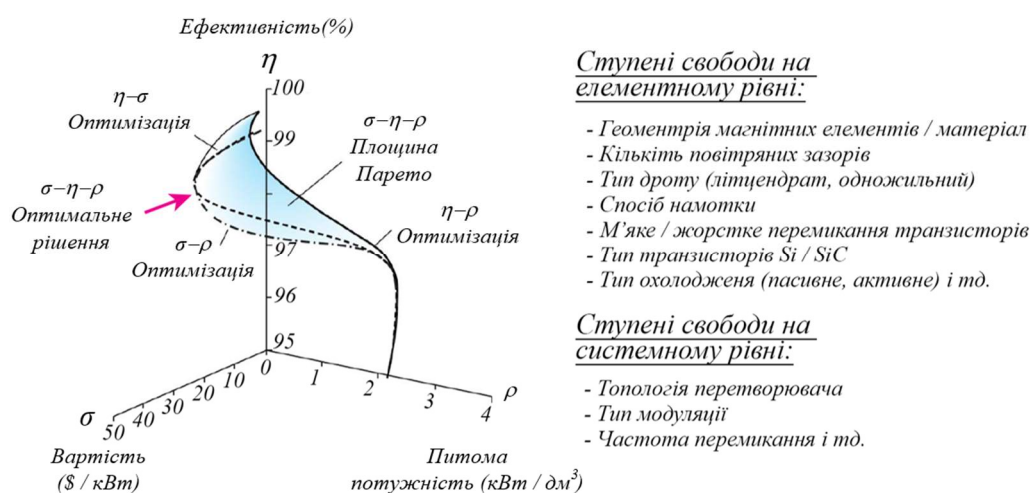


Рис. 1.16. Парето η - ρ - σ площина, що використовується для знаходження оптимальної конфігурації перетворювача відповідно до вказаних критеріїв і враховує ефективність, вартість і питому потужності перетворювача.

Оскільки для більшості сучасних задач перетворення енергії вже існує високоефективне і дешеве рішення, актуальним є задача оптимізації таких рішень відповідно до конкретних задач [51]. Використання евристичних методів оптимізації силової електроніки хоч і дає відносно швидкий результат, він майже завжди є не оптимальним [52]. Відповідно, для знаходження рішень з найкращою питомою потужністю, високою ефективністю і найнижчою ціною часто застосовуються математичні (Linear Programming, Geometric Programming) або мета-евристичні методи оптимізації (Swarm Intelligence, Evolutionary algorithm -> Mono-objective & Multi-Objective) [53].

Наприклад, в [54] використовується η - ρ Парето для оцінки ефективності і питомої потужності перетворювача як нероздільні критерії для порівняння. При цьому, фронт можна розширити до η - ρ - σ , додавши також питому ціну перетворювача як третю цільову функцію (рис. 1.16). Результатом оптимізації в такому випадку буде площина Парето, відповідно до якої обирається оптимальне для поставленої задачі рішення. При цьому, змінними можуть виступати такі параметри як геометрія і матеріал магнітних елементів, кількість зазорів в сердечнику, тип і товщина використовуваного дроту, топологія намотування, тип охолодження, тип обраних ключів і тп.

Багаторівневі перетворювачі й перетворювачі з чергуванням фаз.

Одним із трендів для покращення характеристик перетворювачів, підвищення технологічності і гнучкості використання є їх модульна реалізація. Загалом можна виділити паралельне модульне з'єднання і послідовне, а також їх комбінації, коли входи з'єднані паралельно, а виходи послідовно і навпаки.

В результаті паралельного з'єднання модулів можна досягти:

- максимальної ефективності в широкому діапазоні навантажень за рахунок часткового вимкнення модулів при необхідності (рис. 1.17 (a)).
- зменшити пульсації вхідного і вихідного струму за рахунок підвищення ефективної частоти роботи системи (кожен модуль працює із зсувом фаз, в результаті чого ефективна частота системи в n разів вища, де n -кількість модулів) [55];
- за рахунок підвищеної ефективної частоти, габарити пасивних компонентів менші (ємність конденсатора може бути зменшена у 8 разів в 2-х модульній структурі в порівнянні з 1 модульною), що призводить до вищої питомої потужності перетворювача (Рис. 1.17 (б)).

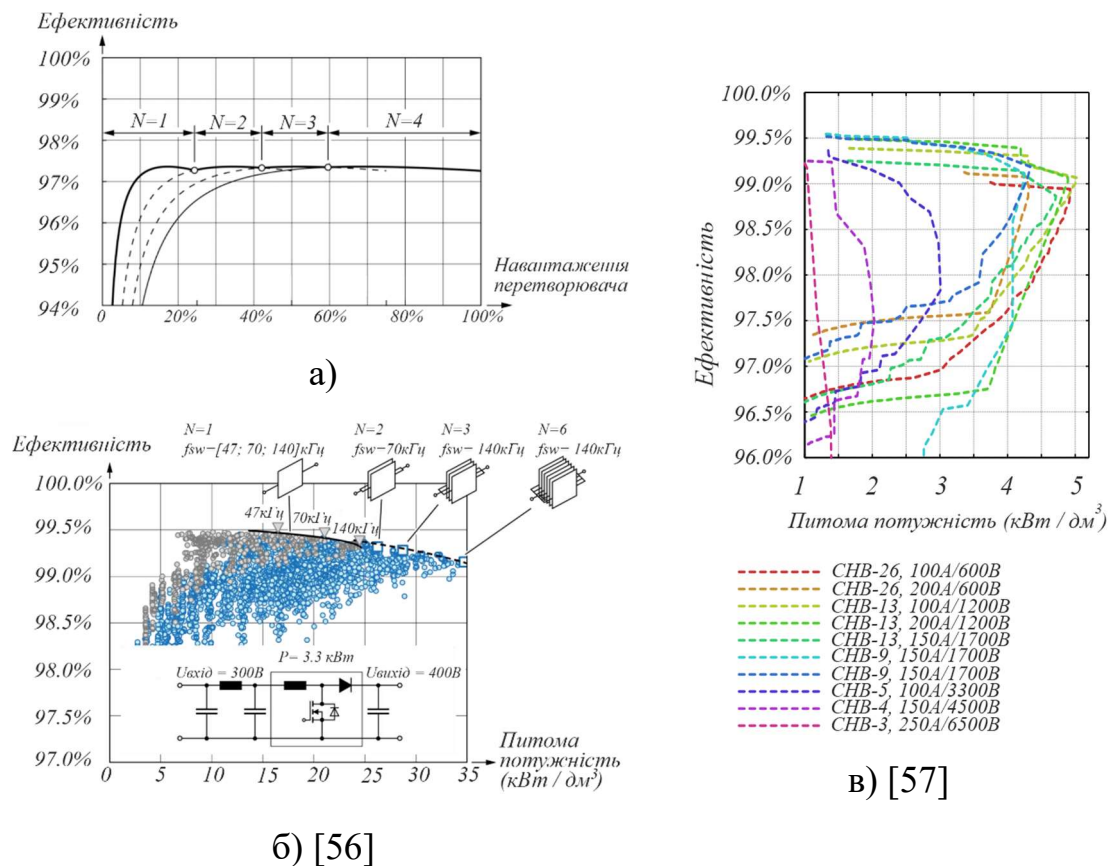


Рис. 1.17. а) Крива ефективності 4-модульного перетворювача в залежності від навантаження, де N – кількість ланок; б) фронт Парето для ефективності і питомої потужності класичного підвищувачого перетворювача потужністю 3.3 кВт з різною кількістю модулів з’єднаних паралельно; в) фронт Парето для каскадного напівмостового перетворювача з різною кількістю послідовно з’єднаних ланок.

Послідовне з’єднання і використання багаторівневих перетворювачів дозволяє:

- зменшити пульсації і знизити гармоніки за рахунок багаторівневості;
- за рахунок менших значень dV/dt на транзисторах у багаторівневих перетворювачах ефективність різко збільшується зі збільшенням кількості модулів [58];
- збільшити питому потужність (рис. 17 (в));
- підключення до більш високих напруг досягається послідовним з’єднанням низьковольтних елементів, що мають менше значення R_{dsON} [56];

— використовувати низьковольтні технології в високовольтних застосуваннях [38].

Таким чином, як паралельне так і послідовне з'єднання перетворювачів дозволяють подолати деякі проблеми силової електроніки, такі як бар'єр максимальної частоти, ціни перетворювача (за рахунок стандартизації модулів) і дозволяють досягти надвисокої ефективності. При цьому, актуальними проблемами модульних перетворювачів залишаються складність системи керування, що вимагає використання мікропроцесорних систем підвищеної складності, а також задача надійності, через підвищену кількість елементів [59, 56].

1.4.2. Задача вибору перетворювача ПС/ПС.

При підключенні сонячних панелей до мережі змінного струму до перетворювача висувається ряд вимог, які безпосередньо пов'язані зі специфікою роботи як тягової мережі так і самих сонячних панелей. Так, при підключенні сонячних панелей до мережі, важливим є їх робота в точці максимальної потужності. В залежності від температури, освітлення і затінення панелі/масиву панелей точка максимальної потужності може знаходитись на різних рівнях напруги (рис. 1.18 (в)). Як результат, для масиву панелей діапазон зміни напруги максимальної потужності може змінюватись від 15% до 80% напруги холостого ходу. Тобто, для масиву з 25 модулів з напругою холостого ходу 60 В з'єднаних послідовно діапазон напруги максимальної потужності складає $V^{ПТМП}_{min} = 60 \cdot 25 \cdot 0.15 \approx 250\text{В}$ і $V^{ПТМП}_{max} = 60 \cdot 25 \cdot 0.8 \approx 1200\text{В}$ (рис. 1.18 (в)). Як результат, для ефективного відбору потужності і роботи перетворювача в точці максимального відбору потужності, необхідним є використання перетворювачів з широким вхідним діапазоном напруги.

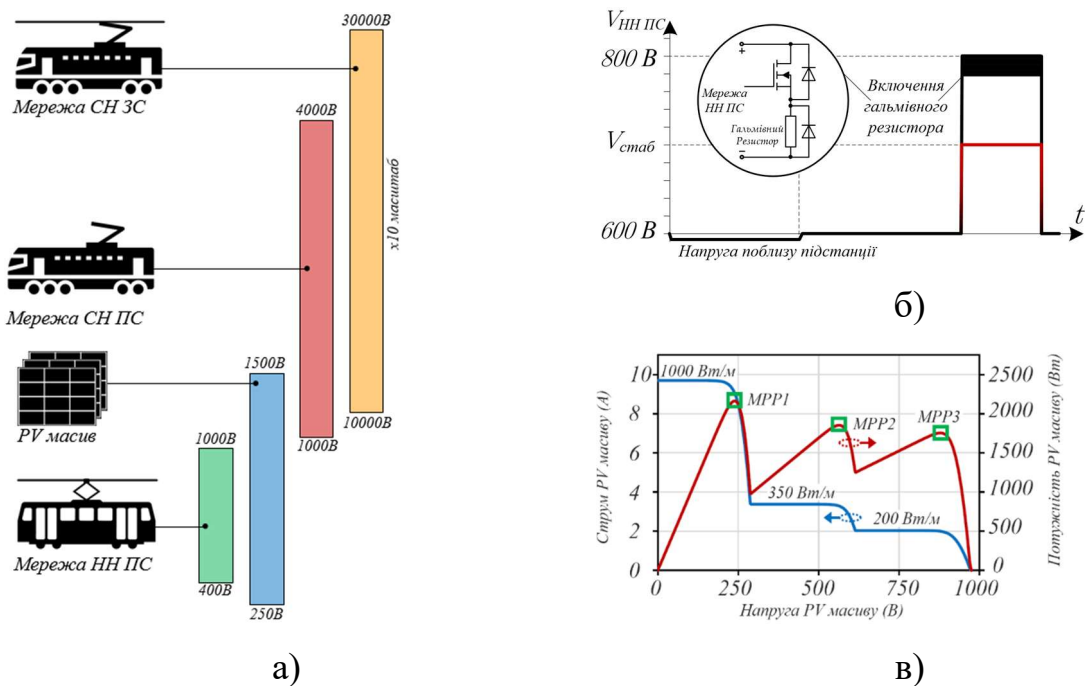


Рис. 1.18. а) Рівні і можливий діапазон зміни напруги елементів системи з сонячними панелями і тяговими мережами; б) Графік зміни напруги на лінії НН ПС трамвая в залежності від споживання без системи рекуперації (з включенням гальмівного резистора) і з системою рекуперації енергії і стабілізацією напруги на рівні $V_{стаб}$; в) графік залежності напруги точок максимальної потужності панелі в результаті її затінення.

При цьому, слід зауважити, що рівні напруг як однієї панелі так і масиву панелей значно відрізняються від напруги на тягових лініях. Згідно зі стандартами, напруга ліній НН ПС для живлення трамваїв і автобусів складає 600В або 750В в залежності від новизни лінії. Вища напруга в 1500В і 3000В використовується для живлення метро і міжміських поїздів в деяких країнах. Номінальна напруга мереж змінного струму при цьому складає 15кВ і 25кВ. В нормальних умовах, без встановлення додаткового стабілізаційного обладнання, напруга на лінії живлення електротранспорту змінюється в рамках $-35\% + 60\%$ для ліній низької напруги і приблизно $-35\% + 20\%$ для ліній середньої напруги (рис. 1.18(а)). Як результат, проміжний перетворювач повинен узгоджувати напругу ФВ панелей з напругою на лінії, забезпечуючи при цьому відбір максимальної потужності. Слід також зауважити, що швидкість зміни напруги на лінії при цьому залежить від руху

електротранспорту, маршруту, погодних умов і кількості пасажирів (рис. 1.18 (б)). Як результат, динамічні характеристики перетворювача з ПТМП і алгоритм відбору максимальної потужності повинні враховувати і динаміку електротранспорту.

Як результат, структура перетворювача, його топологія, а також алгоритм знаходження точки максимальної потужності відіграють ключову роль при інтеграції сонячних панелей в тягові мережі.

1.4.3. Задача модульності системи.

На відміну від інтеграції в мережу низької напруги, підключення сонячних панелей до тягової мережі середньої напруги вимагає більш складних системних рішень. Типова структура великомасштабної сонячної станції, підключеної до мережі середньої або високої напруги складається з сонячних модулів, перетворювачів ПС/ПС, інверторів, фільтрів і низькочастотного трансформатора. Трансформатор є однією із ключових частин системи, так як забезпечує необхідну гальванічну ізоляцію для фотовольтаїчної системи, а також дозволяє узгодити рівні напруги. Однак, використання громіздкого високопотужного низькочастотного трансформатора значно підвищує габарити і об'єм системи. Також, в результаті розвитку ліній передач постійного струму середньої й високої напруги актуальним є питання підключення сонячних панелей до таких ліній без використання трансформатора.

Задля підвищених рівнів напруги і потужності, на даний момент, використовуються багаторівневі перетворювачі. Наприклад, інвертор з заземленою середньою точкою (ЗСТ) через простоту розробки є досить широко розповсюдженим [60]. Проте, при збільшенні рівнів в ЗСТ перетворювачі, кількість діодів значно збільшується, що робить систему складною до масштабування. Тому, для досягнення модульності, багаторівневості, високої ефективності і високих значень потужності та напруги дві топології на даний момент привертають велику увагу – каскадний напівмостовий перетворювач

(КНП) і модульним багаторівневий перетворювач (МБП) [10]. Обидва типи перетворювачів дозволяють незалежний пошук точки максимальної потужності масиву панелей і можуть напряму підключатися до ліній середньої і високої напруги. Незважаючи на описані переваги, їх розробка являється досить непростою, так як дисбаланс потужності між гілками й модулями перетворювачів в разі розподіленої генерації вважається суттєвою проблемою в даних топологіях [61], через що, на даний момент, їх використання поступається рішенням з низькочастотним трансформатором, але потенційно може їх замінити в майбутньому.

На рис. 1.19 (а) зображено структуру КНП, який складається з послідовно з'єднаних мостових інверторів ПС/ЗС з попередньо підключеними перетворювачами ПС/ПС, що забезпечують гальванічну ізоляцію. Одним із недоліків КНП являється необхідність підключення перетворювачів до окремих ізольованих джерел енергії, що у випадку з розподіленими сонячними панелями не є проблемою. Оскільки окрема ланка тягової лінії електротранспорту живиться зазвичай від однієї фази, структура з однофазним КНП може бути використана для підключення до неї. У випадку більшої потужності сонячної електростанції, може бути використана трифазна структура КНП з підключенням напряму до трифазної мережі середньої напруги. При цьому, структура КНП може бути представлена в різних конфігураціях – з під'єднанням перетворювачі до окремих ФВ модулів [62], зі спільною магнітною ланкою [63] і зі спільною ланкою постійного струму [64].

В [62] розглядається структура для під'єднання великомасштабної сонячної електростанції до мережі за допомогою з'єднаних каскадним чином мостових перетворювачів. Для забезпечення гальванічної ізоляції а також зменшення ємності проміжних конденсаторів, використовується високочастотний подвійний активний мостовий (ПАМ) перетворювач струму. В [65] автори пропонують двоетапну гальванічно розв'язану ланку ПС/ПС (підвищуючий перетворювач + ПАМ) на базі SiC транзисторів для під'єднання

сонячних панелей до проміжної ланки ПС, після якої під'єднуються мостові перетворювачі, з'єднані каскадно. Як результат, через підключення окремого ФВ модуля до свого перетворювача, запропонована авторами структура забезпечує широкий діапазон ПТМП, ефективний відбір потужності від кожної панелі, а також високий коефіцієнт передачі.

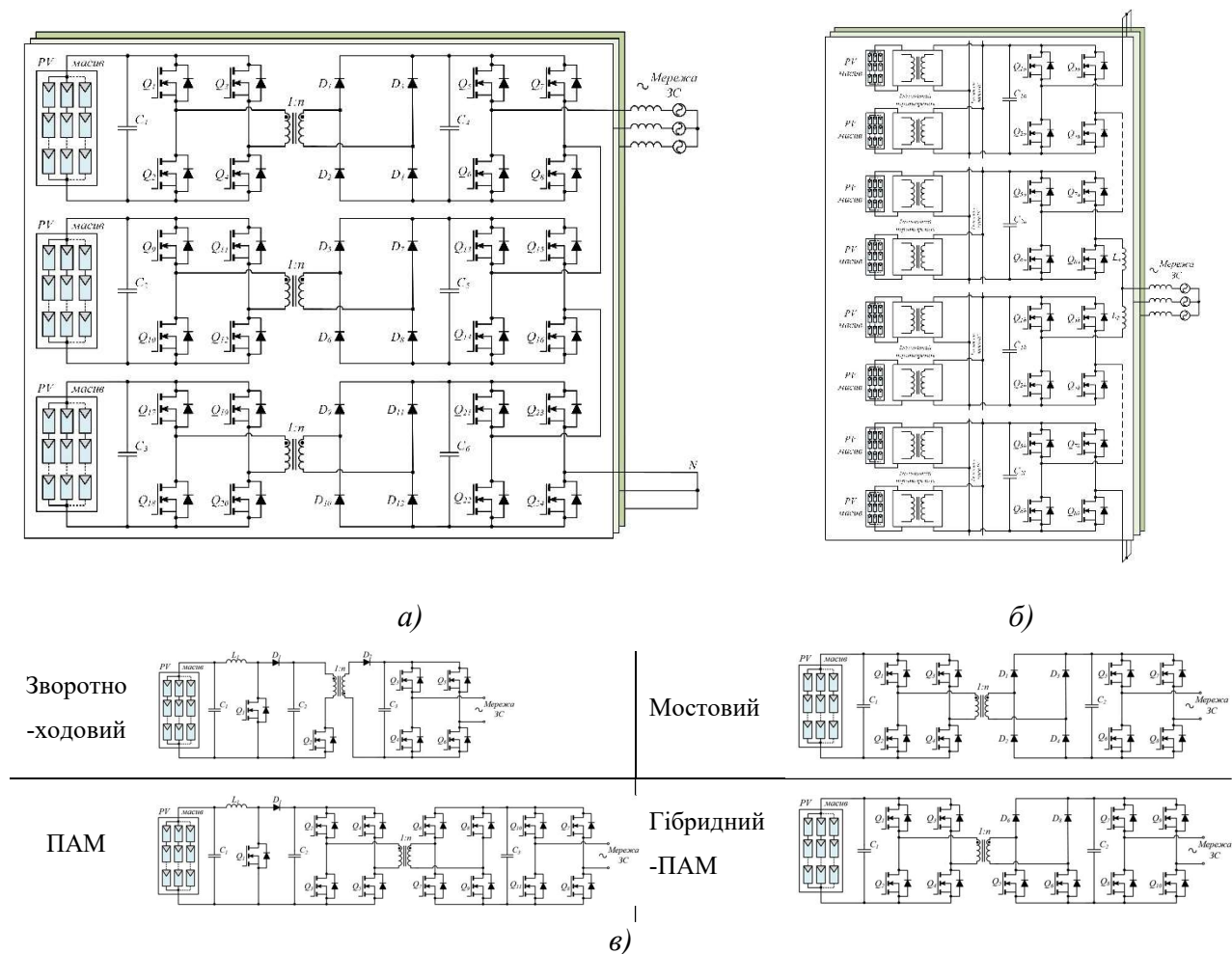


Рис. 1.19. Структури перетворювачів для інтеграції в мережі середньої і високої напруги: а) КНП; б) МБП; в) Приклад топологій модулів для забезпечення гальванічної ізоляції в ланках багаторівневих інверторів.

Іншим рішенням запропонованим в [64] є використання мостового перетворювача (рис. 1.19 (а)) для забезпечення гальванічної ізоляції і високого коефіцієнта перетворення. Альтернативою, до описаних вище перетворювачів, які під'єднуються до мережі зіркою, можливе також і під'єднання трикутником, що розширює можливості балансування потужності системи [66]. Проте,

перенапруги і перевищення струму в з'єднанні зіркою є проблемами які обов'язково беруться до уваги при розробці.

МБП (рис. 1.19. (б)) вважається еволюцією КНП. Основною відмінністю між КНП і МБП є наявність в останньому спільної ланки ПС і індуктивностей в плечах перетворювача. Кожне плече складається з підмодулів (напівмостових або мостових) з'єднаних послідовно. Серед переваг МБП можна виділити покращену відмовостійкість, а також покращені характеристики роботи з незбалансованим навантаженням. На даний момент, МБП в фотовольтаїці широко не використовується, а лише досліджується. Однофазний МБП зі спільною ланкою ПС був презентований в [67]. Стаття пропонує новий метод балансування напруги на конденсаторі використовуючи концепт віртуального підмодуля. В [68] використовуються перетворювачі ПС/ПС з високим коефіцієнтом передачі, підключені до ФВ рядів. Сформована ланка ПС напруги 12.7 кВ використовується як вхід МБП. Як результат, структура забезпечує ПТМП для всіх рядів, а також дозволяє використовувати стандартний МБП. Трифазний МБП з рядами сонячних панелей підключених напряму до підмодулів розглядається в [69]. В якості ізолюваного підмодуля використовувався зворотногоходовий перетворювач. В [70] описується неізолювана топологія МБП з сонячними масивами під'єднаними до підмодулів, що дозволяє досягти ПТМП без встановлення додаткової ланки ПС/ПС, що знижує вартість системи і підвищує ефективність, але ціною відсутності гальванічної ізоляції. В [71] пропонується використовувати ПАМ в якості перетворювача ПС/ПС, а також описується стратегія балансування потужності таким чином, щоб в умовах нестабільної сонячної генерації, потужність, що передається в трифазну мережу була збалансована.

Однією з ключових частин КНП і МБП є структура підмодуля, який повинен забезпечувати відбір максимальної потужності, гальванічну ізоляцію для панелей, а також високу ефективність. Приклад різних структур підмодулів зображено на рис. 1.19 (в), а їх порівняння наведено в таблиці 1.5.

Таблиця 1.5. Порівняння топологій комірок модульних перетворювачів.

| Топологія | Переваги | Недоліки |
|-----------------|---|---|
| Зворотноходовий | <ul style="list-style-type: none"> ❖ проста система керування ❖ простий дизайн | <ul style="list-style-type: none"> ❖ низька щільність потужності ❖ низька ефективність |
| ПАМ | <ul style="list-style-type: none"> ❖ висока щільність потужності ❖ висока ефективність | <ul style="list-style-type: none"> ❖ висока вартість ❖ підвищенні втрати на перемикання ключів |
| Мостовий | <ul style="list-style-type: none"> ❖ відносно низька вартість ❖ простий контроль | <ul style="list-style-type: none"> ❖ середня щільність потужності ❖ низька ефективність |
| Гібридний-ПАМ | <ul style="list-style-type: none"> ❖ компактний дизайн і низькі втрати ❖ відносно висока щільність потужності ❖ керування подібне до ПАМ | <ul style="list-style-type: none"> ❖ відносно висока вартість у порівнянні з зворотноходовим і мостовим перетворювачем |

Слід зауважити, що для формування модульної структури перетворювача з послідовним/паралельним з'єднанням існують і інші можливі варіанти з'єднання, ніж МБП й КНП приведені на рис. 1.19. Наприклад, в [72] наводиться структура модульного перетворювача ПС/ПС з топологією косоного моста, в якому перетворювачі з'єднуються послідовно по входу (послідовно з'єднуються їх вхідні конденсатори) і паралельно по виходу. При цьому, як і в послідовному з'єднанні в [72], так і в КНП й МБП структура окремого модуля і використовувана топологія може бути різною. Аналітичне порівняння різних топологій як наведено в таблиці 1.5 не дає можливості якісно порівняти різні топології перетворювачів для модуля системи, а дає лише загальне розуміння щодо придатності тієї чи іншої топології комірки. Порівняння перетворювачів і структур вимагає більш конкретних даних для порівняння і тому є необхідним використання чисельних методів оцінки ефективності і ціни для пошуку найефективнішого/найдешевшого рішення.

Як результат, в наступному розділі розглядається задача вибору топології комірки модульного перетворювача, що потенційно має найвищу ефективність і найнижчу ціну. Приводиться розроблена методика аналізу різних перетворювачів на базі ціни і втрат в напівпровідникових елементах і, безпосередньо, ведеться порівняння найбільш популярних топологій

перетворювачів, використовуваних в ФВ застосуваннях, що можуть бути використані для модульного з'єднання.

1.5. Висновки до розділу.

1. Інтеграція відновлюваних джерел енергії, а саме сонячних панелей, в мережу живлення електротранспорту несе в собі взаємні вигоди для тягового транспорту і для відновлюваних джерел енергії, такі як: зниження вартості сонячної електростанції за рахунок часткового використання існуючої тягової інфраструктури; локальне споживання генерованої електроенергії транспортом веде до зниження омічних втрат в енергосистемі; зменшення провалів напруги на лінії електротранспорту; резервне живлення лінії у випадках відсутності центрального енергопостачання.
2. Для зменшення омічних втрат і підвищення ефективності сонячних станцій трендом є збільшення напруги масиву ФВ панелей, а також їх підключення до мереж середньої й високої напруги.
3. Для масштабування системи розподіленої генерації на базі сонячних панелей і збільшення діапазону робочих вхідних/вихідних напруг, доцільним виглядає використання модульних структур перетворювачів, а саме їх послідовне/паралельне з'єднання. Як результат, багаторівнева і модульна структура додатково дозволяє зменшити пульсації напруги і знизити гармоніки, підвищити ефективність системи, підвищити питому потужність, а також дозволяє використовувати низьковольтні сучасні компоненти в високовольтних застосуваннях.
4. Для ефективної роботи модульної системи доцільно розробити методіку кількісного порівняння топологій модульних перетворювачів, які здатні забезпечити регулювання напруги в широкому діапазоні напруги сонячних панелей для забезпечення ПТМП функцій при різних рівнях сонячного випромінювання-

РОЗДІЛ 2. ВИБІР ТОПОЛОГІЇ МОДУЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА СОНЯЧНИХ ПАНЕЛЕЙ ДЛЯ МАСШТАБУВАННЯ ПОТУЖНОСТІ І ДІАПАЗОНУ ВХІДНОЇ НАПРУГИ

2.1. Вимоги до модуля перетворювача.

Генерація електроенергії сонячною батареєю характеризується сімейством кривих потужності для різних рівнів сонячного випромінювання P_{SI1} , P_{SI2} , P_{SI3} як функції напруги U , $P = f(U)$, або струму I , $P = f(I)$, як показано на Рис. 2.1(а) і Рис. 2.1(б) відповідно. Висока ефективність роботи сонячної батареї досягається близько до точки максимальної потужності (ТМП), $P_{MPP} = f(U_{MPP})$ або $P_{MPP} = f(I_{MPP})$ з потужністю P_{MPP1} , P_{MPP2} , P_{MPP3} відповідно.

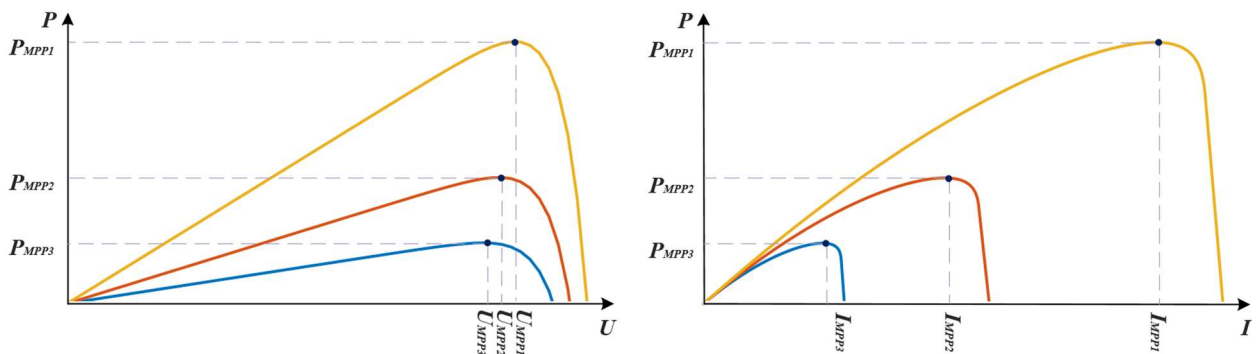


Рис. 2.1. Сімейство кривих потужності для різних рівнів сонячного випромінювання: а) як функція напруги U , $P = f(U)$; (б) як функція струму I , $P = f(I)$.

Точка максимальної потужності U_{MPP} визначається за напругою холостого ходу сонячної батареї U_{OC} , яка майже постійна і лежить у вузькому діапазоні $U_{MPP} \in [0.72 \cdot U_{OC}; 0.76 \cdot U_{OC}]$, що також залежить від потужності сонячного випромінювання P_{SI} . Координата ТМП для струму I_{MPP} також може бути визначена за струмом короткого замикання I_{SC} і лежить в діапазоні $I_{MPP} \in [0.9 \cdot I_{SC}; 0.93 \cdot I_{SC}]$. На відміну від напруги холостого ходу U_{OC} , струм короткого замикання I_{SC} змінюється в широкому діапазоні і пропорційно P_{SI} .

Якщо навантаження R_L підключено безпосередньо до сонячної батареї, максимальна потужність P_{MPP} споживається навантаженням тоді, коли еквівалентний опір сонячної батареї R_{SB} дорівнює опору навантаження R_L у точці MPP:

$$R_{SB} = \frac{U_{MPP}}{I_{MPP}} = R_L, \quad (2.1)$$

У іншому випадку, коли $R_{SB} \neq R_L$, використовуються перетворювачі, здатні відстежувати точку максимальної потужності. Перетворювач з функцією ПТМП через регулювання вихідної напруги (струму) U_L (I_L) налаштовує еквівалентний опір навантаження $R_{L(eq)}$ на первинному боці конвертера відповідно до рівняння (2.2), як показано на Рис. 2.2:

$$R_{SB} = R_{L(eq)} = \frac{U_{MPP}}{I_{MPP}} = \frac{U_L}{G} \cdot \frac{1}{I_L G} = \frac{R_L}{G^2}, \quad (2.2)$$

де G - коефіцієнт перетворення напруги.

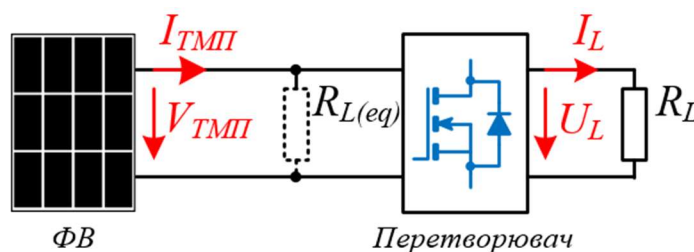


Рис 2.2. Узгодження еквівалентного опору $R_{L(eq)}$ за допомогою перетворювача.

Проте, навіть перетворювач з функцією ПТМП не завжди забезпечує ефективний режим роботи сонячної батареї. Як показано на рисунку 2.3(а), лише постійний струм сонячної батареї I_{MPT} , який відповідає точці максимальної потужності, дозволяє генерувати максимальну потужність для визначеного сонячного випромінювання P_{SI} . Якщо струм сонячної батареї має пульсації ΔI , то відповідно з'являється і пульсація вихідної потужності ΔP і середня потужність P зменшується пропорційно амплітуді коливань ΔI (Рис. 2.3

(б) [73]. При цьому, якщо вхідний струм є переривчастим, то енергія сонячної батареї використовується неефективно (Рис. 2.3(в)). Тому вищезазначені особливості сонячних панелей накладають додаткові вимоги до перетворювача з ПТМП:

- Неперервний вхідний струм з низькими пульсаціями;
- Висока ефективність в широкому діапазоні потужності;

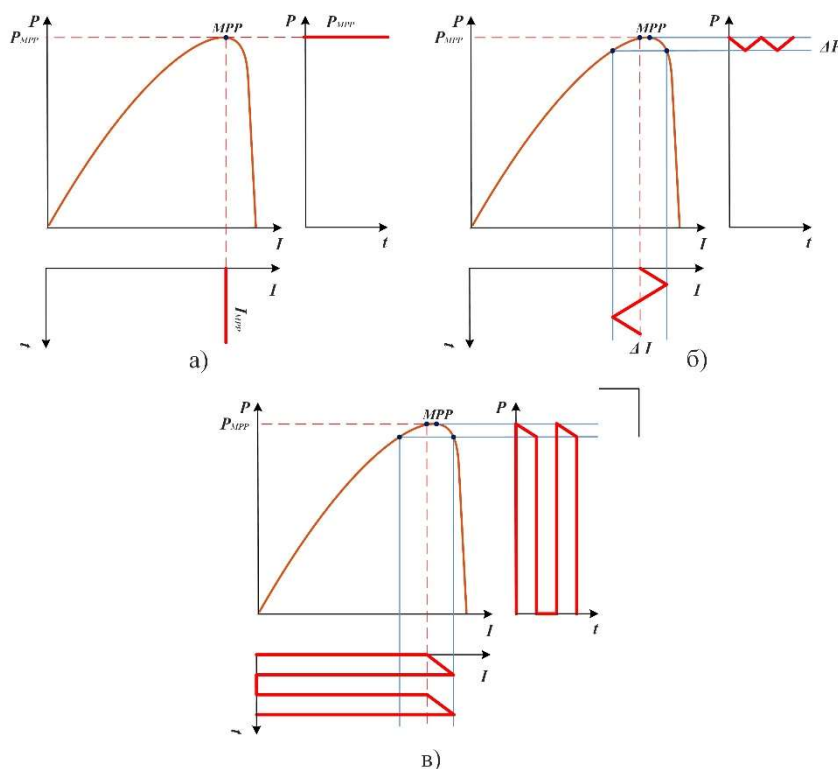


Рис 2.3. Вплив форми вхідного струму перетворювача з ПТМП на потужність сонячної паенлі: (а) постійний струм; (б) струм з пульсацією ΔI ; (в) переривчастий струм.

Зазвичай підвищуючі перетворювачі можуть бути використані безпосередньо для забезпечення функції ПТМП, так як мають вхідну котушку індуктивності L , яка забезпечує неперервний струм (рис. 2.4(а)). Понижуючі перетворювачі при цьому, не можуть забезпечити безперервний струм і тому необхідним є встановлення додаткового фільтруючого струм конденсатора C_F (рис. 2.4(б)).

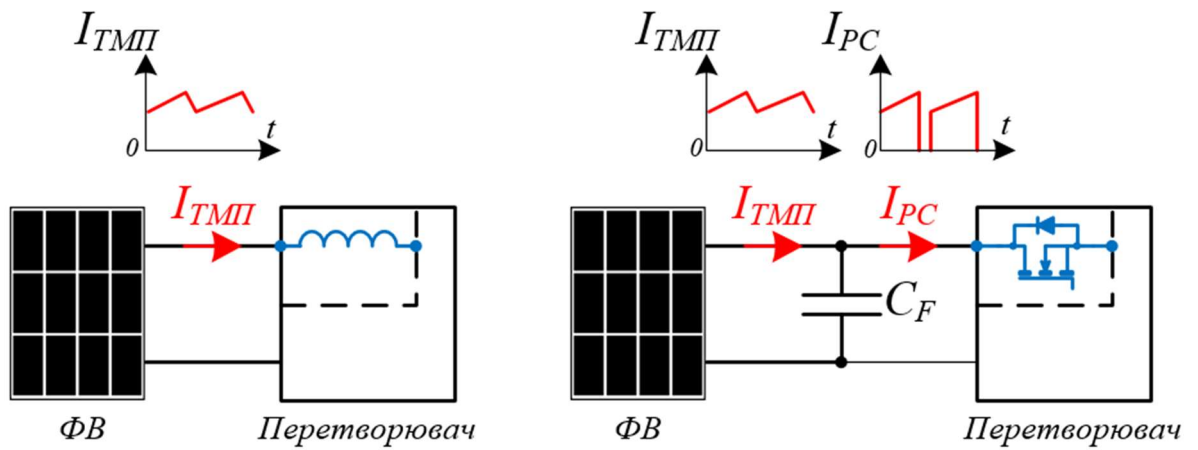


Рис. 2.4. Під'єднання сонячної панелі до: (а) перетворювача з послідовною котушкою індуктивності L ; (б) перетворювача з додатковим фільтруючим конденсатором C_F .

Еквівалентний опір сонячної батареї R_{SB} є функцією потужності сонячного випромінювання і змінюється від мінімального значення $R_{SB(min)}$, досягнутого при максимальному сонячному випромінюванні:

$$R_{SB(min)} = \frac{U_{MPP}}{I_{MPP}} \Big|_{P_{SB} \rightarrow \max}, \quad (2.3)$$

до $R_{SB} \rightarrow \infty$ коли сонячне випромінювання близьке до нуля $P_{SB} \rightarrow 0$. На практиці, перетворювач з ПТМП працює ефективно в деякому діапазоні опорів панелі $R_{SB} \in [R_{SB(min)}; R_{SB(max)}]$, де $R_{SB(max)}$ визначає мінімальне сонячне випромінювання $P_{SB(min)}$ при якому перетворювач може працювати. Відповідно, перетворювач з ПТМП повинен періодично підлаштовувати точку максимальної потужності в певних межах опорів R_{SB} в залежності від випромінювання. Як результат, в залежності від відношення опорів R_{SB} і R_L , використовуються перетворювачі з різними рівнями перетворення G :

- підвищуючі перетворювачі ($G > 1$), якщо $R_{SB(max)} < R_L$;
- підвищувачо-понижувальні перетворювачі ($G = G_{(min)} \dots 1 \dots G_{(max)}$), якщо $R_{SB(min)} < R_L < R_{SB(max)}$;
- понижуючі перетворювачі ($G < 1$), якщо $R_{SB(min)} > R_L$.

Для ефективної роботи ФВ системи, ключовим завданням є правильний вибір топології перетворювача. Тому важливо звертати увагу на такі особливості перетворювачів як:

1. Функціональність:

❖ при підключенні сонячних панелей до тягових мереж постійного струму з накопичувачами енергії, перетворювач з ПТМП одночасно може забезпечувати відбір максимальної потужності та заряджати акумулятор [74].

2. Використання новітніх схем і алгоритмів керування:

❖ для забезпечення ефективного управління генерованою сонячною енергією застосовуються акумулятори з двонапрямленими зарядними пристроями [75];

❖ для забезпечення необхідної динаміки та параметрів якості електроенергії, потрібно використовувати покращені алгоритми управління системою з багатолінійним та прогнозним керуванням [76].

3. Особливості проектування перетворювачів:

❖ для підключення до тягових мереж постійного струму необхідно використовувати спеціалізовані перетворювачі згідно з параметрами мережі [77];

❖ використання гібридних багатопортових систем дозволяє підключення акумуляторів до окремого порту перетворювача. У результаті, багатопортова структура потенційно має перевагу в ціні й габаритах у порівнянні зі структурами з окремими перетворювачами [78].

Для підключення модульної системи перетворювачів до тягових мереж також необхідним є забезпечення необхідних рівнів потужності і напруги системи. Як вже зазначалося, рівні напруги тягових мереж постійного струму по стандарту складають $U_{DC} = [750\text{В} (600\text{В} \text{ для більш старих мереж}); 1.5\text{кВ}; 3\text{кВ}]$, але певні моменти, що пов'язані з гальмуванням і розгоном електротранспорту, може змінюватися в діапазоні +/- 30%. Як результат,

максимальна вихідна напруга одного модуля при послідовному з'єднанні перетворювачів буде залежати від напруги тягової мережі з врахуванням флуктуацій і буде дорівнювати:

$$U^{OUT_max}_{module} = \frac{U_{DC} \cdot 1.3}{n}, \quad (2.4)$$

де n – кількість послідовно з'єднаних вихідних модулів.

Вхідна напруга кожної комірки модульного перетворювача при цьому залежить від напруги підключених сонячних панелей і з врахуванням діапазону ПТМП $U_{MPP} [0.72 \cdot U_{OC}; 0.76 \cdot U_{OC}]$ дорівнює:

$$U^{IN_max}_{module} = \frac{U_{OC}}{n}, \quad (2.5)$$

де U_{OC} – напруга холостого ходу масиву сонячних панелей.

Потужність модульного перетворювача при цьому залежить від потужності підключеного масиву панелей. Як зазначалося раніше, сонячні панелі можуть під'єднуватися до тягової лінії разом з накопичувачами або без, тому розглянемо обидва випадки. У випадку підключення сонячних панелей без накопичувача енергії, потужність встановленого масиву повинна бути співставна з піковим споживанням електротранспорту в момент розгону. Це необхідно для аварійного живлення електротранспорту, наприклад, в моменти виходу з ладу основної підстанції. Пікова споживана потужність тяговим електротранспортом, підключеним до мереж від 750В до 3кВ залежить від типу потягу, кількості вагонів, ділянки шляху і зазвичай лежить в діапазоні $100\text{кВт} < P_{traction} < 1\text{-}3\text{МВт}$. При умові що сонячні панелі при виході підстанції з ладу забезпечують живлення ділянки мережі тільки частково, а не повністю, з коефіцієнтом k ($0 < k < 1$), потужність одного модуля системи буде дорівнювати:

$$P_{module} = k \frac{P_{traction}}{n}. \quad (2.6)$$

Тобто, при відсутності накопичувачів енергії, для забезпечення живлення ліній, потужність встановленого масиву сонячних панелей повинна бути співставна з потужністю рухомого складу.

У випадку наявності накопичувачів ситуація буде залежати від інших параметрів рухомого електротранспорту, таких як: необхідна енергія розгону $E_{traction}$, енергія рекуперації E_{recup} , інтервалу руху електротранспорту $t_{interval}$. Так, при наявності накопичувачів, батареї заряджаються від встановлених сонячних панелей під час відсутності рухомого складу на лінії, і розряджаються, живлячи електротранспорт під час розгону. Додатково, частина енергії під час гальмування транспорту також рекуперується назад в батареї, що слід враховувати (рис. 2.5).

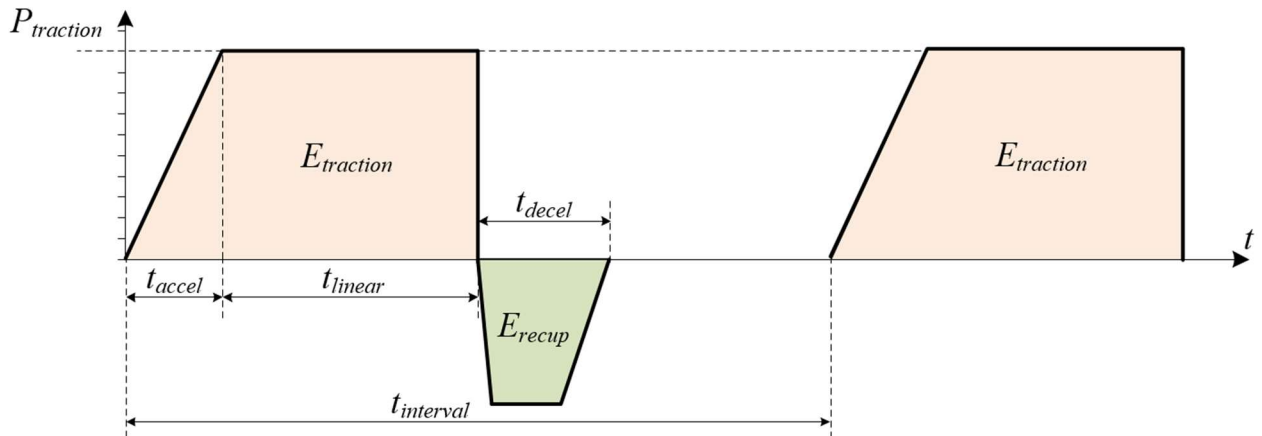


Рис. 2.5. Спрощений графік споживання потужності тяговим транспортом під час руху по ділянці шляху.

Енергія $E_{traction}$ необхідна для живлення тягового складу під час розгону з номінальною потужністю $P_{traction}$ розраховується як:

$$E_{traction} = P_{traction} \left(\frac{1}{2} t_{accel} + t_{linear} \right) [Bm \cdot \text{год}], \quad (2.7)$$

де t_{accel} – час прискорення в годинах, t_{linear} – час рівномірного руху в годинах.

Під час гальмування t_{decel} частина енергії затраченої на розгін рекуперується назад в накопичувачі. На практиці, частина рекуперованої енергії складає до 25%, тобто $E_{recup} = 0.25 \cdot E_{traction}$. Як результат, для живлення тягового складу, сонячні панелі в системі з накопичувачами за час $t_{interval}$ (інтервал між транспортом) повинні генерувати $E_M = E_{traction} - E_{recup} = 0.75 \cdot E_{traction}$. Тобто потужність сонячної станції з накопичувачами розраховується як:

$$P_{PV}^{BAT} = \frac{E_{PV}}{t_{interval}} = \frac{0.75 \cdot P_{traction} \left(\frac{1}{2} t_{accel} + t_{linear} \right)}{t_{interval}}. \quad (2.8)$$

Потужність кожного окремого модуля системи при цьому залежить від їх кількості і розраховується як $P_{module}^{BAT} = P_{PV}^{BAT} / n$.

Отже, знаючи вимоги і параметри для системи і модулів, наступним кроком є вибір конкретної топології, яка може забезпечити відповідні вимоги, а також є найбільш економічно вигідною і ефективною.

2.2. Опис запропонованої методики порівняння перетворювачів на основі втрат в напівпровідникових компонентах, а також їх ціни.

В якості числових критеріїв оцінки вартості перетворювачів на одиницю вихідної потужності P_{out} може бути використаний коефіцієнт вартості k_C , який обернено пропорційний коефіцієнту використання транзистора k_U [79]:

$$k_C = \frac{1}{k_U} = \frac{S}{P_{out}}, \quad (2.9)$$

де S – пікова потужність ключа, яка визначається як

$$S = \sum_{k=1}^N U_{k \max} \cdot I_{k \max}, \quad (2.10)$$

де N – кількість ключів перетворювача, а $U_{k \max}$ й $I_{k \max}$ – максимальні значення напруги і струму k -го ключа відповідно.

Ефективність перетворювача при цьому може бути оцінена за нормалізованими втратами потужності в ключах. Згідно зі стандартами для сонячних батарей і інверторів [80], максимальна робоча напруга обладнання для ФВ систем на сьогоднішній день не перевищує $U_{max} = 1500$ В, а струм підключених до одного перетворювача панелей - 30А. Зазвичай, в сучасних перетворювачах для забезпечення відповідних рівнів напруги і струму використовують Si біполярні транзистори з ізольованим затвором або SiC транзистори зі структурою метал-діелектрик-напівпровідник (МДН). Завдяки меншим статичним і динамічним втратам, а також постійному зменшенню ціни на SiC транзистори, для розрахунку втрат буде використовуватися SiC транзистор Cree C2M0080170P [81]. Статичні втрати P_{st}^* з постійним струмом I_{DC} , що забезпечує вихідну потужність P_{out} при напрузі U_{max} нормалізовано і прирівняно до $P_{Tst}^* = 1$ р.у. (power units). Як відомо, опір каналу SiC й МДН транзисторів $R_{DS(on)}$ квадратично збільшується з ростом напруги. Додатково, втрати залежать від форми струму ключів i_{sw} що в загальному випадку для перетворювачів ПС/ПС показана на рис. 2.6. На рисунку показано пікові й мінімальні значення струму відповідно. Середнє значення струму I_{Tav} на інтервалі DT розраховується як $I_{Tav} = (I_{peak} + I_{min})/2$.

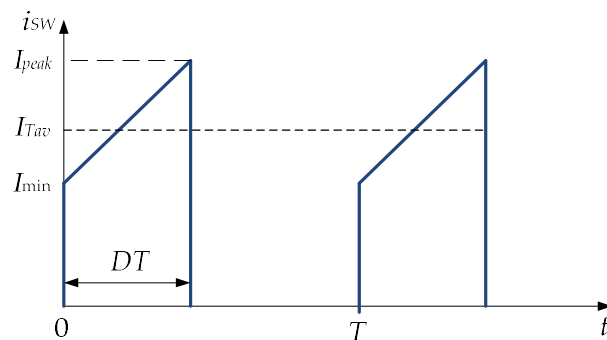


Рис. 2.6. Форма струму транзисторів для DC-DC перетворювачів з жорстким перемиканням ключів.

Середнє квадратичне значення струму $I_{SW(RMS)}$ через електронний ключ, у порівнянні з I_{DC} , може бути розраховано наступним чином:

$$\frac{I_{SW(RMS)}}{I_{DC}} = \frac{\sqrt{D(I_{peak}^2 + I_{peak}I_{min} + I_{min}^2)}}{\sqrt{3}I_{DC}} = k_{Tst} \sqrt{\frac{D}{3}}, \quad (2.11)$$

де k_{Tst} – коефіцієнт, що залежить від топології перетворювача.

Якщо струм не має пульсацій $I_{peak} = I_{min} = I_{Tav}$, середнє квадратичне значення струму на інтервалі DT можна виразити через середнє значення струму ключа:

$$\frac{I_{SW(RMS)}}{I_{DC}} = \frac{I_{Tav}}{I_{DC}} \sqrt{D}. \quad (2.11)$$

Як результат, втрати в k -му ключі $P_{Tst(k)ht}^*$ для перетворювачів з жорстким перемиканням і напругою U_{kmax} розраховується як:

$$P_{Tst(k)ht}^* = P_{Tst}^* \left(\frac{U_{kmax}}{U_{max}} \right)^2 \frac{D(I_{peak}^2 + I_{peak}I_{min} + I_{min}^2)}{3I_{DC}^2} = \frac{D}{3} k_{Tst(k)}^2 \left(\frac{U_{kmax}}{U_{max}} \right)^2, \quad (2.13)$$

Тоді як в резонансних перетворювачах з синусоїдальною формою струму, втрати $P_{Tst(k)s}^*$ додатково множаться на коефіцієнт форми $k_{sh} = \pi^2 / 8$:

$$P_{Tst(k)s}^* = \frac{\pi^2}{8} D k_{Tst(k)}^2 \left(\frac{U_{kmax}}{U_{max}} \right)^2. \quad (2.14)$$

В топологіях з м'яким перемиканням ключів через форму струму близьку до прямокутної статичні втрати вважаються такими як для постійного струму P_{Tst}^* .

Динамічні втрати P_{Td}^* для топологій з жорстким перемиканням розраховуються на базі порівняння зі статичними, з врахуванням максимального струму $I_{DC} = 30$ А, й напруги $U_{max} = 1500$ В для частоти перемикання $f_{sw} = 40$ kHz. Динамічні втрати при цьому $P_{Td}^* = 0.5$ р.и. Як результат, для визначеного струму транзистора I_{Tk} й напруги U_{Tk} динамічні втрати розраховуються як:

$$P_{Td(k)}^* = P_{Td}^* \left(\frac{U_{Tk}}{U_{\max}} \right) \left(\frac{I_{Tk}}{I_{DC}} \right) = 0.5 \left(\frac{U_{Tk}}{U_{\max}} \right) \left(\frac{I_{Tk}}{I_{DC}} \right). \quad (2.15)$$

В резонансних й топологіях з м'яким перемиканням вважається що динамічні втрати відсутні.

Для діодів статичні втрати P_{Dst}^* розраховуються на базі діода Cree C5D25170H [82] й виражені через P_{Tst}^* , $P_{Dst}^* = 0.8$ р.и для постійного струму I_{DC} . Якщо пряма напруга діода U_D вважається постійною й пропорційна зворотній напрузі $U_{k\max}$, його статичні втрати для перетворювачів зі жорстким перемиканням розраховуються наступним чином:

$$P_{Dst(k)hd}^* = P_{Dst}^* k_{Dst(k)} \left(\frac{U_{k\max}}{U_{\max}} \right) (1-D) = \frac{0.8 k_{Dst(k)} U_{k\max} (1-D)}{U_{\max}}, \quad (2.16)$$

де $k_{Dst(k)}$ – залежність між середнім значенням струму діода I_{Dk} до струму I_{DC} на інтервалі $(1-D)$:

$$k_{Dst(k)} = \frac{I_{Dk}}{I_{DC}}, \quad (2.17)$$

Тоді як для перетворювачів з м'яким перемиканням:

$$P_{Dst(k)s}^* = P_{Dst}^* k_{Dst(k)} \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \left(\frac{U_{k\max}}{U_{\max}} \right) (1-D) = \frac{0.8 k_{Dst(k)} \pi U_{k\max} (1-D)}{2\sqrt{2} U_{\max}}, \quad (2.18)$$

Динамічні втрати для діода при струмі I_{DC} дорівнюють $P_{Dd}^* = 1$ р.и. Для k -го діода зі струмом I_{Dk} й напругою U_{Dk} динамічні втрати $P_{D(k)d}^*$ розраховуються наступним чином:

$$P_{Dd(k)}^* = P_{Dd}^* \left(\frac{U_{Dk}}{U_{\max}} \right) \left(\frac{I_{Dk}}{I_{DC}} \right) = \left(\frac{U_{Dk}}{U_{\max}} \right) \left(\frac{I_{Dk}}{I_{DC}} \right). \quad (2.19)$$

Величини статичних і динамічних втрат для різних перетворювачів ПС/ПС з різними типами перемикання ключів наведені в таблиці 2.1:

Таблиця 2.1. Формули для розрахунку статичних й динамічних втрат в ключах.

| Тип втрат | Тип перетворювача | | |
|--|--|--|--|
| | Жорстке перемикання | М'яке перемикання | Резонансні |
| Статичні втрати транзистора, P_{Tst}^* | $\frac{D}{3} k_{Tst(k)}^2 \left(\frac{U_{k\max}}{U_{\max}} \right)^2$ | $\frac{D}{3} k_{Tst(k)}^2 \left(\frac{U_{k\max}}{U_{\max}} \right)^2$ | $\frac{\pi^2 D}{8} k_{Tst(k)}^2 \left(\frac{U_{k\max}}{U_{\max}} \right)^2$ |
| Динамічні втрати транзистора, P_{Td}^* | $\frac{0.5 U_{Tk} I_{Tk}}{U_{\max} I_{DC}}$ | 0 | 0 |
| Статичні втрати діода, P_{Dst}^* | $\frac{0.8 k_{Dst(k)} U_{k\max} (1-D)}{U_{\max}}$ | $\frac{0.8 k_{Dst(k)} U_{k\max} (1-D)}{U_{\max}}$ | $\frac{0.8 k_{Dst(k)} \pi U_{k\max} (1-D)}{2\sqrt{2} U_{\max}}$ |
| Динамічні втрати діода, P_{Dd}^* | $\frac{0.5 U_{Dk} I_{Dk}}{U_{\max} I_{DC}}$ | 0 | 0 |

Загальні втрати перетворювача P_{con}^* розраховуються як сума втрат транзисторів і діодів, використовуючи формули наведені в таблиці 2.1.

2.3. Вибір структури модулів для порівняння.

Низькопотужні й низьковольтні перетворювачі можуть бути з'єднані послідовно/паралельно для створення каскадної модульної структури для підключення до мереж середньої й високої напруги (Рис. 2.7 (а)). Послідовне з'єднання низьковольтних елементів дозволяє підвищити напругу підключення перетворювача, а паралельне – збільшити максимальну потужність. Оскільки кожен елемент працює з частиною мережевої потужності і напруги, пікові значення струмів і напруги елементів зменшуються [83]. Структура кожного окремого модуля може бути різною в залежності від виконуваних функцій, наявності гальванічної ізоляції, кількості ланок перетворення енергії і необхідності інтеграції накопичувачів енергії.

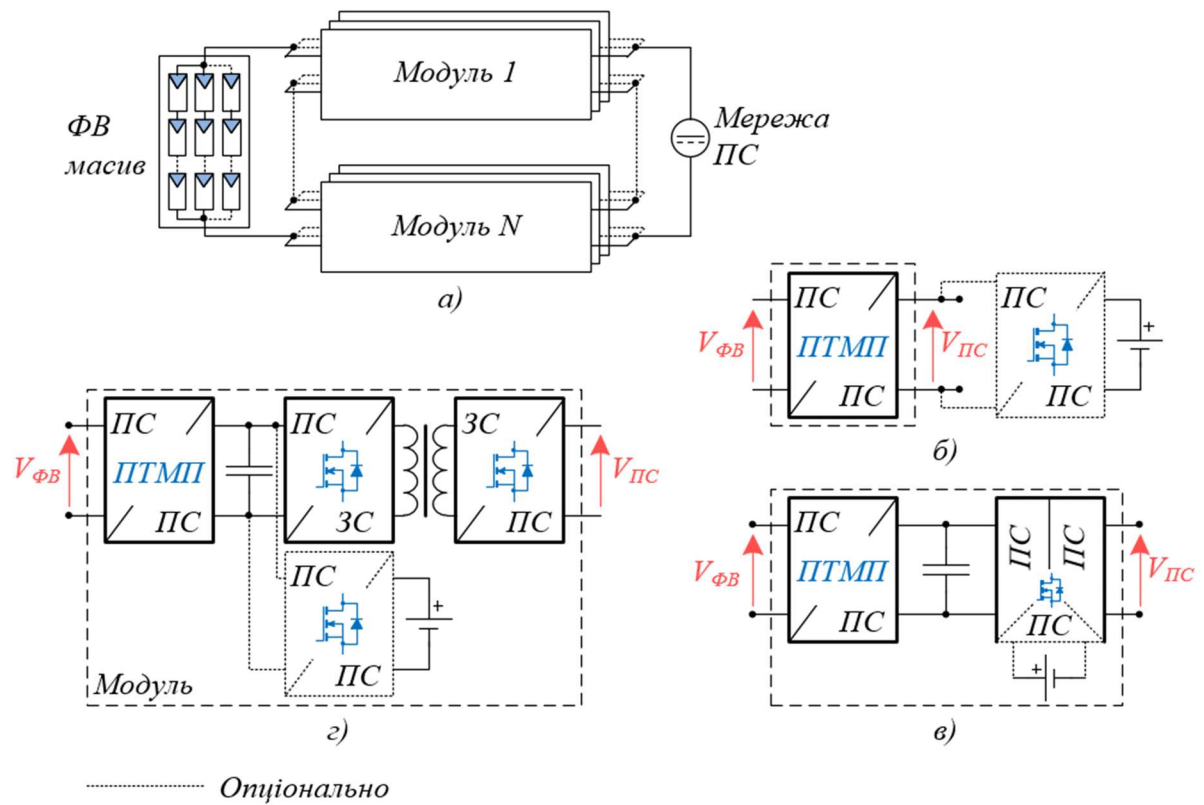


Рис. 2.7. Структура модульного каскадного перетворювача для підключення до мережі постійного струму електротранспорту (а) з різною структурою модулів: (б) одноланковий неізолюваний перетворювач з функцією ПТМП; (в) дволанковий неізолюваний з інтеграцією акумуляторів в структуру одного з перетворювачів; (г) дволанковий ізолюваний з інтеграцією акумуляторів в ланку постійного струму.

Найпростішою структурою модуля є одноланковий перетворювач ПС/ПС з функцією ПТМП (Рис. 2.7 (б)). Недоліком такої структури є необхідність працювати в широкому діапазоні напруги з високим коефіцієнтом перетворення для забезпечення відбору максимальної потужності від ФВ масиву при різних рівнях сонячного випромінювання, що приводить до зменшення ефективності і збільшення загальної вартості перетворювача. Використання двох ланок перетворення енергії дозволяє зменшити необхідний коефіцієнт перетворення кожного з перетворювачів (Рис. 2.7 (в, г)). При цьому, перетворювачі можуть бути як гальванічно ізолювані, так і без ізоляції. Ізоляція необхідна з метою підвищення безпеки та спрощення заземлення низьковольтного й високовольтного контурів, а також збільшення коефіцієнта перетворення за рахунок використання високочастотного трансформатора з

коефіцієнтом передачі n . В свою чергу, неізольовані системи не потребують трансформаторів або зв'язаних індуктивностей, що знижує вартість самого перетворювача. Крім того, за рахунок дволанкової структури (Рис. 2.7 (в)) такі перетворювачі хоч і мають відносно невисокий коефіцієнт перетворення, проте потребують меншої кількості напівпровідникових пристроїв [84], що дозволяє їх ефективно використовувати в системах, де напруга сонячних панелей і мережі постійного струму відрізняються не суттєво.

В ФВ системах з накопичувачами енергії, батареї інтегруються в декілька способів: підключаються до мережі постійного струму через окремий двосторонній перетворювач ПС/ПС (Рис. 2.7 (б)); до ланки постійного струму (Рис. 2.7 (г)); підключаються до одного з портів багатопортового перетворювача (Рис. 2.7 (в)).

2.4. Порівняння розповсюджених в фотовольтаїці перетворювачів використовуючи коефіцієнт ціни й сумарні втрати.

Відновлювані джерела енергії, підключені до тягової мережі постійного струму спрямовані на максимально ефективне постачання енергії в мережу. Це досягається за допомогою одно- або дволанкових систем. Одноланкові перетворювачі виконують функції ПТМП, і одночасно забезпечуються регуляцію вихідної напруги. У дволанковому перетворювачі ці функції розподіляються між перетворювачем з ПТМП і додатковим перетворювачем, під'єднаним до мережі середньої напруги. Залежно від вимог щодо безпеки та перетворення напруги, застосування можуть мати ізоляцію у вигляді високочастотного трансформатора або бути неізольованими.

З погляду зниження вартості системи одноланкові системи мають переваги перед дволанковими. Проте, дволанкові системи активно використовуються завдяки простому управлінню, можливістю підключення накопичувачів до проміжної шини ПС, а також відносно простому масштабуванню [85]. Зазвичай перетворювач з ПТМП, що з'єднує ФВ панелі з мережею у одноланковій системі або з шиною ПС у дволанковій базується на типових однорівневих

підвищуючих, понижуючих або підвищуючо-понижуючих перетворювачах напруги. При цьому, для зменшення втрат потужності використовуються модифіковані топології з м'яким перемиканням. В якості другої ланки зазвичай використовуються ізольовані перетворювачі з високочастотним трансформатором по типу подвійного активного моста і його модифікації [86].

Наступні підрозділи порівнюють популярні рішення перетворювачів ПС/ПС, а саме: одноланкові рішення з ПТМП; ізольовані перетворювачі, що можуть бути використані для ізоляції ФВ панелей і накопичувачів енергії; неізольовані перетворювачі для під'єднання накопичувачів; перетворювачі з високим коефіцієнтом перетворення напруги; багатопортові гібридні перетворювачі.

2.2.1. Одноланкові рішення з ПТМП.

Схеми типових ФВ перетворювачів ПС/ПС з функцією ПТМП наведені на рисунку 2.8, а у таблиці 2.2 приведено значення їх коефіцієнтів вартості k_C та нормалізовані втрати потужності P_{con}^* .

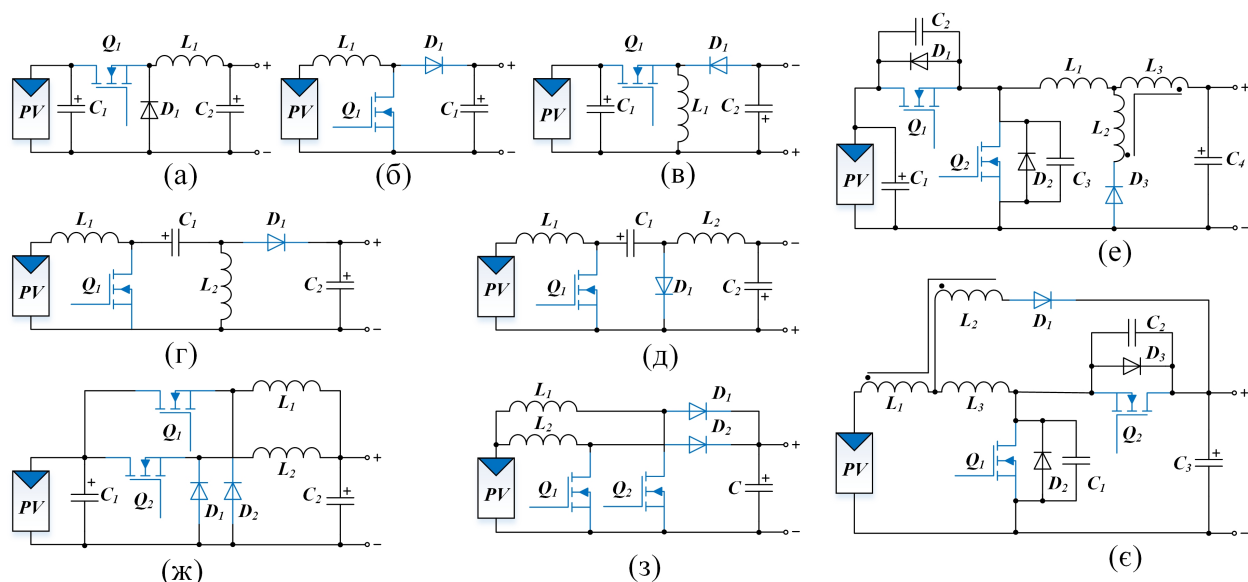


Рис. 2.8. Топології перетворювачів для підключення до мережі змінного струму: (а) понижуючий; (б) підвищуючий; (в) підвищуючо-понижуючий; (г) SEPIC; д) Cuk'; (е) понижуючий з м'яким перемиканням; (є) підвищуючий з м'яким перемиканням; (ж) понижуючий перетворювач з чергуванням фаз; (з) підвищуючий перетворювач з чергуванням фаз.

Таблиця 2.2. Коефіцієнт вартості k_C та нормалізовані втрати потужності для одноланкових перетворювачів з ПТМП.

| Топологія | k_C | P_{con}^* |
|---|----------------------------------|---|
| DC-DC перетворювачі | | |
| Понижуючий [87], Рис. 2.8 (а) | $\frac{I_{peak}}{DI_{Tav}}$ | $\frac{4}{3D} \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + \frac{0.8(1-D)}{D} + \frac{I_{peak}}{DI_{Tav}}$ |
| Підвищуючий [87], Рис. 2.8 (б) | $\frac{I_{peak}}{(1-D)I_{Tav}}$ | $\frac{4D}{3(1-D)^2} \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + 0.8 + \frac{I_{peak}}{(1-D)I_{Tav}}$ |
| Підвищуючо- понижуючий, SEPIC, Сук' [87], Рис. 2.8 (в)- (д) | $\frac{I_{peak}}{D(1-D)I_{Tav}}$ | $\frac{4}{3D(1-D)^2} \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + \frac{0.8}{D} + \frac{I_{peak}}{(1-D)DI_{Tav}}$ |
| Понижуючий з м'яким перемиканням [88], Рис. 2.8 (е) | $\frac{2I_{peak}}{DI_{Tav}}$ | $\frac{4}{3D} \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + \frac{0.8(1-D)}{D}$ |
| Підвищуючий з м'яким перемиканням [88], Рис. 2.8 (є) | $\frac{2I_{peak}}{(1-D)I_{Tav}}$ | $\frac{4D}{3(1-D)^2} \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + 0.8$ |
| Понижуючий перетворювач з чергуванням фаз [89], Рис. 2.8 (ж), m фаз | $\frac{I_{peak}}{DI_{Tav}}$ | $\frac{4}{3Dm} \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + \frac{0.8(1-D)}{D} + \frac{I_{peak}}{DmI_{Tav}}$ |
| Підвищуючий перетворювач з чергуванням фаз [90], Рис. 2.8 (з), m фаз | $\frac{I_{peak}}{(1-D)I_{Tav}}$ | $\frac{4D}{3(1-D)^2 m} \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + 0.8 + \frac{I_{peak}}{(1-D)mI_{Tav}}$ |

Оскільки низькі пульсації струму ΔI є ключовою вимогою для більшості застосувань, на практиці, для більшості перетворювачів виконується рівність $I_{min} = 0,9 I_{Tav(m)}$, $I_{peak} = 1,1 I_{Tav}$. Перетворювачі з чергуванням фаз при цьому працюють в граничному режимі і для них мінімальний і піковий струм складає $I_{min} = 0$ і $I_{peak} = 2 I_{Tav}$. Як результат, на основі вищезазначених припущень коефіцієнт вартості k_C та нормалізовані втрати потужності P_{con}^* для описаних перетворювачів зображено на рис. 2.9 (а) та (б) відповідно.

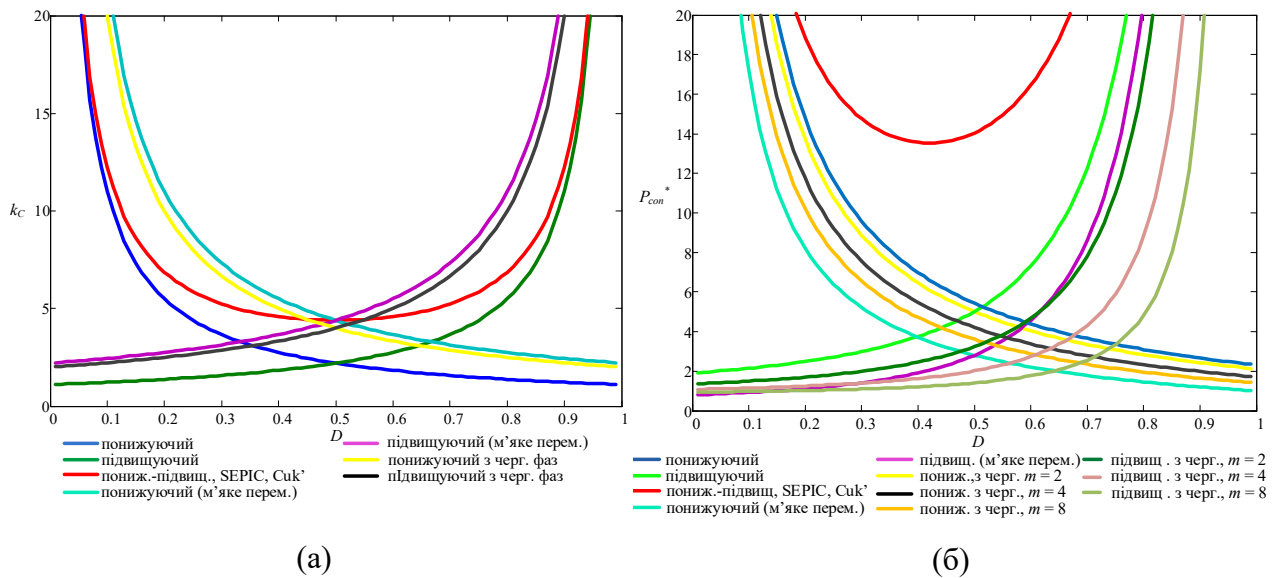


Рис. 2.9. Перетворювачі ПС/ПС: (а) коефіцієнт вартості k_c ; (б) нормалізовані втрати P_{con}^* .

Як можна побачити, серед перетворювачів ПС/ПС найбільш ефективними рішеннями є підвищуючі і понижуючі перетворювачі. У той час як рішення на основі підвищуючо-понижуючих топологій (підвищо-понижуючий перетворювач, SEPIC, Cuk) характеризуються підвищеною вартістю та втратами. Перетворювачі з чергуванням фаз в свою чергу дозволяють зменшити втрати, але за рахунок збільшення вартості.

2.2.2. Перетворювачі для підключення накопичувачів енергії.

Система зберігання енергії є невід'ємною частиною систем живлення на основі відновлюваних джерел енергії. Головною метою системи зберігання є збалансування потужності нестабільних відновлюваних джерел енергії, які працюють в точці максимальної потужності та при змінному навантаженні. У випадку підключення накопичувачів до мережі живлення електротранспорту забезпечуються додаткові функції накопичення енергії гальмування електротранспорту з її послідовною віддачею назад в мережу, що підвищує ефективність електротранспорту й покращує якість його живлення за рахунок зменшення провалів і стрибків напруги в моменти розгону і гальмування відповідно. Через нестабільну генерацію відновлюваних джерел енергії, а також в зв'язку з динамікою електротранспорту на лінії, система зберігання енергії

постійно перемикається між режимами заряджання і розряджання з нестабільним струмом. Як результат керування системою акумуляторів з відновлюваними джерелами вимагає більш інтелектуального контролю, ніж у випадку звичайного зарядного пристрою [91].

Додатково, зі зростанням використання відновлюваних джерел енергії системи зберігання енергії стають необхідним елементом для підтримки стабільної роботи електричної мережі. Зокрема, в концепціях розумної передачі та керування розподіленими системами FACTS [92], Smart Grid, Vehicle to Grid (V2G) [93] системи зберігання енергії розглядаються як системоутворюючі або підсилюючі функції, такі як:

- Зсув навантаження протягом дня, коли енергія відновлюваних джерел в основному використовується для заряду акумуляторів під час пікової генерації, тоді як у пізні години з піковим попитом на електроенергію накоплена енергія віддається в мережу [94];
- захист від аварій мережі в розумних розподілених електромережах, що дозволяє постачати кінцевому споживачу електроенергію під час втрати централізованого електропостачання [95];
- контроль якості енергії (напруга, частота, компенсація реактивної потужності, компенсація гармонік) [96].

Тому, в системах з ФВ панелями й електротранспортом вигідно використовувати єдину загальну систему накопичення енергії, яка одночасно виконує декілька функцій - покращує роботу сонячної електростанції, інфраструктури, що живить електротранспорт, а також підвищує ефективність самого електротранспорту.

Типові топології неізольованих перетворювачів для систем зберігання енергії показані на рисунку 2.10.

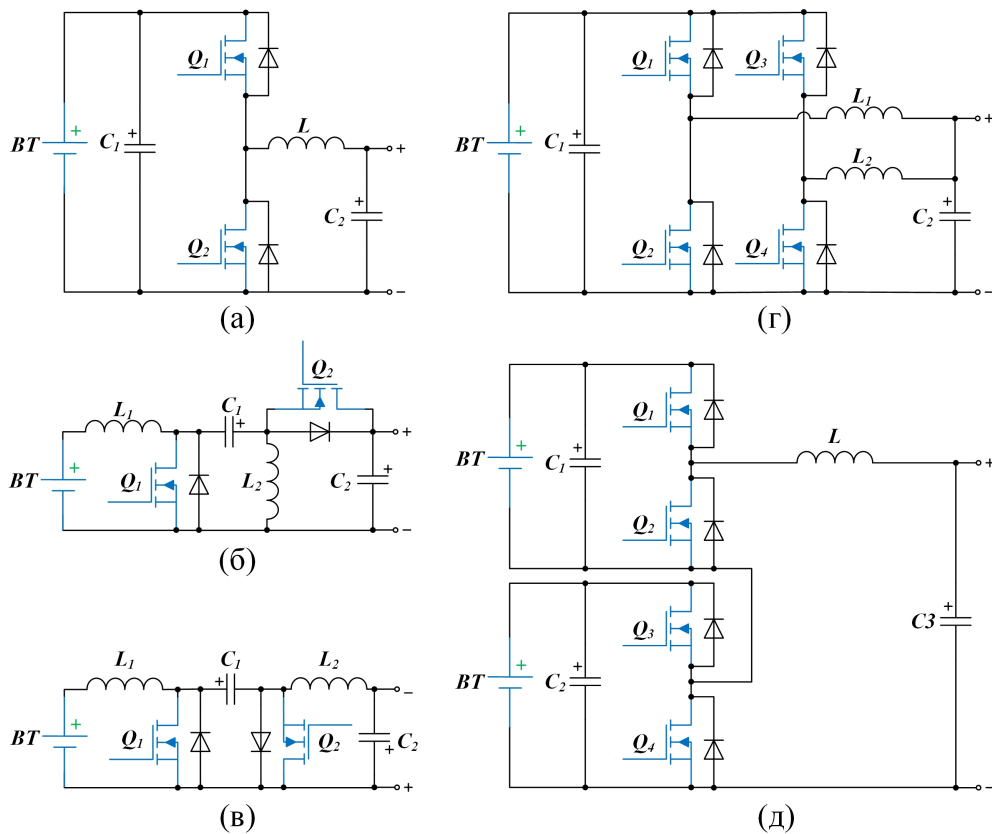


Рис. 2.10. Одноланкові перетворювачі для систем акумулювання: (а) напівмостовий; (б) Cuk²; (в) SEPIC / Luo; (г) Напівмостовий перетворювач з чергуванням фаз; (д) каскадний напівмостовий.

Як правило, перетворювачі для систем акумулювання мають різний коефіцієнт передачі i , в результаті, різні значення прогальності та значення втрат потужності P_{con}^* в залежності від напрямку передачі енергії. Наприклад, повномостовий перетворювач, показаний на рисунку 2.10 (а), працює як підвищуючий з коефіцієнтом заповнення імпульсів D_1 , коли енергія запасється, і як понижувальний з коефіцієнтом заповнення імпульси D_2 , коли енергія передається в мережу. Відношення між параметрами D_1 і D_2 дорівнює:

$$D_2 = 1 - D_1. \quad (2.20)$$

Таким чином, оцінка втрат потужності P_{con}^* залежить від напрямку перенесення енергії. При однаковій піковій потужності для прямої і зворотної передачі енергії, використовується формула вагового коефіцієнта втрат потужності з ваговим фактором $w = 0.5$:

$$P_{con}^* = 0.5P_{con1}^*(D_1) + 0.5P_{con2}^*(D_2), \quad (2.21)$$

де P_{con1}^* - значення втрат потужності при роботі в режимі зберігання енергії з коефіцієнтом заповнення імпульсів D_1 , P_{con2}^* - значення втрат потужності при постачанні енергії до електричної мережі з коефіцієнтом заповнення імпульсів D_2 .

Порівняльний аналіз перетворювачів для систем накопичення енергії з рис. 2.10 на основі параметрів k_C та P_{con}^* наведено у таблиці 2.3.

Таблиця 2.3. Порівняльний аналіз одноланкових систем акумулювання енергії.

| Топологія перетворювача | k_C | P_{con}^* |
|---|---|--|
| DC-DC перетворювачі | | |
| Напівмостовий перетворювач [97], Рис. 2.9 (а) | $\frac{4I_{peak}}{D_1 I_{Tav}}$ | $\frac{4}{3D_1^2} \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + \frac{0.8}{D_1} + \frac{I_{peak}}{D_1 I_{Tav}}$ |
| Сук' [98], рис. 2.9 (б), SEPIC / Luo [98], Рис. 2.9 (в) | $\frac{2I_{peak}}{D_1(1-D_1)I_{Tav}}$ | $\frac{4}{3D_1(1-D_1)^2} \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + \frac{0.4}{D_1(1-D_1)} + \frac{I_{peak}}{D_1(1-D_1)I_{Tav}}$ |
| Напівмостовий перетворювач з чергуванням фаз [99], Рис. 2.9 (г) | $\frac{2I_{peak}}{D_1 I_{Tav}}$ | $\frac{2}{3mD_1^2} \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + \frac{0.8}{D_1} + \frac{I_{peak}}{D_1 m I_{Tav}}$ |
| Каскадний напівмостовий [100], Рис. 2.9 (д) | при $U_{BT} > U_g$ $\frac{2I_{peak}(1+D_1)}{D_1 I_{Tav}}$ | при $U_{BT} > U_g$ $\frac{4}{3D_1^2} \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + \frac{0.8}{D_1} + \frac{I_{peak}}{D_1(1-D_1)I_{Tav}}$ |
| | при $U_{BT} < U_g$ $\frac{2I_{peak}(2-D_1)}{(1-D_1)I_{Tav}}$ | при $U_{BT} < U_g$ $\frac{4}{3(1-D_1)^2} \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + \frac{0.8}{1-D_1} + \frac{I_{peak}}{D_1(1-D_1)I_{Tav}}$ |

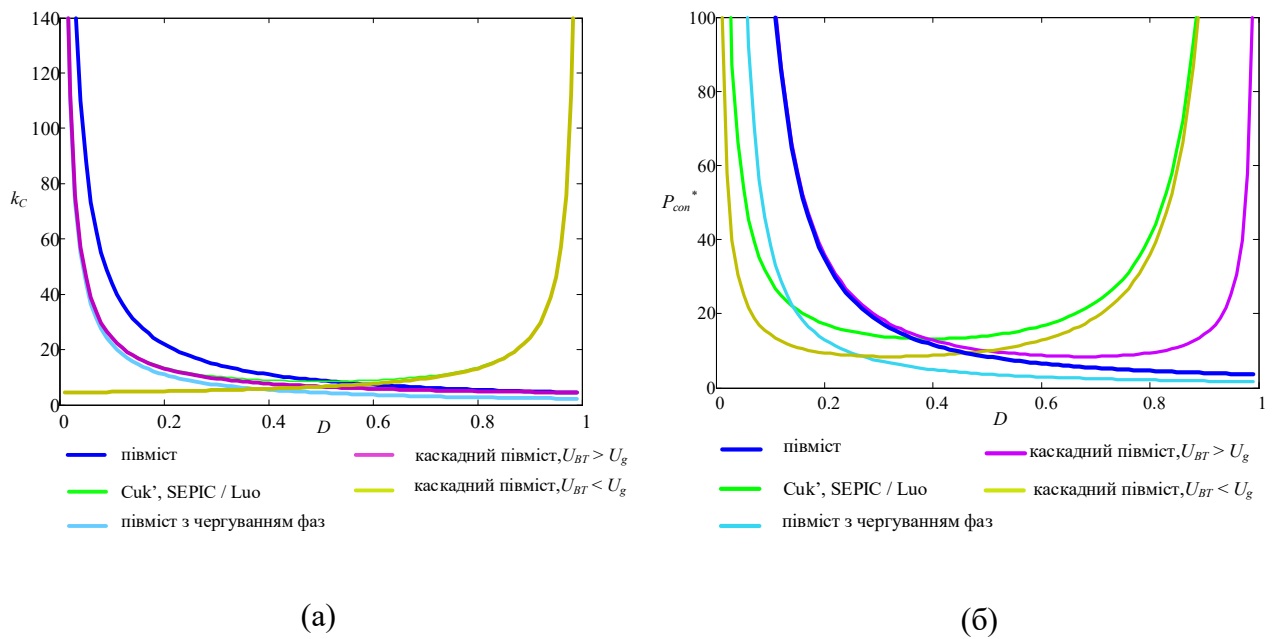


Рис. 2.11. Перетворювачі ПС/ПС для систем акумулювання енергії: (а) коефіцієнт вартості k_c ; (б) нормалізовані втрати P_{con}^* .

З рисунку 2.11 можна побачити, що схема модульного напівмостового перетворювача є найдешевшою і найефективнішою у порівнянні з іншими приведеними. При цьому, слід зазначити, що відповідно до рис 2.11(б) можна побачити, що для модульних перетворювачів типовим є зниження втрат зі збільшенням кількості модулів під'єднаних паралельно. Однак, при збільшенні кількості модулів зростає і складність системи керування, так як модулі працюють з фазовим зсувом T/m й забезпечити точне перемикання транзисторів у відповідні моменти при збереженні високої частоти перемикання є проблематичним. Також можна виділити каскадну напівмостову топологію, яка при конкурентній ціні має дещо більші сумарні втрати.

Описані топології є одноланковими і мають обмежений діапазон регулювання напруги, відсутність гальванічної ізоляції, через що – обмежене використання. Для розширення функцій описаних перетворювачів, вони часто використовуються разом з ізольованими перетворювачами, формуючи дволанкову структуру.

2.2.3. Ізольовані перетворювачі.

Гальванічна ізоляція в перетворювачах для сонячних панелей і батарей використовується для забезпечення безпеки та гнучкості системи [101], [102]. Ізоляція захищає низьковольтні частини системи від високої напруги, що особливо актуально при підключенні до середньої й високої напруги. Також, ізоляція дозволяє знизити вимоги до напівпровідникових елементів. Це призводить до більш високої ефективності перетворювачів, за рахунок збереження м'якого перемикання в перетворювачах що працюють в широкому діапазоні зміни напруги [103], [102].

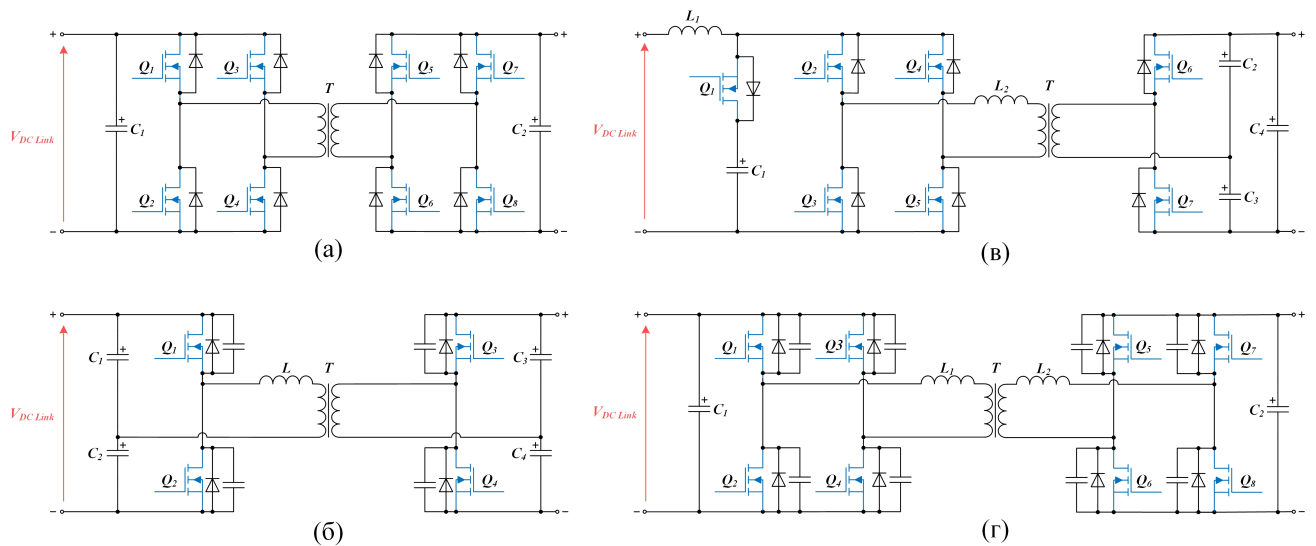


Рис. 2.12. Перетворювачі для дволанкового підключення: (а) подвійний активний міст; (б) два напівмостові перетворювачі напруги; (в) комбінований напівмостовий перетворювач напруги й мостовий перетворювач струму; (г) подвійний активний міст з м'яким перемиканням.

Зазвичай, гальванічна ізоляція в системах, що підключаються до мереж постійного струму забезпечується перетворювачем ПС/ПС з високочастотним трансформатором. У випадку необхідності інтеграції накопичувачів енергії, такий перетворювач повинен бути з двосторонньою передачею потужності і часто базується на топології ПАМ й її варіаціях. Перетворювачі, часто

використовувані в якості ізоляції в системах з накопичувачами й ФВ панелями зображено на рис. 2.12.

Таблиця 2.4. Порівняння ізольованих топологій перетворювачів.

| Топологія | k_C | P_{con}^* |
|--|-------------------------------------|--|
| DC-DC перетворювачі | | |
| Подвійний активний міст, Рис. 2.11 (а) | $\frac{8I_{peak}}{D_1 I_{Tav}}$ | $\frac{4}{3D_1^2}(1+D_1)\left(1-\frac{I_{peak}I_{min}}{(I_{peak}+I_{min})^2}\right)+\frac{0.8}{D_1}+0.8+\frac{3I_{peak}}{D_1 I_{Tav}}$ |
| Два напівмостові перетворювачі напруги ($D=0.5$) [104], Рис. 2.11 (б) | $\frac{8I_{peak}}{D_1 I_{Tav}}$ | 8 |
| Комбінований напівмостовий перетворювач напруги й мостовий перетворювач струму [105], Рис. 2.11 (в) | $\frac{11I_{peak}}{(1-D_1)I_{Tav}}$ | $\left(\frac{5+4D_1}{3(1-D_1)^2}+\frac{8(1-D_1)}{3D_1^2}\right)\left(1-\frac{I_{peak}I_{min}}{(I_{peak}+I_{min})^2}\right)+\frac{0.8}{1-D_1}$ |
| Подвійний активний міст з м'яким перемиканням [106], Рис. 2.11 (г) | $\frac{8I_{peak}}{D_1 I_{Tav}}$ | $\frac{4}{3D_1^2}(1+D_1)\left(1-\frac{I_{peak}I_{min}}{(I_{peak}+I_{min})^2}\right)+\frac{0.8}{D_1}+0.8$ |
| Ізольований повномостовий перетворювач, Рис. 2.11 (д) | $\frac{8I_{peak}}{D_1 I_{Tav}}$ | $\frac{32}{3D_1}\left(1-\frac{I_{peak}I_{min}}{(I_{peak}+I_{min})^2}\right)+\frac{1.6}{D_1}+\frac{2I_{peak}}{D_1 I_{Tav}}$ |
| Косий мостовий перетворювач, Рис. 2.11 (е) | $8\frac{I_{peak}}{D_1 I_{Tav}}$ | $\frac{8}{3D_1}\left(1-\frac{I_{peak}I_{min}}{(I_{peak}+I_{min})^2}\right)+0.8+$ $+\frac{0.8\cdot(1-D_1)}{D_1}+3\frac{I_{peak}}{D_1 I_{Tav}}$ |

Коефіцієнт вартості k_C та нормалізовані втрати потужності P_{con}^* для перетворювачів ПС/ПС з ізоляцією показано на рисунку 2.12 (а) і (б) відповідно.

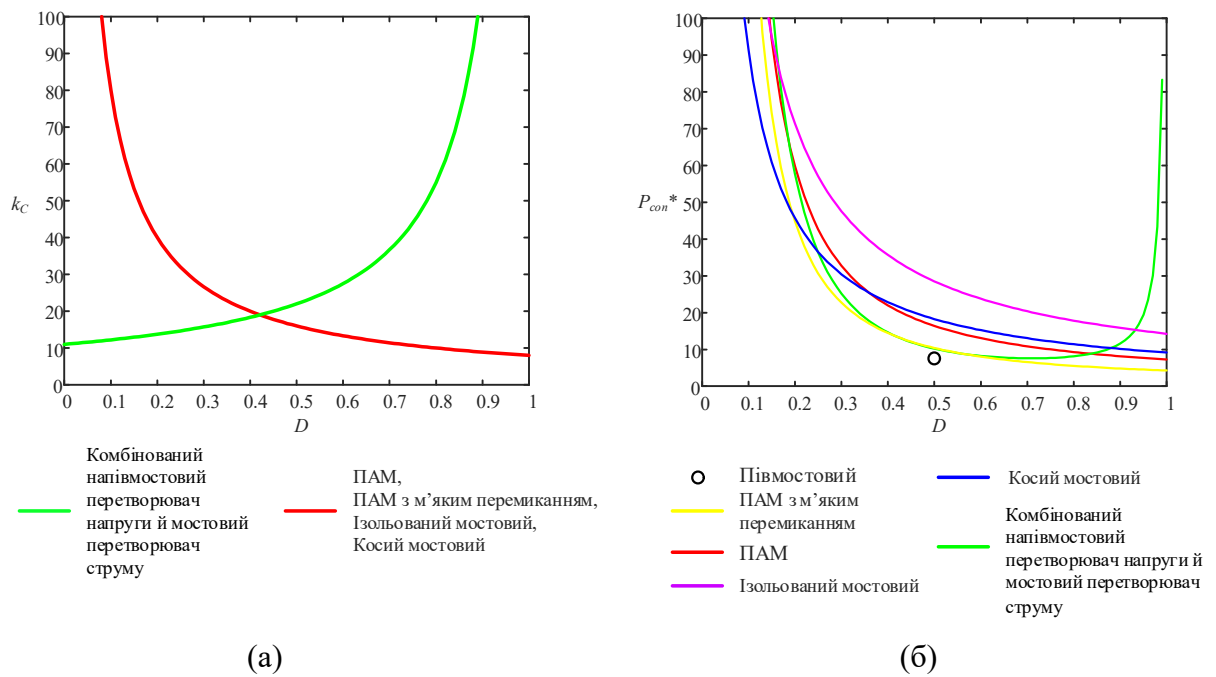


Рис. 2.13. Перетворювачі ПС/ПС для систем акумулювання енергії: (а) коефіцієнт вартості k_c ; (б) нормалізовані втрати P_{con}^* .

Як можна побачити, напівмостові перетворювачі напруги мають досить низькі втрати за рахунок використання нижчої кількості транзисторів у порівнянні з іншими порівнюваними топологіями. Проте, при значеннях коефіцієнту заповнення імпульсу $D > 0.6$ вже ПАМ з м'яким перемиканням є більш ефективним. Також слід зауважити, що більшість топологій є неефективними й дорогими в певному діапазоні D , що пов'язане з високим коефіцієнтом перетворення G в цьому діапазоні і, як результат, високими піковими струмами через напівпровідники. Відповідно, для зниження вартості й втрат в перетворювачах, вигідніше всього використовувати їх в невеликому діапазоні G , який залежить від кожного окремого перетворювача. Наприклад, для ПАМ перетворювача з рис. 2.12(г) цей діапазон лежить в межах $D \in [0.5; 1]$. Також можна зробити висновок, що перетворювачі з м'яким перемиканням ключів зазвичай мають вищу ефективність. Однак, через необхідність використання додаткових резонансних ланок, а також більш складних систем керування розробка таких перетворювачів є більш складною.

2.2.4. Перетворювачі з високим коефіцієнтом перетворення.

Сонячні панелі мають відносно низьку напругу і струм, і, як правило, з'єднуються в масиви за допомогою паралельних і послідовних з'єднань. При цьому, зміна потужності сонячного випромінювання та параметрів панелей у масиві призводить до зниження загальної ефективності і може спричинити нестійкість системи через ефект часткового затінення. Для зменшення впливу вказаних вище недоліків використовуються перетворювачі з високим коефіцієнтом перетворення. Розповсюджений метод підвищення напруги з використанням високочастотного трансформатора та високого коефіцієнта трансформації n збільшує навантаження на елементи вторинної сторони і спричиняє викиди напруги, пов'язані з паразитними індуктивностями розсіювання. Велике значення коефіцієнта перетворення G для звичайного підвищувача досягається при роботі з коефіцієнтом заповнення імпульсів близьким до одиниці [107].

Деякі перетворювачі ПС/ПС дозволяють забезпечувати гальванічну ізоляцію за допомогою додаткової обмотки, наприклад як в SEPIC і зворотноходовому перетворювачах. Вони використовуються для отримання високого коефіцієнта перетворення напруги, але потребують додаткових демпфуючих схем для зменшення стрибків напруги спричинених індуктивністю розсіювання [108] і, як правило, мають підвищені перенапруги транзисторів з коефіцієнтом 1.5...2.0. В таких топологіях зазвичай використовуються пасивні демпфуючі схеми [109], але для високоефективних рішень використовуються більш складні активні [110] або пасивні [111] регенеративні демпфери, які передають накопичену енергію від індуктивності розсіювання в навантаження або основне джерело енергії. Також ізольоване рішення з використанням індуктивності розсіювання як частини схеми дозволяє реалізувати м'яке перемикання транзистора, а також подвоїти напругу, наприклад, як у паралельному LC перетворювачі [112]. Ідея подвоєння напруги за допомогою комутованих конденсаторів використовується в ряді

багаторівневих перетворювачів, таких як: підвищуючий суперперетворювач напруги [113], модифікований підвищуючий перетворювач [114], перетворювач на основі генератора Кокрофта — Волтона [115], перетворювач на помножувача Діксона [115], підвищуючий перетворювач на основі MIESC SC-комірки [116], підвищуючо-понижуючий перетворювач на основі MIESC SC-комірки [116]. Подвоєння напруги на конденсаторах також реалізується в перетворювачах на основі трикомірної структури з трьома станами (ТС3С), яка є поєднанням двох двокомірних структур з двома станами (ДС2С) [117]. Такі перетворювачі зазвичай мають менші розміри, вагу та об'єм магнітних елементів, а також зменшене струмове навантаження ключів.

На рисунку 2.14 показані описані топології перетворювачів з високим перетворенням напруги, в той час як у таблиці 2.5 аналізуються основні характеристики перетворювачів, такі як коефіцієнт перетворення напруги G , пікова напруга на ключах і основні параметри k_C та P_{con*} .

Для перетворювачів з високим коефіцієнтом перетворення напруги параметри k_C та P_{con*} і G як функції коефіцієнта заповнення імпульсів D показані на рисунку 2.15 (а), (б) і (в) відповідно.

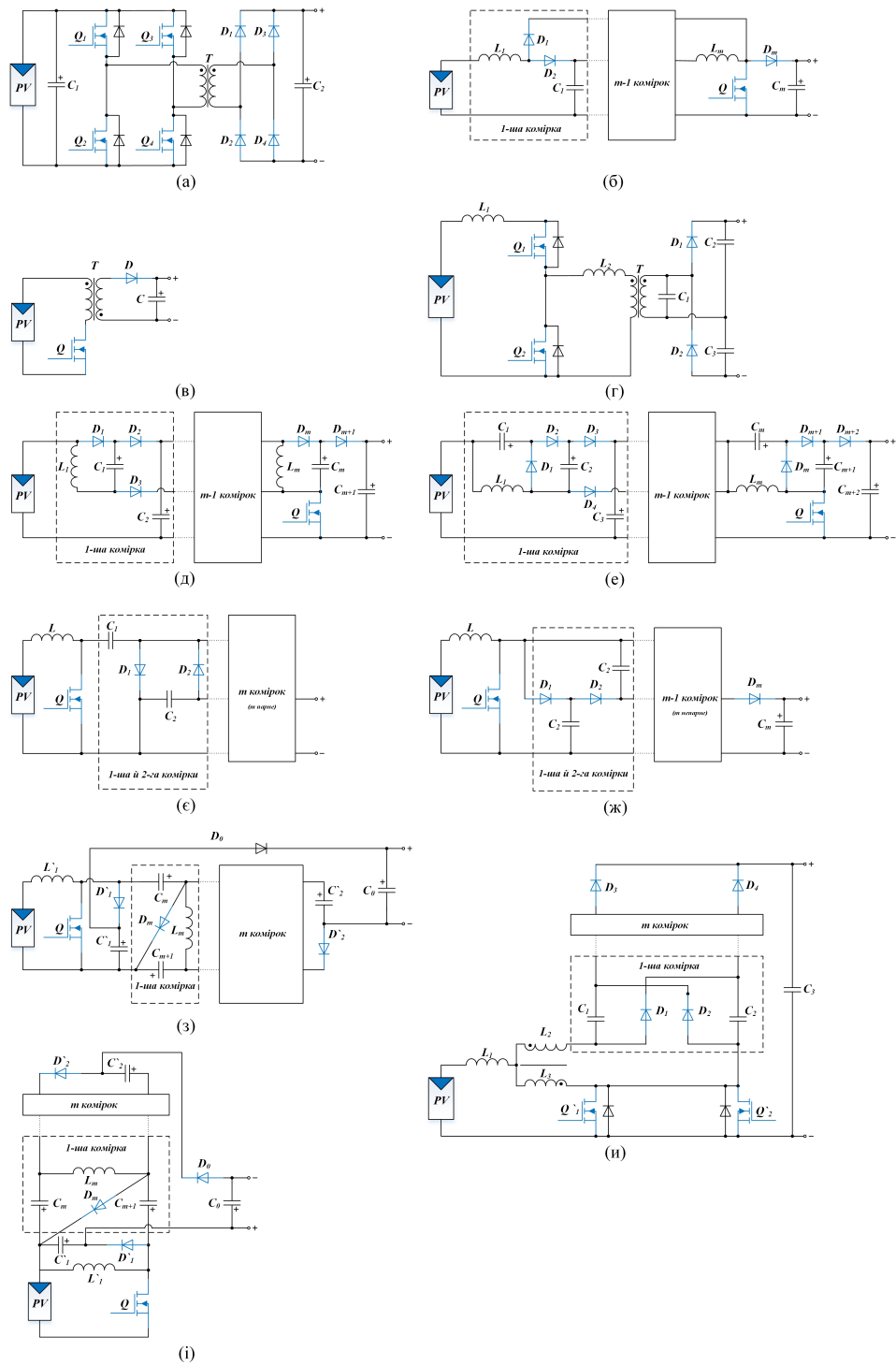
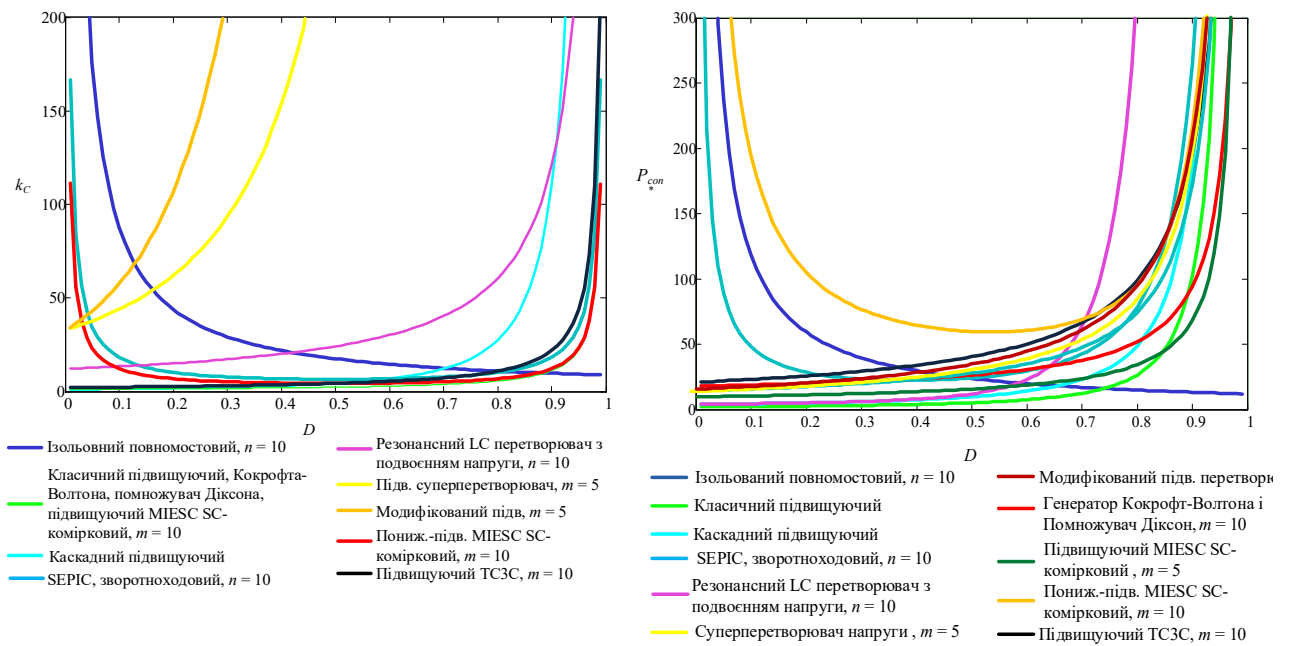


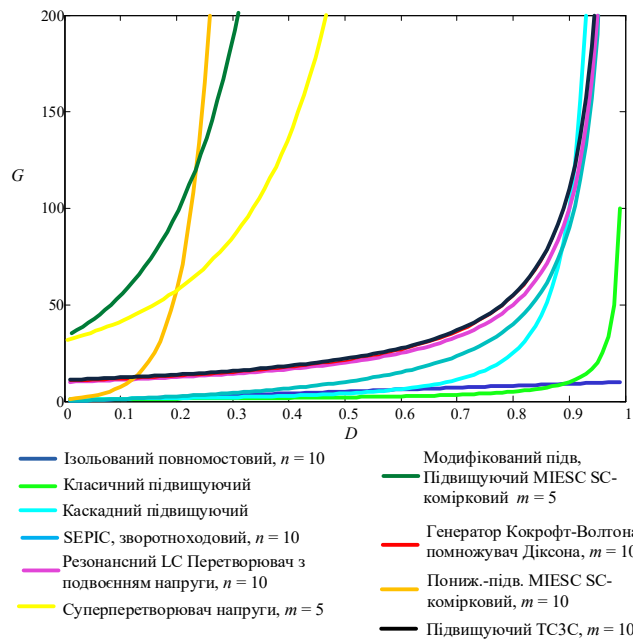
Рис. 2.14. Перетворювачі з високим коефіцієнтом перетворення: (а) ізолювний повномостовий; (б) каскадний підвищувачий перетворювач; (в) зворотногоходовий перетворювач; (г) резонансний LC перетворювач з подвосенням напруги; (д) підвищувачий суперперетворювач напруги; (е) модифікований підвищувачий перетворювач; (є) перетворювач на основі генератора Кокрофта — Волтона; (ж) перетворювач на помножувачі Діксона; (з) підвищувачий перетворювач на основі MIESC SC-комірки; (и) підвищувачо-понижувачий перетворювач на основі MIESC SC-комірки; (і) підвищувачий ТСЗС перетворювач.

Таблиця 2.5. Порівняльний аналіз перетворювачів з високим коефіцієнтом перетворення.

| Топологія перетворювача | G | k_c | P_{con}^* |
|--|------------------------------------|--|--|
| Ізольований повномостовий перетворювач, Рис. 2.13 (а) | nD | $\frac{8I_{peak}}{DI_{Tav}}$ | $\frac{32}{3D} \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + \frac{1.6}{D} + \frac{2I_{peak}}{DI_{Tav}}$ |
| Класичний підвищуючий перетворювач, Рис. 2.7 (б) | $\frac{1}{1-D}$ | $\frac{I_{peak}}{(1-D)I_{Tav}}$ | $\frac{4D}{3(1-D)^2} \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + 0.8 + \frac{I_{peak}}{(1-D)I_{Tav}}$ |
| Каскадний підвищуючий перетворювач [118], Рис. 2.13 (б) | $\frac{1}{(1-D)^2}$ | $\frac{I_{peak}}{(1-D)^2 I_{Tav}}$ | $\frac{4D}{3(1-D)^2} \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + \frac{0.8D^2}{(1-D)^2} + 0.8 + \frac{0.8}{1-D} + \frac{2I_{peak}}{(1-D)I_{Tav}}$ |
| SEPIC [108], Рис. 2.9 (в), Зворотногоходовий [108], Рис. 2.13 (в) | $\frac{nD}{1-D}$ | $\frac{1.5I_{peak}}{(1-D)DI_{Tav}}$ | $\frac{3}{D(1-D)^2} \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + \frac{0.8}{D} + \frac{I_{peak}}{(1-D)DI_{Tav}}$ |
| Резонансний LC перетворювач з подвоєнням напруги [112], Рис. 2.13 (г) | $\frac{2n}{1-D}$ | $\frac{1.1I_{peak}}{(1-D)I_{Tav}}$ | $\left(\frac{2.42D}{3(1-D)^4} + \frac{8}{3(1-D)} \right) \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + 0.8$ |
| Підвищуючий суперперетворювач напруги [113], m комірок, Рис. 2.13 (д) | $\left(\frac{2-D}{1-D} \right)^m$ | $\left(\left(\frac{2-D}{1-D} \right)^m - 1 \right) \frac{I_{peak}}{I_{Tav}}$ | $\frac{4D}{3(1-D)^2} \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + \frac{(1.6(m-1) + 0.8)D}{(1-D)} + 0.8m + \frac{1.5mI_{peak}}{(1-D)I_{Tav}}$ |
| Модифікований підвищуючий перетворювач [114], m комірок, Рис. 2.13 (е) | $\left(\frac{2}{1-D} \right)^m$ | $\left(\left(\frac{2}{1-D} \right)^m - 1 \right) \frac{I_{peak}}{I_{Tav}}$ | $\frac{4D}{3(1-D)^2} \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + \frac{(1.6(m-1) + 0.8)}{(1-D)} + 1.6m + \frac{2mI_{peak}}{(1-D)I_{Tav}}$ |
| Перетворювач на основі генератора Кокрофта — Волтона і помножувачі Діксона [115], m комірок, Рис. 2.13 (є) and (ж) | $\frac{m+D}{1-D}$ | $\frac{I_{peak}}{(1-D)I_{Tav}}$ | $\frac{4D}{3(1-D)^2} \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + \frac{0.8mD}{(1-D)} + 0.8(m+1) + \frac{(m+0.5)I_{peak}}{(1-D)I_{Tav}}$ |
| Підвищуючий перетворювач на основі MIESC SC-комірки [116], m комірок, Рис. 2.13 (з) | $\left(\frac{2}{1-D} \right)^m$ | $\frac{I_{peak}}{(1-D)I_{Tav}}$ | $\frac{4D}{3(1-D)^2} \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + \frac{0.8D}{(1-D)} + 0.8(m+2) + \frac{0.5(m+4)I_{peak}}{(1-D)I_{Tav}}$ |
| Підвищуючо-понижуючий перетворювач на основі MIESC SC-комірки [116], m комірок, Рис. 2.13 (и) | $\left(\frac{1+D}{1-D} \right)^m$ | $\frac{I_{peak}}{D(1-D)I_{Tav}}$ | $\frac{4}{3D(1-D)^2} \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + \frac{0.8}{1-D} + \frac{0.8(m+2)}{D} + \frac{0.5(m+4)I_{peak}}{(1-D)DI_{Tav}}$ |
| Підвищуючий ТСЗС перетворювач [117], m комірок, Рис. 2.13 (і) | $\frac{m+1}{1-D}$ | $\frac{2I_{peak}}{(1-D)I_{Tav}}$ | $\left(\frac{2D}{3(1-D)^2} + \frac{4}{3(1-D)} \right) \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + 1.6 + \frac{(m+0.5)I_{peak}}{(1-D)I_{Tav}}$ |



(а) (б)



(в)

Рис. 2.15. Порівняння перетворювачів з високим коефіцієнтом перетворення: (а) коефіцієнт вартості k_C ; (б) нормалізовані втрати потужності P_{con}^* ; (в) коефіцієнт перетворення G .

Суттєвою проблемою для більшості топологій із високим підвищенням напруги є значна перенапруга транзисторів, що значно підвищує їх вартість. Як результат, перетворювачі з меншим значенням напруги на елементах для забезпечення відповідного коефіцієнта перетворення є більш привабливими для

практичних застосувань, наприклад, перетворювач на основі генератора Кокрофта-Волтона та помножувачі Діксона, а також перетворювачі на основі МІЕСС SC-комірки і на основі ТСЗС.

2.2.5. Гібридні перетворювачі.

Гібридні ФВ системи є комплексними рішеннями з декількома портами для підключення різних джерел енергії і часто накопичувачами енергії, що здатні перемикатися між портами перетворювача. Такі перетворювачі часто використовують для незалежних систем безперервного живлення [119], які дозволяють генерувати або споживати енергію з мережі для усунення дисбалансу фотовольтаїчної системи та навантаження [120]. Гібридна система зазвичай складається з декількох етапів перетворення енергії, які, в загальному випадку, реалізуються окремими перетворювачами, що є надмірним рішенням. Об'єднання подібних конверторів дозволяє скоротити кількість елементів системи та спростити керування [121]. В ізольованих рішеннях одним із найпростіших варіантів є використання багатообмоткових трансформаторів [122]. У неізольованих застосуваннях існують багато топологій з перетворювачами які виконують функції підвищення, пониження та підвищення-пониження. Для розподілених систем також використовуються модульні перетворювачі з багатьма входами [123].

Зазвичай багатопортові рішення розробляються для перетворювачів ПС/ПС [124] або ПС/ЗС [125] застосувань з відновлювальними джерелами та системами накопичення енергії, які підходять для фотовольтаїчних і вітряних установок. Основні приклади перетворювачів ПС/ПС наведені на рисунку 2.16, а аналітичні вирази для їх аналізу приведено в таблиці 2.6.

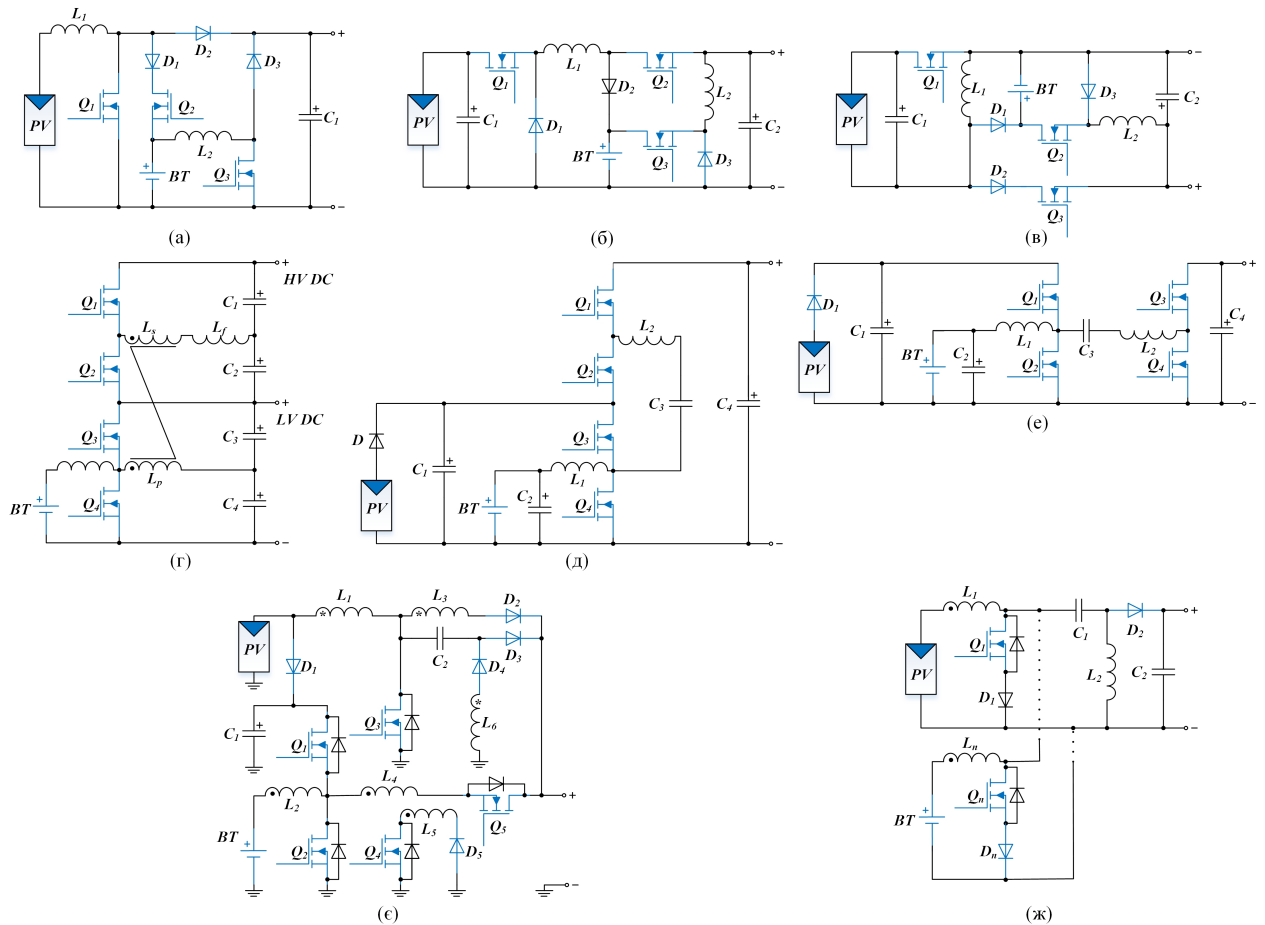


Рис. 2.16. Гібридні перетворювачі: (а) підвищуючий трипортовий перетворювач; (б) понижуючий трипортовий перетворювач; (в) понижуючо-підвищуючий трипортовий перетворювач; (г) двусторонній підвищуючо-понижуючий перетворювач; (д) багатопортовий перетворювач з комутованими конденсаторами; (е) багатопортовий перетворювач з ПАМ; (є) багатопортовий перетворювач ПС/ПС з м'яким перемиканням; (ж) багатопортовий SEPIC перетворювач.

Таблиця 2.6. Порівняння ефективності і втрат гібридних перетворювачів.

| Топологія перетворювача | k_C | P_{con}^* |
|---|---|---|
| Підвищуючий трипортовий перетворювач [126], Рис. 2.15 (а) | $\frac{3}{1-D} \frac{I_{peak}}{I_{Tav}}$ | $\frac{16D}{9(1-D)^2} \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + 0.8 + \frac{I_{peak}}{(1-D)I_{Tav}}$ |
| Понижуючий трипортовий перетворювач [126], Рис. 2.15 (б) | $\left(\frac{2}{D} + 1 \right) \frac{I_{peak}}{I_{Tav}}$ | $\frac{4}{3D} \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) \left(1 + \frac{1}{3D} \right) + \frac{0.8(1.33-D)}{D} + \frac{I_{peak}}{DI_{Tav}}$ |

| | | |
|--|---|---|
| Понижуючо-підвищуючий трипортовий перетворювач [126], Рис. 2.15 (в) | $\frac{2}{D(1-D)} \frac{I_{peak}}{I_{Tav}}$ | $\frac{4}{3} \left(\frac{1}{D(1-D)^2} + \frac{1}{3(1-D)} \right) \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + \frac{0.8}{D} - \frac{0.8}{3} + \frac{I_{peak}}{3I_{Tav}} \left(\frac{2}{D(1-D)} + \frac{1}{D} \right)$ |
| Двусторонній підвищуючо-понижуючий перетворювач [127], Рис. 2.15 (г) | $\frac{8I_{peak}}{DI_{Tav}}$ | $\frac{4D}{(1-D)^2} \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + \frac{0.8 \cdot (1-D)}{3D} + \frac{3.2}{3} + \frac{0.5I_{peak}}{3DI_{Tav}}$ |
| Багатоportовий перетворювач з комутованими конденсаторами [128], Рис. 2.15 (д) | $\frac{2I_{peak}}{DI_{Tav}}$ | $\frac{1}{3D} \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + \frac{5 \cdot 0.8(1-D)}{3D}$ |
| Багатоportовий перетворювач з ПАМ [128], Рис. 2.15 (е) | $\frac{4I_{peak}}{DI_{Tav}}$ | $\left(\frac{4}{9D} + \frac{8D}{9(1-D)^2} \left(1 + \frac{1}{2D} \right) \right) \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + \frac{0.8}{3D} + \frac{1.6}{3} + \frac{0.8D}{3(1-D)} + \frac{I_{peak}}{3DI_{Tav}}$ |
| Багатоportовий перетворювач ПС/ПС з м'яким перемиканням [129], Рис. 2.15 (є) | $\frac{5I_{peak}}{DI_{Tav}}$ | $\frac{4}{9} \left(\frac{1}{D^2} + \frac{D+1}{(1-D)^2} \right) \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + \frac{0.8(1-D)}{3D}$ |
| Багатовходовий SEPIC перетворювач, m комірок [123], Рис. 2.15 (ж) | $\frac{I_{peak}}{D(1-D)I_{Tav}}$ | $\frac{4}{3Dm(1-D)^2} \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2} \right) + \frac{0.8}{D} + \frac{0.8}{1-D} + \frac{1.5I_{peak}}{I_{Tav}mD(1-D)}$ |

Параметри багатопортних перетворювачів k_C та P_{con}^* показані на рисунку 2.17 (а), (б) відповідно.

Як показано на рисунку 2.17, найнижчі значення параметрів k_C та P_{con}^* досягаються для базових підвищуючих і понижуючих перетворювачів, а також для більш складних багатопортних перетворювачів з комутованими конденсаторами та багатопортних перетворювачів ПАМ з м'яким перемиканням ключів. Але в цілому, аналізовані гібридні перетворювачі мають таку саму кількість транзисторів, як і класичні перетворювачі з аналогічними характеристиками. Тому гібридні перетворювачі мають приблизно такі ж самі втрати потужності та вартість, як і їх аналоги з поєднанням базових топологій.

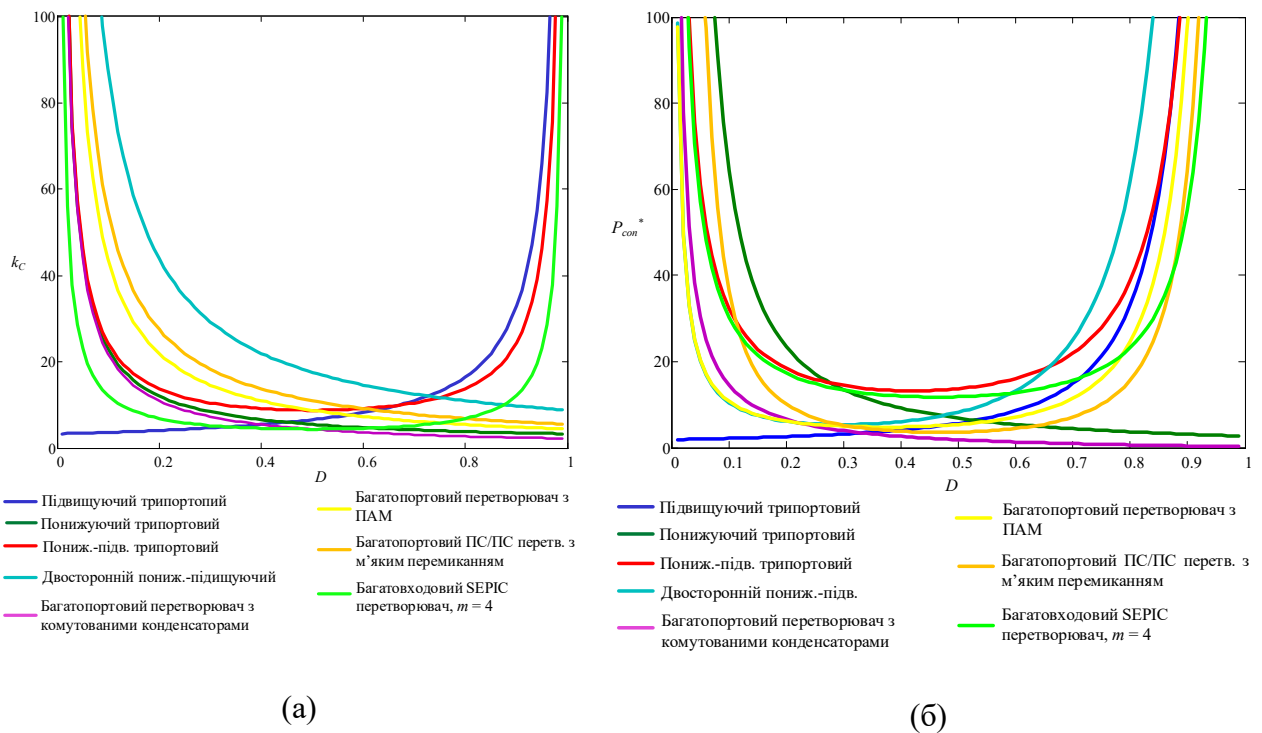


Рис. 2.17. Порівняння гібридних перетворювачів: (а) коефіцієнт вартості k_C ; (б) нормалізовані втрати потужності P_{con}^* .

2.5. Порівняння модульної й класичної структур.

В даному підрозділі порівнюються ціна та ефективність модульної системи перетворювачів з класичною. Під класичною системою мається на увазі використання стандартних підвищуючих/понижуючих перетворювачів з необхідним коефіцієнтом перетворення для узгодження напруги панелей і мережі. Для наочності, спочатку приводиться розрахунок k_C та P_{con}^* для класичної системи, а потім для модульної.

Для підключення сонячних панелей до тягової мережі постійного струму у класичних системах напругу можливо узгодити декількома різними методами: використанням одноланкових перетворювачів з високим коефіцієнтом перетворення або дволанкових перетворювачів з гальванічною ізоляцією. Найпростішим підключенням звісно є використання одноланкового перетворювача з ПТМП. Проте, через те, що рівні напруги мережі й панелей можуть відрізнятись суттєво (особливо актуально для тягової мережі 3 кВ, а

також при використанні ГПТМП алгоритму), в *класичних* системах досить часто використовуються дволанкові структури, які дозволяють:

- збільшити коефіцієнт підвищення напруги за рахунок послідовного з'єднання перетворювачів, а також через використання трансформатора з коефіцієнтом трансформації n ;
- зменшити значень k_c та P_{con*} при роботі з широким діапазоном вхідної/вихідної напруги;

У дволанковій структурі регулювання напруги виконується першим неізованим перетворювачем з ПТМП, тоді як на другому етапі забезпечується гальванічна ізоляція й підвищення/пониження напруги за рахунок використання трансформатора з коефіцієнтом трансформації n . Так, наприклад, при нарузі ланки ПС в 750 В й нарузі мережі електротранспорту 1.5 кВ, коефіцієнт трансформації дорівнює $n = 2$. Перетворювач з функцією ПТМП при цьому забезпечує підвищення напруги з найнижчого рівня (при затіненні панелей) до відповідних 750 В. Тобто працює з таким максимальним коефіцієнтом перетворення, що може забезпечити максимальний відбір потужності у всьому діапазоні напруги при забезпеченні алгоритму ГПТМП (в умовах часткового затінення панелей). Наприклад, для масиву з напругою холостого ходу в режимі роботи ГПТМП напруга змінюється в діапазоні $[0.15 \cdot U_{xx}; 0.76 \cdot U_{xx}]$. В результаті, для масиву панелей з напругою холостого ходу 1кВ мінімальна напруга в точці максимальної потужності складає $V_{min}^{ГПТМП} = 1кВ \cdot 0.15 = 150В$. Через що, для підвищення з 150В до 750В, перетворювач повинен бути розрахований на максимальний коефіцієнт перетворення $G_{ПТМП} = 5$.

Іншим методом узгодження напруги панелей і тягової мережі може бути використання *модульного* перетворювача, запропонованого в даному дослідженні. За рахунок під'єднання необхідної кількості модулів послідовно на виході і вході, теоретично, можуть бути забезпечені будь-які рівні напруги. Як результат, номінальні напруги панелей і мережі можуть бути ефективно

узгоджені без використання дволанкової структури і гальванічної ізоляції, що повинно знизити вартість системи вцілому. При цьому, перетворювачі модульної системи так само як і класичної повинні забезпечувати необхідний рівень перетворення для відбору потужності в режимі ГПТМП й ПТМП.

Слід також зауважити, що коефіцієнт перетворення перетворювача з ПТМП $G_{max} = 5$ актуально для систем з алгоритмом ГПТМП, коли можливе затінення частини панелей, що утворюють масив і, як результат, зниження максимальної потужності масиву у випадку підключення до централізованого перетворювача. З практичної точки зору, сонячні панелі часто з'єднуються в невеликі масиви з децентралізованими перетворювачами, що дозволяє ефективно відбирати потужність від панелей не використовуючи ГПТМП, а лише ПТМП. На відміну від ГПТМП, який потребує $G^{ГПТМП}_{max} = 5$, в ПТМП алгоритмі приймається, що напруга сонячної панелі змінюється у вузькому діапазоні $[0.72 \cdot U_{xx}; 0.76 \cdot U_{xx}]$, що залежить від сонячного випромінювання. Як результат, для алгоритму ПТМП максимальний коефіцієнт перетворення $G^{ПТМП}_{max} = 0.72/0.76 = 1.06$. Також, в подальшому порівнянні, через відносну дороговизну накопичувачів енергії, розглядається також варіант підключення до тягової мережі без накопичувачів. В такому випадку, напруга на лінії не є стабілізованою і може змінюватися в діапазоні $\pm 30\%$, тобто в межах $[0.7V_{DC}; 1.3V_{DC}]$. Як результат, система повинна мати ширший діапазон регулювання для перекриття всього діапазону напруг $G^{ПТМП}_{max} = 0.72/0.76 * 1.3/0.7 \approx 2.12$.

Далі приводиться аналіз втрат та ціни **класичного** рішення.

На рисунку 2.18 (а) порівнюються коефіцієнти вартості k_c та втрати P_{con}^* одноланкових і дволанкових класичних застосувань на основі найефективніших ізольованих і неізольованих рішень, обраних раніше – підвищуючого перетворювача з чергуванням фаз й ПАМ з м'яким перемиканням. При цьому, порівняння ведеться в залежності від максимального коефіцієнту перетворення системи G_{max} . У випадку

одноланкових рішень коефіцієнт перетворення системи дорівнює коефіцієнту перетворення першого перетворювача з ПТМП $G_{max} = G_{ПТМП}$, а у випадку дволанкового рішення – добуток коефіцієнту перетворення перетворювача з ПТМП, ПАМ перетворювача й коефіцієнта трансформації n ($G_{max} = G_{ПТМП} * G_{ПАМ} * n$). Формули для розглянутих випадків наведені у таблиці 2.7.

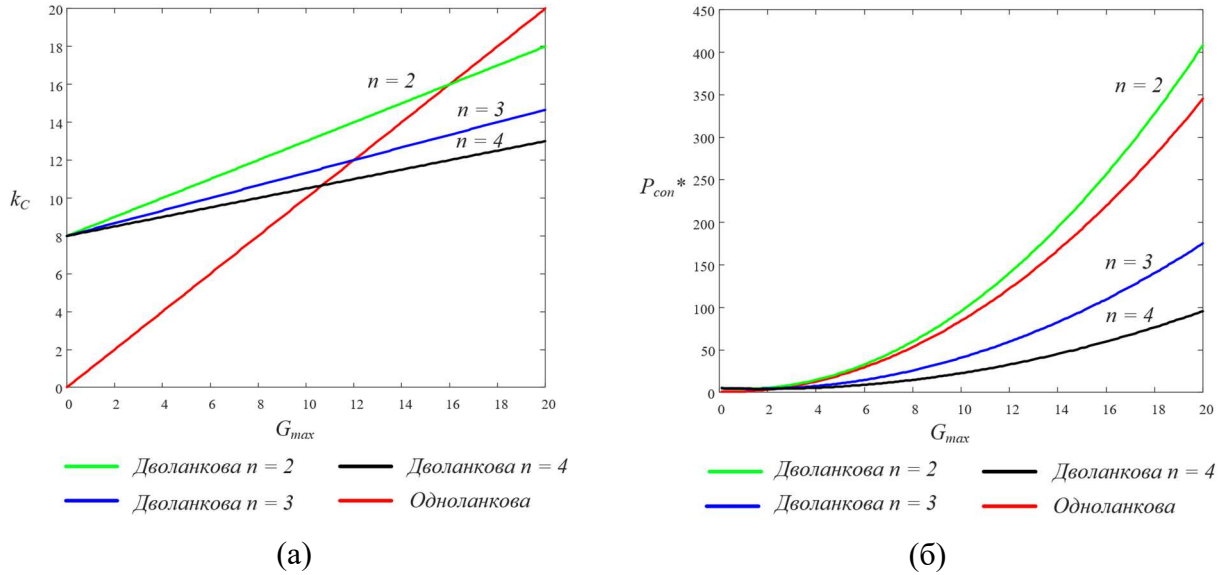


Рис. 2.18. Порівняння дволанкових й одноланкових структур перетворювачів ПС/ПС класичної системи з врахуванням $G_{ПАМ}=1$: (а) коефіцієнт вартості k_c ; (б) нормалізовані втрати P_{con}^* .

Таблиця. 2.7. Коефіцієнт вартості k_c та нормалізовані втрати потужності P_{con}^* для одноланкових та дволанкових застосувань в залежності від коефіцієнта перетворення системи G_{max} :

| | k_c | P_{con}^* |
|---|---|---|
| Одноланкове підключення з підвищуючим перетворювачем з чергуванням фаз | $G_{MPPT} \frac{I_{peak}}{I_{Tav}}$ | $G_{MPPT}^2 \frac{4 \left(1 - \frac{1}{G_{MPPT}}\right)}{3 \cdot m} \cdot \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2}\right) + 0.8 + G_{MPPT} \frac{I_{peak}}{I_{Tav}} \cdot m$ |
| Дволанкове підключення з підвищуючим перетворювачем з чергуванням фаз і ПАМ з м'яким перемиканням ($m=3$) | $\frac{I_{peak}}{I_{Tav}} \left(\frac{G_{MPPT}}{n} + 8G_{DAB} \right)$ | $\left(\frac{G_{MPPT}}{n}\right)^2 \frac{4 \left(1 - \frac{n}{G_{MPPT}}\right)}{3 \cdot m} \cdot \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2}\right) + 0.8 + \frac{G_{MPPT}}{n} \cdot \frac{I_{peak}}{I_{Tav}} \cdot m + (G_{DAB})^2 \frac{4}{3} \left(1 + \frac{1}{G_{DAB}}\right) \left(1 - \frac{I_{peak} I_{min}}{(I_{peak} + I_{min})^2}\right) + 0.8 \cdot G_{DAB} + 0.8 + 3 \cdot G_{DAB} \frac{I_{peak}}{I_{Tav}}$ |

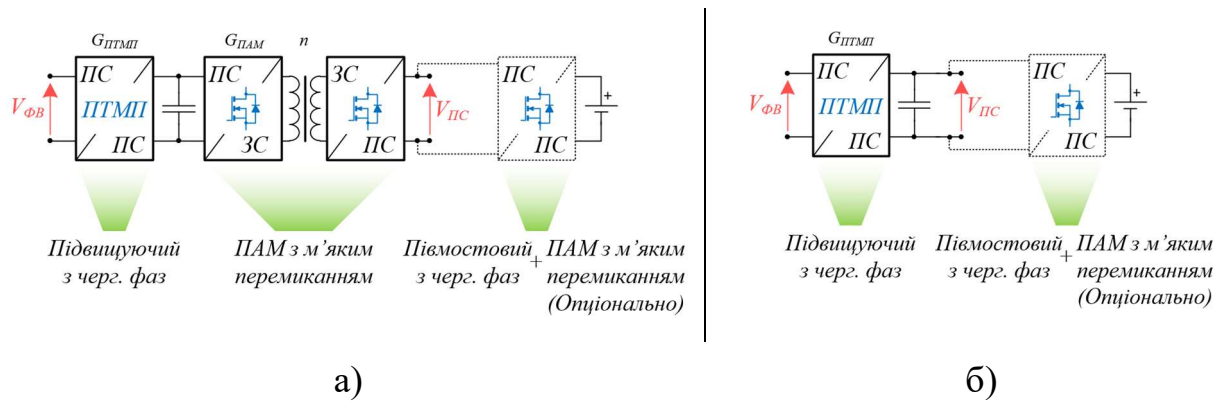


Рис. 2.19. Структура одного модуля перетворювача для підключення сонячних панелей до тягової мережі постійного струму з запропонованими перетворювачами.

Як можна побачити з рис. 2.18 (а) використання одноланкової структури забезпечує нижчу вартість для систем, в яких напруга сонячних панелей не сильно відрізняється від напруги лінії електротранспорту. Так, наприклад, для систем з напругою холостого ходу 1 кВ, для яких $V^{ПТМП}_{min} = 150\text{В}$, при підключенні до 1.5 кВ тягової мережі необхідний коефіцієнт $G_{max} = 1.5\text{кВ}/150\text{В} = 10$. При цьому, для забезпечення необхідного діапазону напруг точки максимальної потужності, коефіцієнт перетворення першої ланки перетворювача з ПТМП має бути $G_{ПТМП} = V^{ПТМП}_{max} / V^{ПТМП}_{min} = 5$. Тобто, у випадку використання дволанкової структури, для забезпечення $G_{max} = 10$, максимальне значення коефіцієнта трансформації ізольованої ланки $n = 2$. В результаті, для підключення сонячного масиву з напругою холостого ходу 1кВ до тягової мережі 1.5кВ, одноланкове рішення виявляється більш економічним, а також забезпечує більшу ефективність (рис. 2.18 (б)). При підключенні до тягової мережі 750В ситуація аналогічна - одноланкова структура є більш вигідною і ефективною. Однак ситуація змінюється при необхідності підключення масиву до мережі 3 кВ. Так, згідно з аналогічним аналізом, коефіцієнт перетворення при підключенні до мережі 3кВ має бути $G_{max} = 3\text{кВ}/150\text{В} = 20$. При тій самій рівності $G_{ПТМП} > 5$, значення коефіцієнта трансформації $n = 4$ і дволанкова структура показує кращий результат в плані ефективності і ціни, ніж одноланкова. Таким чином, для класичних застосувань

економічно вигідно використовувати дволанкові структури перетворювачів починаючи від коефіцієнту перетворення системи:

$$G_{\max} \geq \left(\frac{8}{1 - \frac{1}{n}} \right) \quad (2.22)$$

При цьому, для забезпечення повного діапазону регулювання $G_{\text{ПТМП}} > 5$, коефіцієнт перетворення системи повинен бути:

$$G_{\max} \geq 5 \cdot n \quad (2.23)$$

Як результат, поєднавши два вирази, можна зробити висновок, що мінімальний коефіцієнт перетворення класичної системи перетворювачів G_{\max} при якому доцільно використовувати дволанкові системи зі збереженням необхідного діапазону регулювання $G_{\max} = 13$ ($G_{\text{ПТМП}} = 5$, $n=2.6$), тобто тоді, коли напруга на виході перетворювача з ПТМП і мережі відрізняється більш ніж в 2.6 разів. Слід зауважити, що розрахунок ведеться з врахуванням того, що напруга тягової лінії в точці підключення батарей стабілізована підключеними накопичувачами енергії, що в моменти гальмування й розгону рекуперують або відповідно розряджають накопичувачі для забезпечення стабільної напруги. При цьому, для потенційного зниження ціни можливе і підключення без накопичувачів.

Розрахунок коефіцієнтів k_C , P_{con}^* для забезпечення ПТМП й ГПТМП алгоритмів для **класичної** системи з накопичувачами й без наведено в таблиці 2.8.

З таблиці 2.8 видно, що при забезпеченні регулювання пошуку ТМП, одноланкове рішення виявляється дешевшим від дволанкового для всіх описаних напруг тягової мережі. Використання накопичувачів енергії з функцією стабілізації напруги в точці підключення призводить до зниження ціни перетворювачів сонячної електростанції, що робить одноланкове рішення досить ефективним навіть для підключення до мережі 3кВ. При цьому,

накопичувачі забезпечують додаткові функції пов'язані з рекуперацією енергії і підвищенням прогнозованості ФВ системи. Забезпечення алгоритму ГПТМП призводить до значного збільшення вартості системи (~5 разів) і для масштабних сонячних станцій не є доцільним.

Таблиця 2.8. Рекомендації щодо **класичного** підключення сонячних панелей з номінальною напругою 1кВ до типових тягових мереж постійного струму з використанням алгоритмів ПТМП й ГПТМП і наявністю накопичувачів енергії підключених до лінії.

| Параметри | 750 В + батареї | 750 В +/- 30% | 750 В + батареї | 750 В +/- 30% | 1500 В + батареї | 1500 В +/- 30% | 1500 В + батареї | 1500 В +/- 30% | 3000 В + батареї | 3000 В +/- 30% | 3000 В + батареї | 3000 В +/- 30% |
|---------------------|--------------------|------------------|--------------------|------------------|---------------------|-------------------|---------------------|-------------------|---------------------|-------------------|---------------------|-------------------|
| | 1-ланка | | 2-ланки | | 1-ланка | | 2-ланки | | 1-ланка | | 2-ланки | |
| $G_{max}^{ПТМП}$ | 1.06 | 2.12 | 1.06 | 2.12 | 2.12 | 4.24 | 1.06 | 2.12 | 4.24 | 8.48 | 1.06 | 2.12 |
| $G_{max}^{ГПТМП}$ | 5 | 10 | 5 | 10 | 10 | 20 | 5 | 10 | 20 | 40 | 5 | 10 |
| n | - | - | 1 | 1 | - | - | 2 | 2 | - | - | 4 | 4 |
| k_C (ПТМП) | 1.06 | 2.12 | 9.06 | 10.09 | 2.12 | 4.24 | 9.06 | 10.12 | 4.24 | 8.48 | 9.06 | 10.12 |
| P_{con}^* (ПТМП) | 1.18 | 2.51 | 7.65 | 9.06 | 2.56 | 8.32 | 7.65 | 9.06 | 8.32 | 31.82 | 7.65 | 9.06 |
| k_C (ГПТМП) | 5 | 10 | 13 | 18 | 10 | 20 | 13 | 18 | 20 | 40 | 13 | 18 |
| P_{con}^* (ГПТМП) | 11.36 | 44.13 | 17.82 | 50.6 | 44.13 | 176.4 | 17.82 | 50.6 | 176.4 | 707.5 | 17.82 | 50.6 |

Як зазначалося, використання **модульного** рішення дозволяє узгодити рівні напруги без використання дволанкової структури й трансформатора з коефіцієнтом трансформації n , через що, використання гальванічної ізоляції в модульній системі не я обов'язковим, але може використовуватися з вимог безпеки. Тому, для більш коректного порівняння з немодульними рішеннями, для модульних систем розраховано величини k_C й P_{con}^* як для двомодульних ($n = 1$), так і одномодульних рішень, а також для алгоритмів ПТМП й ГПТМП.

Розрахунок коефіцієнтів k_C , P_{con}^* для забезпечення алгоритмів ПТМП й ГПТМП для **модульної** систем з накопичувачами й без наведено в таблиці 2.9.

Таблиця 2.9. Рекомендації щодо **модульного** підключення сонячних панелей з номінальною напругою 1кВ до типових тягових мереж постійного струму з використанням алгоритмів ПТМП й ГПТМП і наявністю накопичувачів енергії підключених до лінії.

| Параметри | 750 В + батареї | 750 В +/- 30% | 750 В + батареї | 750 В +/- 30% | 1500 В + батареї | 1500 В +/- 30% | 1500 В + батареї | 1500 В +/- 30% | 3000 В + батареї | 3000 В +/- 30% | 3000 В + батареї | 3000 В +/- 30% |
|---------------------|--------------------|------------------|--------------------|------------------|---------------------|-------------------|---------------------|-------------------|---------------------|-------------------|---------------------|-------------------|
| | 1-ланка | | 2-ланки | | 1-ланка | | 2-ланки | | 1-ланка | | 2-ланки | |
| $G_{max}^{ПТМП}$ | 1.06 | 2.12 | 1.06 | 2.12 | 2.12 | 2.12 | 1.06 | 2.12 | 1.06 | 2.12 | 1.06 | 2.12 |
| $G_{max}^{ГПТМП}$ | 5 | 10 | 5 | 10 | 5 | 10 | 5 | 10 | 5 | 10 | 5 | 10 |
| n | - | - | 1 | 1 | - | - | 1 | 1 | - | - | 1 | 1 |
| k_C (ПТМП) | 1.06 | 2.12 | 9.06 | 10.09 | 1.06 | 2.12 | 9.06 | 10.09 | 1.06 | 2.12 | 9.06 | 10.09 |
| P_{con}^* (ПТМП) | 1.18 | 2.51 | 7.65 | 9.06 | 1.18 | 2.51 | 7.65 | 9.06 | 1.18 | 2.51 | 7.65 | 9.06 |
| k_C (ГПТМП) | 5 | 10 | 13 | 18 | 5 | 10 | 13 | 18 | 5 | 10 | 13 | 18 |
| P_{con}^* (ГПТМП) | 11.36 | 44.13 | 17.82 | 50.6 | 11.36 | 44.13 | 17.82 | 50.6 | 11.36 | 44.13 | 17.82 | 50.6 |

Як можна побачити, для всіх застосувань одноланкове підключення являється більш ефективним і дешевим. У порівнянні з немодульним рішенням (таблиця 2.8), модульна система забезпечує значно нижчу вартість і втрати у випадку різних рівнів напруг панелей й мережі. Так, при підключенні 1кВ масиву панелей до мережі 3кВ, модульна система забезпечує в 4 рази меншу ціну й в ~ 7 разів менші втрати для алгоритму ПТМП й в приблизно 15 разів менші втрати для алгоритму ГПТМП, що можна побачити, порівнявши данні з таблиці 2.9 й таблиці 2.8. Додатково, як вже зазначалося, використання алгоритму ГПТМП призводить до підвищення ціни і втрат системи і є недоцільним для використання в масштабних сонячних станціях. Використання дволанкової структури також призводить до підвищеної ціни системи і, як результат, рекомендовано до використання тільки у випадку забезпечення вимог ізоляції.

Враховуючи вищесказане, далі буде розглядатися модульне одноланкове підключення з алгоритмом ПТМП.

2.6. Висновки до розділу.

В результаті аналізу структур і топологій перетворювачів часто використовуваних в ФВ системах з накопичувачами енергії можна зробити наступні висновки:

1. Розроблена в розділі методика дозволяє якісно порівнювати перетворювачі для ФВ систем на основі втрат й пікових значень струмів/напруг напівпровідникових елементів, що дозволяє обрати ефективну й економічно доцільну структуру перетворювача для конкретної задачі.
2. Результати показали, що для підключення сонячних панелей до тягових мереж постійного струму одноланкова модульна структура перетворювача має в 2 рази менші втрати і є в 2.17 разів дешевша від класичної структури при підключенні до мережі 1.5 кВ і зміні напруги ФВ панелей в діапазоні $V_{PV}=[0.72 \cdot U_{xx}; 0.76 \cdot U_{xx}]$. При підключення до мережі 3кВ, модульна структура забезпечує в 7.05 разів менші втрати і є в 4 рази дешевша, ніж класичні рішення.
3. Підключення накопичувачів енергії до тягової мережі стабілізує напругу на лінії ПС, що зменшує вимоги до модульного перетворювача ФВ панелей і його ціну 2 рази, а також втрати в перетворювачі в 2.13 раз.
4. Найбільш ефективною й дешевою серед розглянутих є топологія підвищуючого/понижуючого перетворювача з чергуванням фаз, що забезпечує в 5 разів менші втрати (для $m=4$) ніж класичний понижуючий/підвищуючий перетворювач. Для забезпечення гальванічної ізоляції, найефективнішим є ПАМ перетворювача з м'яким перемиканням, який має в 2 рази менші втрати ніж класичний ПАМ й в 4 рази менші втрати ніж ізольований мостовий перетворювач.

РОЗДІЛ 3. РОЗРОБКА УНІВЕРСАЛЬНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ МОДУЛЬНИМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ

3.1. Особливості керування послідовно/паралельно з'єднаними комірками перетворювача.

Як зазначалося раніше, одним із важливих критеріїв для системи перетворювачів сонячної електростанції є можливість масштабування потужності і напруги. В зв'язку з різними рівнями потужності сучасних ФВ станцій (від кількох мегават до гігават) та рівнів напруги сонячних панелей (від 600 В до 1500 В), для кожного окремого випадку необхідним є розробка такого рішення, що задовольняє вимоги. Додатково, при підключенні до тягових мереж постійного струму, вихідна напруга сонячної електростанції також змінюється і залежить від мережі (600В – 3кВ), що також вимагає використання індивідуальних рішень.

Розробка системи під кожен конкретну сонячну станцію з наступним процесом виготовлення невеликих серій перетворювачів неминує збільшує вартість системи і, як наслідок, збільшує загальну вартість і час розгортання сонячної станції. Для зниження вартості як конструкції так і виробництва системи використовуються універсальні рішення у вигляді з'єднаних модулів, які дозволяють масштабувати потужність сонячної станції та рівнів напруги для різних застосувань. Таким чином, послідовне з'єднання перетворювачів дозволяє масштабувати вхідну/вихідну напругу системи, а паралельне з'єднання – потужність.

Загалом існує чотири можливі схеми підключення модулів: паралельний вхід - паралельний вихід (PIPO), паралельний вхід - послідовний вихід (PISO), послідовний вхід - паралельний вихід (SIPO) і послідовний вхід - послідовний вихід (SISO) (рис. 3.1). PIPO дозволяє масштабувати тільки потужність і є

однією з найпростіших схем з'єднання перетворювачів. PISO дозволяє додатково масштабувати вихідну напругу, SIPO – вхідну напругу, а SISO – як вхідну так і вихідну напругу. Кожна зі схем підключення має свої особливості роботи і керування, які будуть описані далі.

Загальною проблемою при паралельному і послідовному з'єднанні модулів є забезпечення рівного розподілення струму і напруги при різних параметрах окремих модулів, імпедансах між виводами й відмінностях в імпульсах керування. При наявності навіть незначної розбіжності в параметрах і відсутності необхідної системи балансування струму/напруги, один з модулів системи в залежності від підключення проводить повний струм системи, або має на вході всю напругу системи, що призводить до його виходу з ладу.

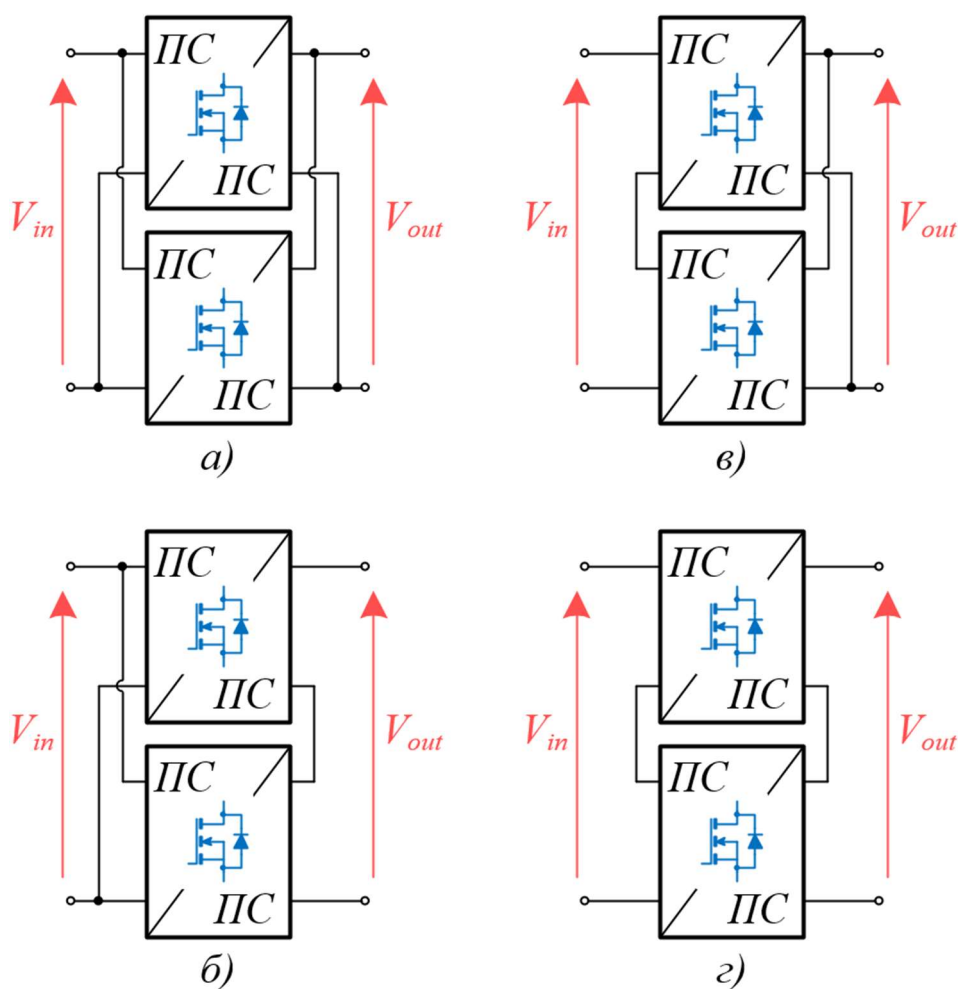


Рис. 3.1. Схеми з'єднання модулів ФВ системи: а) паралельний вхід - паралельний вихід (PIPO); б) паралельний вхід - послідовний вихід (PISO), в) послідовний вхід - паралельний вихід (SIPO); г) послідовний вхід - послідовний вихід (SISO).

Таблиця 3.1. Характеристики різних схем з'єднання модулів системи.

| З'єднання | Стабільність | Вхідна напруга | Вхідний струм | Вихідна напруга | Вихідний струм |
|-----------|--|--|--|--|--|
| PIPO | З'єднання Нестабільне Без балансування | Однакова | Один з перетворювачів проводить значно більший струм (необхідне балансування) | Однакова | Один з перетворювачів проводить значно більший струм (необхідне балансування) |
| PISO | З'єднання стабільне | Однакова | Один з перетворювачів проводить більший струм (необхідне балансування) | Один з перетворювачів має більшу напругу (необхідне балансування) | Однаковий |
| SIPO | З'єднання стабільне | До одного з перетворювачів в прикладається менша напруга (необхідне балансування) | Однаковий | Однакова | Один з перетворювачів проводить менший струм (необхідне балансування) |
| SISO | З'єднання Нестабільне Без балансування | До одного з перетворювачів в прикладається значно більша напруга (необхідне балансування) | Однаковий | До одного з перетворювачів прикладається значно більша напруга (необхідне балансування) | Однаковий |

Так, наприклад, при одному з найпростіших підключень з паралельним підключенням по входу і виходу (PIPO) незалежних модулів, при відсутності системи балансування струму, один із модулів з більшим значенням n (коефіцієнтом передачі по напрузі) буде проводити значно більший струм. Найпростішим прикладом може послужити система з двох перетворювачів на рис. 3.2 (а), коефіцієнт заповнення імпульсів яких рівний і регулюється по вихідній напрузі. При такій конфігурації, навіть незначне відхилення n поступово призведе до неконтрольованого стану з потенційним виходом з ладу одного з перетворювачів.

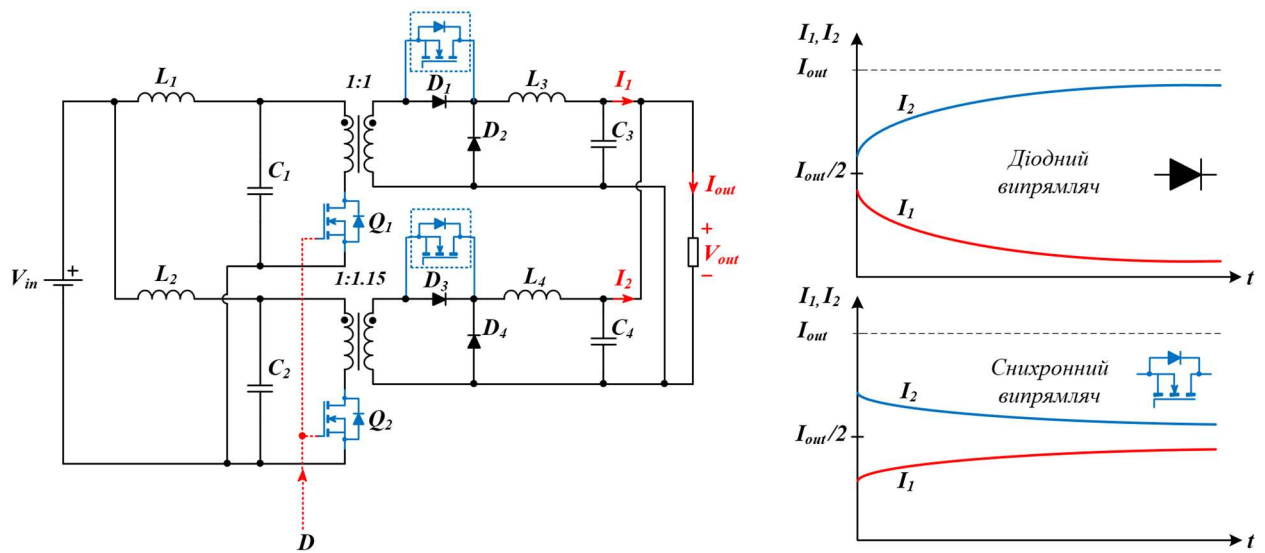


Рис. 3.2. Струм і напруга двох паралельно підключених перетворювачів з різним n .

Через це, PPO підключення по своїй природі є нестабільним і потребує додатковий ланцюг для контролю струму окремих модулів. При цьому, слід зауважити, що стабільність і дисбаланс потужностей модулів залежить від схеми, використовуваних елементів і їх опорів, температурних коефіцієнтів і тд. Так, в схемі на рис. 3.2 при використанні послідовних діодів по виходу, при збільшенні струму, падіння напруги на діодах майже не змінюється і перетворювач з більшою напругою продовжує проводити більшу частину струму. В ситуації з синхронним випрямлячем, опір якого постійний, при збільшенні струму, зростає падіння напруги на ньому, що призводить до зменшення вихідної напруги і, як результат, потужності модуля. Такий механізм зменшення вихідної напруги при збільшенні струму призводить до часткового вирівнювання потужності перетворювачів. Подібним чином впливають і інші опори на шляху струму – опір дроселя, дротів і тд.

На відміну від паралельного підключення, при послідовному з'єднанні модулів по входу і паралельно по виходу (SIPO) робота перетворювачів виявляється стабільною навіть при наявності невідповідності параметрів. При однаковій ширині заповнення імпульсів двох перетворювачів, перетворювач з більшим значення n проводить більший вихідний струм, що відповідно збільшує і

вхідний струм. Зростання вхідного струму призводить до більшого розряджання вхідного конденсатора і, як результат, зменшення вхідної напруги відповідного перетворювача, через що, середні значення вхідної напруги перетворювачів вирівнюються. Такий механізм самобалансування забезпечує стабільну роботу перетворювачів й майже рівномірне розподілення вхідної напруги й струму навантаження. Дисбаланс між перетворювачами при цьому залежить від коефіцієнту передачі n .

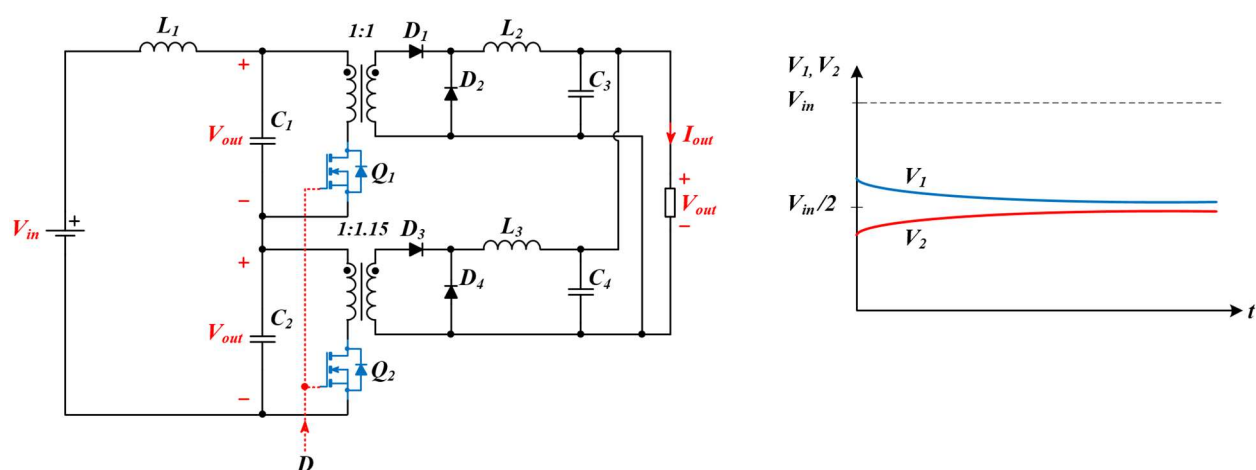


Рис. 3.3. Струм і напруга двох перетворювачів послідовно підключених по входу і паралельно по виходу з різним n .

Завдяки подібному аналізу можна показати, що при керуванні модулями за допомогою спільного коефіцієнту заповнення імпульсів, PIPO й SISO підключення виявляються нестабільними, а PISO й SIPO – стабільними. В таблиці 3.1 наведено деталі різних схем підключення зі спільним контролем ширини заповнення імпульсів.

На практиці, навіть в стабільних підключеннях, таких як PISO й SIPO, неможливо точно узгодити параметри різних модулів. Тим більше, якщо мова йде про використання готових перетворювачів, внутрішні параметри яких змінити досить складно і економічно недоцільно. Це можуть бути коефіцієнт трансформатора n , розкид параметрів пасивних компонентів, вхідні і вихідні імпеданси і тд. В результаті, навіть в стабільних підключеннях, напруги й струми модулів можуть суттєво відрізнятись, що є небажаним, так як може

привести до перенапруги входу/виходу модуля, а також до швидшого зістарювання перетворювача, що передає більшу потужність і його більш швидкої поломки. Через це, для забезпечення стабільної роботи паралельно-послідовно з'єднаних модулів в DC-DC системах і рівномірного розподілу потужностей, напруг і струмів модулів необхідним є використання більш складних алгоритмів контролю, ніж спільний контроль ширини заповнення імпульсів з'єднаних перетворювачів. Більш складні системи керування з індивідуальним контролем ширини заповнення імпульсів здатні забезпечувати рівномірний розподіл вхідної напруги при послідовному з'єднанні по входу, вихідної напруги при послідовному з'єднанні по виходу, вихідного струму при паралельному з'єднанні по виходу. Мінімальний набір параметрів контролю для рівномірного розподілу потужності між модулями виглядає наступним чином:

1. PPO – Контроль струму перетворювачів для рівномірного розподілу потужності.
2. PISO – Контроль вихідної напруги для її рівномірного розподілу між виходами перетворювачів.
3. SIPO – Контроль вхідної напруги для її рівномірного розподілу між входами перетворювачів.
4. SISO – Контроль вхідної і вихідної напруги для її рівномірного розподілу між входами й виходами перетворювачів.

В результаті забезпечення вищеописаних параметрів кожного модуля забезпечується рівномірний розподіл вхідної напруги, розподіл вихідної напруги, розподіл вхідного струму й розподіл вихідного струму. Це в свою чергу призводить до рівномірного розподілу потужності між модулями. Наприклад, при забезпеченні рівномірного розподілу вхідної напруги в SIPO підключенні, через те, що вхідний струм перетворювачів однаковий, одночасно досягається і розподіл вихідного струму.

Оскільки перетворювачі розраховані на підключення сонячних панелей, необхідним є також забезпечення відбору максимальної потужності від ФВ панелей, що вимагає встановлення додаткового датчика для відслідковування і забезпечення пошуку максимальної точки потужності. Як результат, до мінімального набору датчиків балансування додається ще один додатковий. В таблиці 3.2 наведено мінімальний набір сигналів для вимірювання при різних конфігураціях і забезпеченні необхідних функцій.

Таблиця 3.2. Необхідний набір датчиків для модульної системи перетворювачів.

| Датчик | PIPO | PISO | SIPO | SISO |
|-----------------|---------------------|----------------------|----------------------|----------------------|
| | Функції | | | |
| Вхідна напруга | ПТМП | Надмірний | Балансування напруги | Балансування напруги |
| Вхідний струм | Надмірний | ПТМП | ПТМП | ПТМП |
| Вихідна напруга | Надмірний | Балансування напруги | Надмірний | Балансування напруги |
| Вихідний струм | Балансування струму | Надмірний | Надмірний | Надмірний |

Як зазначалося раніше, розроблювана система повинна забезпечувати наступні критерії - масштабування вхідної й вихідної напруги й потужності. Ні одна з описаних конфігурацій самостійно не може забезпечити необхідних критеріїв. Тому, для забезпечення повністю модульної системи необхідним є поєднання паралельного з послідовним з'єднанням. Це, наприклад, може бути паралельне з'єднання SISO модулів. Як результат, для забезпечення ПТМП і балансування в такій системі мінімальним набором сенсорів є сенсори вхідної напруги, вхідного струму, а також вихідної напруги.

Запропонована схема підключення модулів з датчиками зображена на рис. 3.4.

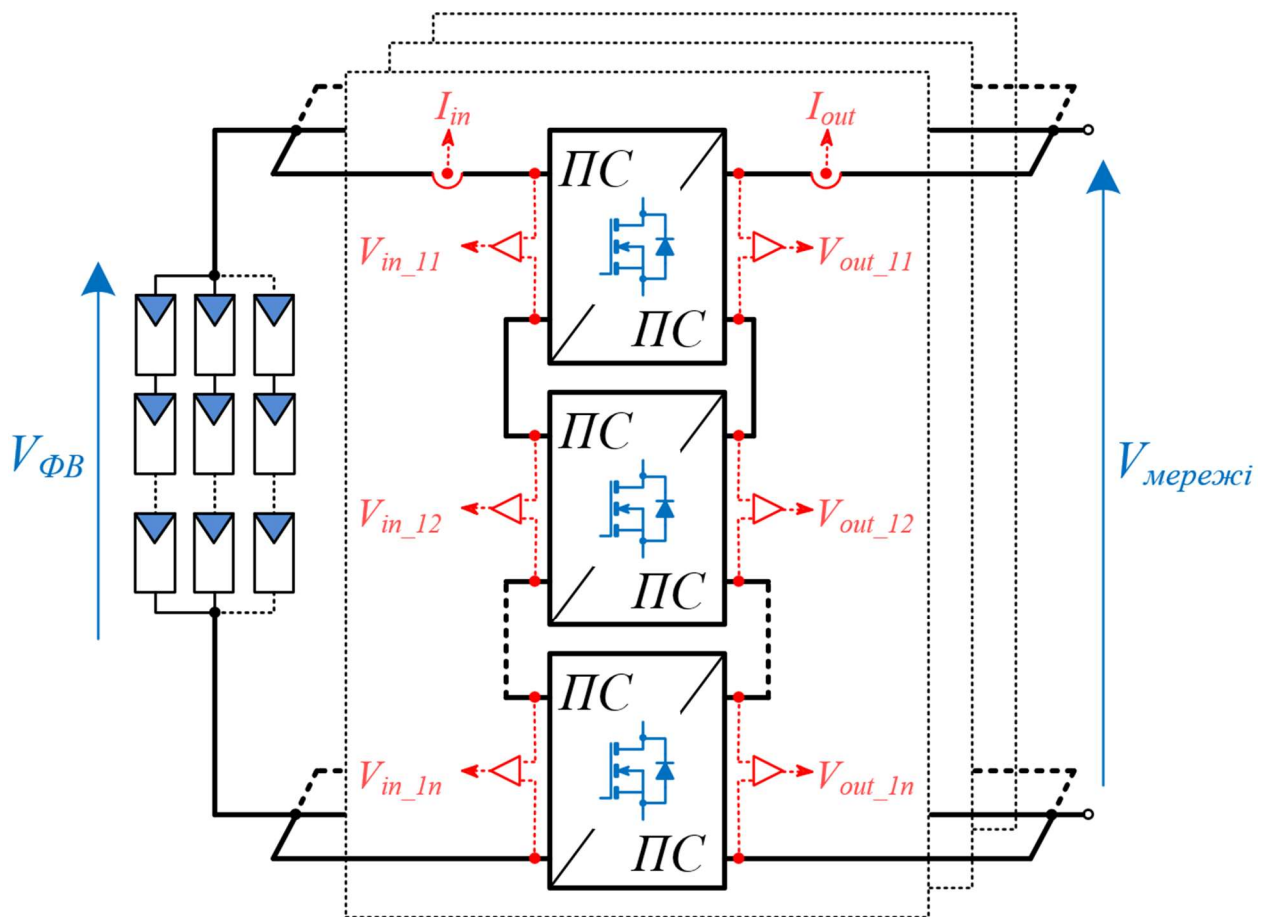


Рис 3.4. Запропонована схема підключення необхідних датчиків при паралельному/послідовному з'єднанні для забезпечення повної модульності системи.

Для забезпечення описаних вище функцій використовуються різноманітні методи контролю вихідних/вхідних параметрів. Одним із найпростіших методів розподілення потужності між модулями є використання шини розподілу навантаження з відповідним контролером, наприклад, UCC2900x. Із недоліків такої системи – наявність додаткової шини, а також необхідність використання перетворювачів, які мають функцію паралельного підключення, що являється суттєвим обмеженням. Одним із методів децентралізованого контролю, що не вимагає використання додаткової шини і дозволяє використовувати готові перетворювачі, являється droop контроль. Droop контроль дозволяє розподілити потужність між модулями системи з досить високою точністю. Проте, в droop методі неможливо досягти високої точності регуляції як напруги, так і струму одночасно, через що, потужність між модулями завжди буде відрізнятися.

Більш високу точність здатні забезпечити централізовані методи керування, в яких централізована система формує керуючі імпульси для відповідних модулів. Незважаючи на вищу складність такої системи і наявності додаткових комунікаційних ліній, з'єднуючих перетворювачі, централізована система може більш точно розподілити потужність між модулями, забезпечити необхідні функції (ПТМП), а також прийняти міри при виході з ладу одного з перетворювачів, забезпечуючи відмовостійке керування системою. Додатково, сучасні мікропроцесорні системи дозволяють запровадити централізоване керування для досить великої кількості модулів одночасно.

3.2. Узагальнена характеристика методів балансування для PIPO, SIPO, PISO, SISO підключень.

Відповідно до таблиці 3.1 можна побачити, що для рівномірного розподілення струмів і напруг перетворювачів, необхідним є забезпечення відповідного балансування. Це актуально для систем як з нестабільним з'єднанням, так і зі стабільним. При цьому, існують різні методи балансування параметрів перетворювачів. Методи можуть бути як схемотехнічні, пов'язані з використанням додаткових пасивних балансуєчих елементів схеми, так і програмні, пов'язані з використанням відповідних алгоритмів балансування комірок перетворювача.

Узагальнена інформація щодо різних підключень і методів їх балансування наведена в таблиці 3.3.

Таблиця. 3.3. Порівняльна характеристика різних методів контролю модульних перетворювачів.

| Схема балансування | PIPO | PISO | SIPO | SISO |
|----------------------|---|-------------------------------------|------|------|
| Пасивне балансування | <i>Переваги:</i> Проста реалізація. Не вимагає встановлення датчиків напруги/струму. Простота масштабування великої кількості модулів. | | | |
| | <i>Недоліки:</i> Низька точність Додаткові втрати на балансирах Необхідність ретельного підбору номіналів балансувальних елементів | <i>Недоліки:</i> Низька динаміка | | |

| | | | | | |
|-----------------------------------|---------|---|---|---|-----|
| Droop контроль (inverse droop) | | <i>Переваги:</i> Проста реалізація. Децентралізований метод контролю -> підвищена надійність системи. Простота масштабування великої кількості модулів | | | |
| | | <i>Недоліки:</i> Низька точність Погіршення регулювальних характеристик при значних дисбалансах | | | |
| Датчики | Струму | N | 1 | 1 | 1 |
| | Напруги | 1 | N | N | N |
| Активне балансування | | <i>Переваги:</i> Висока точність, регулювальні можливості й динаміка | | | |
| | | <i>Недоліки:</i> Підвищена складність системи керування. Централізований метод контролю, через що дещо нижча надійність. При великій кількості модулів складність системи керування зростає. | | | |
| Датчики | Струму | N | 1 | 1 | 1 |
| | Напруги | 1 | N | N | 2*N |
| Схемотехнічні рішення | | <i>Переваги:</i> Забезпечення балансування без внесення змін в систему керування. | | | |
| | | <i>Недоліки:</i> Індивідуальна схема для кожної топології DC-DC перетворювача. Складність системи значно зростає при масштабуванні. При використанні готових модулів, необхідно вносити значні зміни в структуру модулів. | | | |

Підсумовуючи інформацію в таблиці можна зробити висновки щодо практичності використання описаних систем балансування:

- Використання пасивних методів балансування актуально для перетворювачів з невеликою сумарною потужністю, так як в такому разі, втрати на балансувальних елементах будуть незначними і не впливатимуть в значній мірі на загальну ефективність системи. У разі ж розподілених сонячних станцій, які мають потужності до МВт, такий метод балансування не є підходящим, так як призводить до значних втрат в системі і понижує загальну ефективність відбору енергії. Додатково, використання пасивного балансування PISO, SISO систем при підключенні до тягових мереж не є рекомендованим через високу динаміку зміни вихідного навантаження (динаміка руху тягового транспорту).
- Використання droop методу контролю хоч і призводить до підвищеної надійності системи і спрощує підключення, в цілому вимагає такої самої кількості датчиків як і активне балансування. При цьому, droop

метод не забезпечує такої ж високої точності балансування й регулювальних характеристик як метод активного балансування. Винятком є SISO підключення, яке для droop методу вимагає $N+1$ датчиків напруги, а активне балансування при цьому мінімально потребує N датчиків напруги й додатково N датчиків струму.

- Використання схмотехнічних методів балансування актуально для систем, які розробляються з нуля, а не при використанні готових модулів перетворювачів, що пов'язане з необхідністю внесення значних змін в структуру перетворювачів. На практиці, внесення таких змін у вже наявний перетворювач призведе до необхідності значної переробки системи і з практичної точки зору є недоцільним. Додатково, використання схмотехнічних рішень балансування для систем з великою кількістю перетворювачів веде до росту складності балансувальних компонентів і їх з'єднання, через що, на практиці, такі методи використовуються для невеликої кількості модулів $N_{max} = 3$.
- Використання активних методів балансування забезпечує найкращі балансувальні характеристики і ефективність роботи, а динаміка системи може регулюватися за допомогою відповідних коефіцієнтів регуляторів. Це дає змогу підлаштовуватися під буд-яку систему, не змінюючи при цьому структуру перетворювача. Основний недолік, такий як складність керування й необхідність використання великої кількості датчиків на даний момент не являється суттєвою проблемою, так як сучасні мікропроцесорні системи можуть одночасно обробляти інформацію з багатьох датчиків і паралельно формувати сигнали керування.

3.3. Запропонована схема керування модульним перетворювачем.

Відповідно до таблиці 3.3, активне балансування забезпечує найкращі характеристики і було обране для подальшої реалізації. Для цього, розроблено схему під'єднання модулів і їх датчиків (рис. 3.5) для забезпечення повної

модульності системи (узгодження і масштабування вхідних/вихідних напруг, масштабування потужності). Як можна побачити з рисунку, кожен модуль складається з послідовно з'єднаних підмодулів чисельністю m по входу й p по виходу, які, в свою чергу, складаються з паралельно з'єднаних модулів чисельністю N . Підмодулі при цьому з'єднуються паралельно, масштабуючи потужність. Кількість паралельно з'єднаних модулів – C . Така структура одного модуля необхідна для забезпечення узгодження напруг входу і виходу. Наприклад, при 4 послідовно з'єднаних по входу перетворювачах, їх виходи можуть бути з'єднані по два паралельно і вже потім послідовно, що дозволяє отримати різні напруги по виходу й входу. Вхідна напруга при цьому буде дорівнювати $V_{in}=V_{in_1}+V_{in_2}+V_{in_3}+V_{in_4}$, а вихідна $V_{out}=V_{out_1}+V_{out_2}$. Кількість датчиків струму й напруги при забезпеченні підключення зображеного на рисунку і централізованого алгоритму керування буде дорівнювати:

- $m+p$ датчиків напруги;
- $N*p+1$ датчиків струму для $N>1$, або 2 датчика струму для $N=1$;

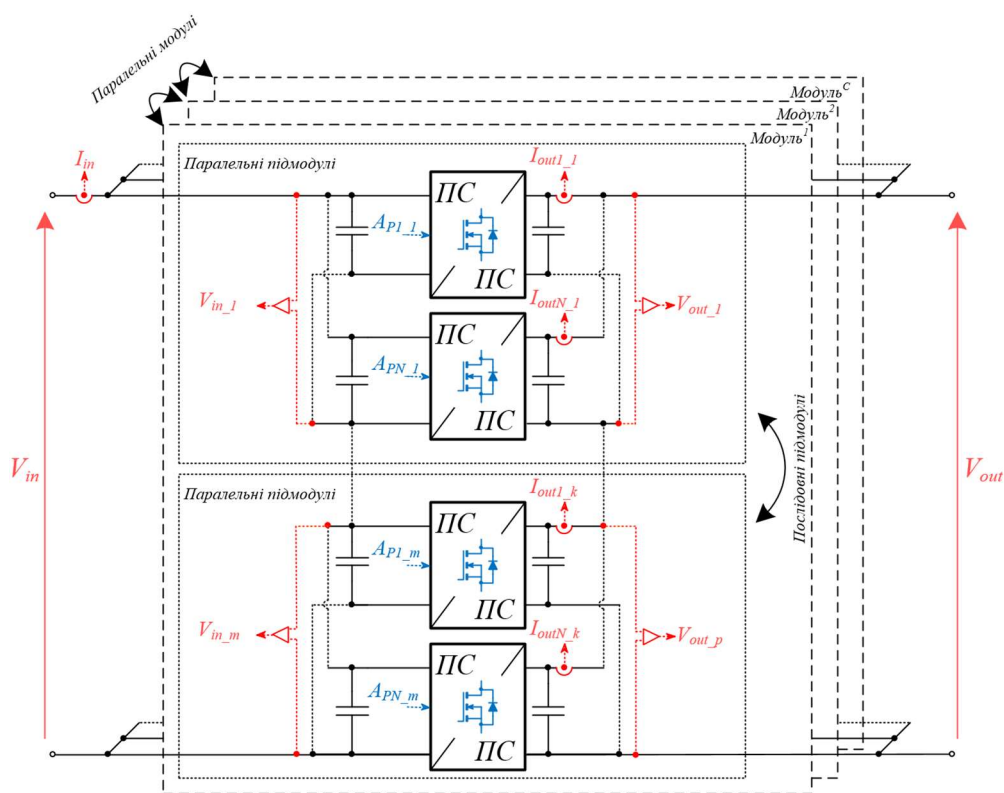


Рис. 3.5. Запропонована узагальнена структура модульного перетворювача.

Відповідна кількість датчиків дозволяє забезпечити балансування струму паралельно з'єднаних підмодулів і модулів, балансування вихідної й вхідної напруги підмодулів. Вхідний датчик струму необхідний для забезпечення алгоритму відбору максимальної потужності від сонячних панелей. Тобто, запропонована система є універсальною і дозволяє реалізувати будь-яке підключення.

Регулювання вихідного струму/напруги кожного окремого перетворювача забезпечується подачею відповідного аналогового сигналу сформованого системою керування в ланку зворотного зв'язку напруги як показано на рис. 3.6. Сигнали керування V_{Ap^*} при цьому формуються централізованою системою керування комірки відповідно до схеми, що зображена на рис. 3.7.

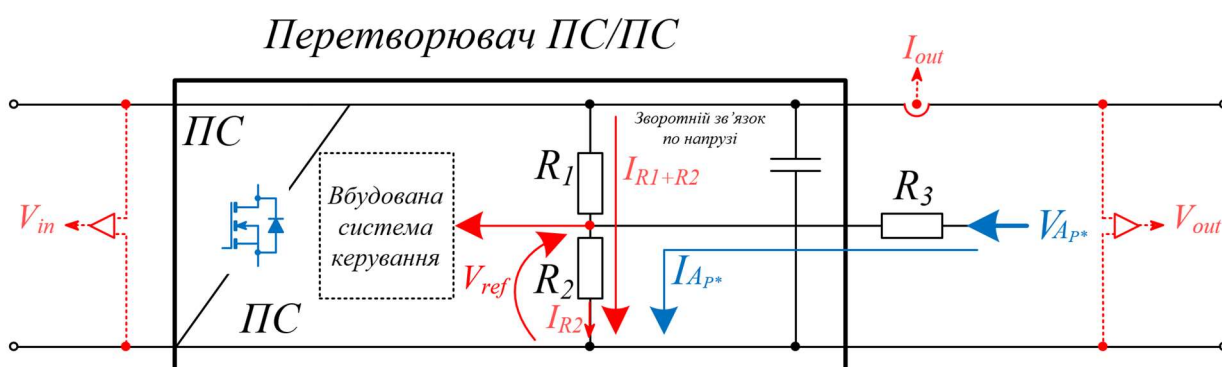


Рис. 3.6. Запропонована схема регулювання вихідної напруги однієї комірки модульного перетворювача за допомогою аналогового сигналу.

Будована система керування перетворювача підтримує напругу V_{ref} стабільною, шляхом регулювання вихідної напруги V_{out} , через що, при постійному номіналі резисторів R_2 й R_1 , струм I_{R2} не змінюється. Запропонована система керування, шляхом зміни напруги V_{Ap^*} додає струм до I_{R2} при $V_{Ap^*} > V_{ref}$ або віднімає при $V_{Ap^*} < V_{ref}$. При зміні струму, виникає зростання/зменшення напруги V_{ref} через що система керування повинна відрегулювати вихідну напругу V_{out} задля збереження $V_{ref} = const$. Як результат, при відпрацюванні системою керування збурення, струм в R_1 змінюється на значення $-\Delta I_{Ap^*}$, що призведе до зміни вихідної напруги на значення ΔV_{out} :

$$\begin{aligned}
I_{R_2} &= \frac{V_{out}}{R_1 + R_2} + \frac{V_{Ap^*} - V_{ref}}{R_3} \Big|_{(V_{Ap^*} - V_{ref})/R_3 = I_{Ap^*}} \rightarrow \\
V_{out} &= (I_{R_2} - I_{Ap^*}) \cdot K_p \\
\Delta V_{out} &= -\Delta I_{Ap^*} \cdot K_p \\
\partial_e K_p &= (R_1 + R_2)
\end{aligned} \tag{3.12}$$

Як можна побачити, збільшення струму I_{Ap^*} приводить до зменшення вихідної напруги і навпаки, забезпечуючи зворотний закон керування.

Система керування, модульним перетворювачем в загальному вигляді складається з декількох ланок – балансування вихідних струмів підмодулів $[I_{out1_1}, \dots, I_{out_N_1}; \dots; I_{out_N_1}, \dots, I_{outN_k}]$, балансування вихідних струмів модулів $[I_{out_module}^1, \dots, I_{out_module}^C]$, балансування вхідної напруги $[V_{in_1}, \dots, V_{in_m}]$, вихідної напруги $[V_{out_1}, \dots, V_{out_p}]$, а також ланок ПТМП й формування вихідних сигналів $[A_{P1_1}, \dots, A_{PN_m}]$.

ПТМП ланка реалізує регулювання вхідної напруги сонячної панелі відповідно до одного з відомих алгоритмів (observation&perturbation, incremental conductance), формуючи опорну вхідну напругу V_{in_ref} , яка порівнюється з вхідною $V_{in} = V_{in_1} + \dots + V_{in_m}$. Помилка вхідної напруги V_{error} подається на блок балансування вхідної напруги і відповідно до схеми включення розподіляється рівномірно між послідовно з'єднаними по входу перетворювачами. Оскільки система керування є централізованою, необхідним є формування індивідуальних імпульсів керування для всіх перетворювачів. Рис. 3.7 при цьому показує схему керування лише для одного модуля, але враховує баланс струму між цими модулями шляхом наявності блоку розподілення струму модулів. Керування іншими модулями є аналогічним і тому не приводиться.

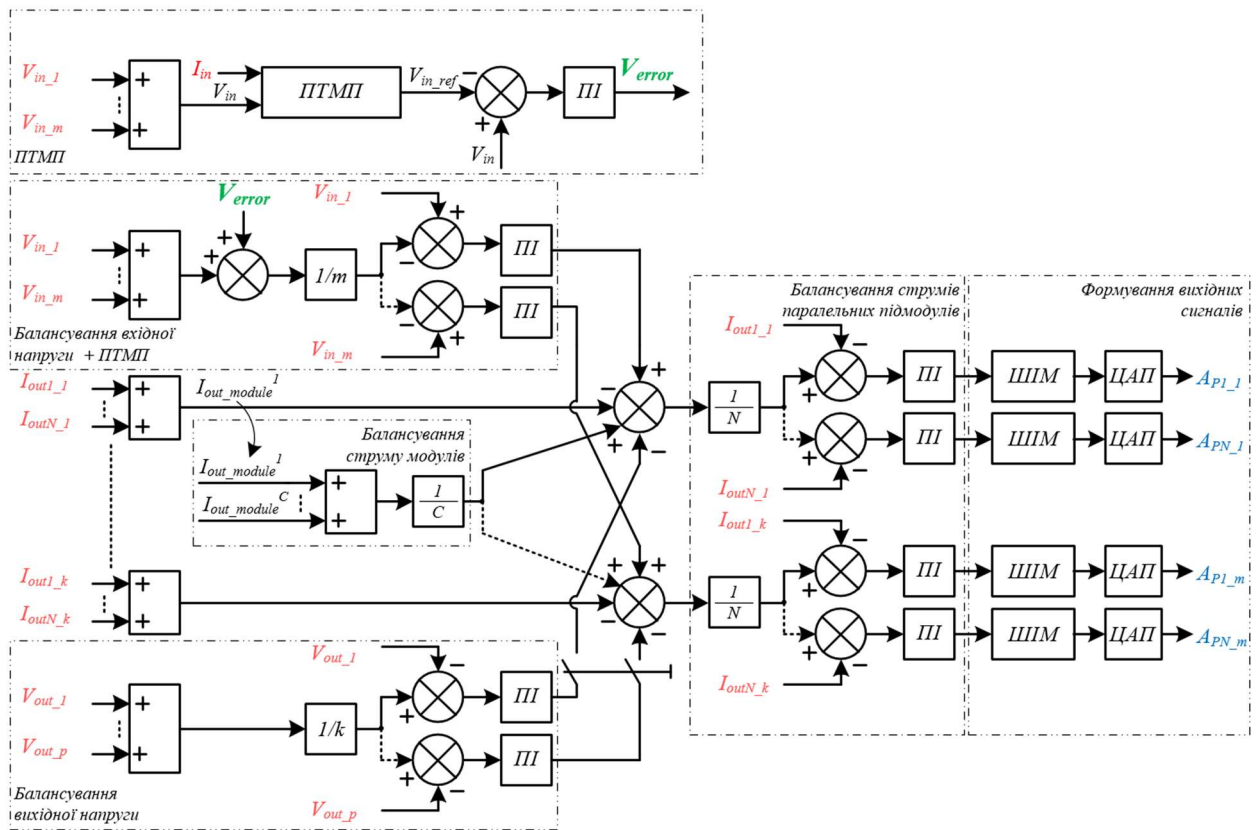


Рис. 3.7. Схема керування запропонованим модульним перетворювачем.

Слід зауважити, що хоч схема і передбачає блок балансування вхідної й вихідної напруги, на практиці, обидва блоки можуть працювати одночасно тільки при умові, що всі підмодулі з'єднані паралельно по входу, або паралельно по виходу. Це пояснюється тим, що для SISO, забезпечити одночасний баланс по входу й по виходу активними методами балансування неможливо через відмінності в параметрах перетворювачів. Балансування по входу неодмінно викличе хоч і незначний, але дисбаланс по виходу і навпаки, через що, в разі імплементації двох блоків одночасно, відбудеться конфлікт двох ланок керування, при якій кожен блок буде намагатися збалансувати напругу змінюючи сигнал керування в свою користь, призводячи до нестабільності системи. Як результат, балансування по вихідній напрузі працює тоді, коли не є необхідним балансування по входу (всі перетворювачі з'єднані паралельно, напруга на них рівна і блок Input Voltage Balancing забезпечує лише функції відбору максимальної потужності). В усіх інших випадках

забезпечується балансування по вхідній напрузі. В зв'язку з тим, що система керування є централізованою і складність зростає в залежності від підключених модулів, для збільшення швидкодії системи використовується найпростіший ПІ регулятор.

Після формування опорних значень струмів для кожного окремого перетворювача, необхідним є формування відповідних аналогових сигналів регулювання. Цю функцію забезпечує PWM генератор з послідуочим DAC перетворювачем. PWM імпульси при цьому формуються мікропроцесором.

Для стабільної роботи такої системи керування необхідним є врахування затримок і спотворень сигналу, що створюються як мікропроцесором, так і датчиками. Через що, слід врахувати передавальні характеристики розроблюваної системи керування, датчиків струму, напруги й цифрово-аналогового перетворювача (ЦАП) (рис. 3.8).

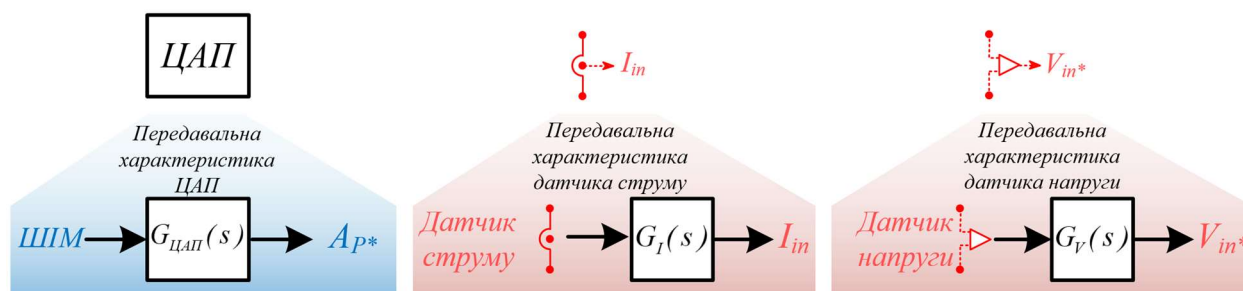


Рис. 3.8. Врахування передавальної функції датчиків в системі керування модульним перетворювачем.

Наприклад, сформований мікроконтролером ШІМ сигнал проходить ЦАП, що має свою передавальну характеристику $G_{ЦАП}(s)$. Зазвичай ЦАП для перетворення ШІМ сигналу в аналогову напругу складається з LC фільтру і описується передавальною функцією другого порядку. Аналогічна ситуація з датчиками напруги й струму, які теж мають свої передавальні характеристики $G_I(s)$ й $G_V(s)$. У випадку датчиків струму й напруги, передавальні характеристики зазвичай можливо визначити з листа технічних характеристик

або визначити з принципової схеми. Зазвичай, намагаються забезпечити такі характеристики ЦАП й датчиків напруги й струму, щоб їх передавальні характеристики в не значній мірі впливали на параметри розроблюваної системи керування, що значно спрощує подальший розрахунок схеми і аналіз стабільності системи.

3.4. Розрахунок стійкості системи керування.

Розрахунок стійкості системи керування необхідно почати з визначення передавальної характеристики в найпростішому випадку, тобто для окремого універсального модуля і потім розширити з врахуванням розроблюваної системи керування комірki. Замкнений контур системи керування типового перетворювача, що буде використовуватися далі показано на рис. 3.9.

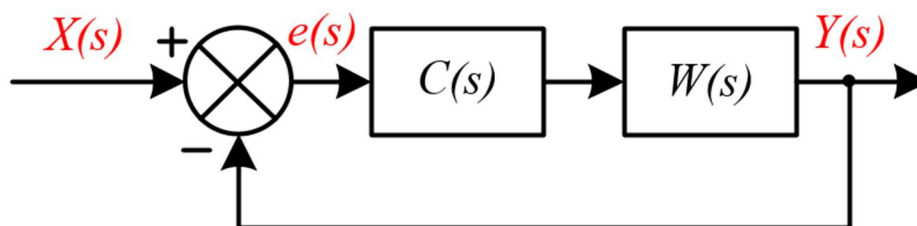


Рис. 3.9. Контур системи керування використовуваного перетворювача.

$X(s)$ – задавальний вплив;

$Y(s)$ – вихідний параметр;

$e(s)$ – сигнал помилки;

$C(s)$ – передавальна характеристика системи керування перетворювача;

$W(s)$ – передавальна характеристика силової частини перетворювача.

Передавальна характеристика такої системи описується рівнянням:

$$H_{closed_loop}(s) = \frac{C(s) \cdot W(s)}{1 + C(s) \cdot W(s)} \quad (3.13)$$

Силова частина перетворювача зазвичай складається з LC фільтра, що описується функцією 2-го порядку, а система керування ПІ регулятором, що має 1-й порядок. Перед визначенням еквівалентних передавальних

характеристик замкнених систем з регулюванням по напрузі і струму необхідним є ідентифікувати параметри перетворювача в початковій конфігурації. Для цього використовується метод аналізу перехідних характеристик перетворювача при зміні вихідного навантаження (рис. 3.10). В результаті аналізу отриманих перехідних характеристик перетворювача було визначено параметри пропорційної та інтегральної складової регулятора.



а)



б)

Рис. 3.10. Перехідні процеси на виході досліджуваного перетворювача при зміні вихідного навантаження: а) зменшення з 48Ом до 3Ом; б) збільшенні з 3Ом до 48Ом при номінальній вихідній напрузі $V_{out}=24V$.

Вихідний параметр системи перетворювача з внутрішнім ПІ регулятором розраховується як:

$$y(t) = K_p \cdot e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (3.14)$$

$$U_{out} = U_{W2} \cdot D_{nom}, \quad (3.15)$$

де U_{out} - номінальна вихідна напруга перетворювача, U_{W2} - пікове значення напруги вихідної обмотки перетворювача, D_{nom} - номінальне значення ширини заповнення імпульсів, що відповідає номінальній напрузі, K_p -коефіцієнт пропорційності, K_I -коефіцієнт інтегрування.

Тоді вихідна напруга при якомусь заданому струмі I_{out1} дорівнює:

$$U_{out1} = U_{W2} \cdot D_{nom} + K_P \cdot e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) d\tau - I_{out1} \cdot R_{out}, \quad (3.16)$$

де $I_{out1} \cdot R_{out}$ – падіння напруги викликане струмом I_{out1} , а R_{out} – вихідний опір перетворювача.

А при струмі I_{out2} :

$$U_{out2} = U_{W2} \cdot D_{nom} + K_P \cdot e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) d\tau - I_{out2} \cdot R_{out} \quad (3.17)$$

При цьому, U_{out2} можна також виразити через зміну напруги ΔU :

$$U_{out1} - \Delta U = U_{W2} \cdot D_{nom} + K_P \cdot e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) d\tau - I_{out2} \cdot R_{out} \quad (3.18)$$

При відхиленні напруги до значення $U_{out2} = U_{out1} - \Delta U$ в початковий момент часу з'являється помилка, яка відпрацьовується пропорційною ланкою. Інтегральна складова в даному випадку все ще дорівнює нулю, так як помилка не встигла накопичитись. Для такого випадку можна записати:

$$U_{out1} - \Delta U = U_{W2} \cdot D_{nom} + K_P \cdot e(t) - I_{out2} \cdot R_{out} \quad (3.19)$$

Зміна вихідної напруги при зміні навантаження обумовлена зміною вихідного струму, і, як результат, збільшенню падіння напруги на опорах вихідних елементів, які система керування повинна врахувати. Віднявши від виразу (3.17) вираз (3.18) можна отримати значення для ΔU . Таким чином, при зміні вихідного опору з 48 Ом до 3 Ом для експерименту на рис. 3.10, відбудеться зміна вихідного струму з 0.5 А до 8 А, що призводить до відповідної зміни вихідної напруги:

$$\Delta U|_{t=0} = -(I_{out2} - I_{out1}) \cdot R_{out} = -0.7 \text{ В} \quad (3.20)$$

В перший момент часу, при відсутності накопленої помилки, основний вклад відіграє пропорційний регулятор, що пропорційно змінює сигнал керування для зменшення помилки. З рис. 3.10 видно, що в перший відлік, помилка зменшується зі значення $e(t_0) = 0.7 \text{ В}$ до значення $e(t_{0+}) = 0.56 \text{ В}$:

$$\Delta U|_{t=0+} = K_p \cdot e(t_0) + \Delta U|_{t=0} = -0.56B \quad (3.21)$$

Як результат, коефіцієнт пропорційності при цьому розраховується як:

$$K_p = \frac{\Delta U|_{t=0+} - \Delta U|_{t=0}}{e(t_0)} = \frac{-0.56B + 0.7B}{0.7B} = \frac{0.14B}{0.7B} = 0.2 \quad (3.22)$$

Для знаходження коефіцієнта інтегрування необхідним є знаходження накопленої помилки системи керування за час перехідного процесу, що можна зробити з рис. 3.10. Помилка $e(t)$ зменшується по експоненційному закону і може бути описана наступним рівнянням:

$$e(t) = 0.7e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (3.23)$$

де $\tau = 3\text{мс}$ – стала часу перехідного процесу.

Помилка зменшується майже до нуля за час $t_{\text{end}} = 7\text{мс}$. Як результат, накоплену помилку з врахуванням $K_p = 0.2$ можна приблизно розрахувати як:

$$K_I \approx \frac{y(t_{0+}) \cdot K_p}{\int_0^{t_{\text{end}}} e(t) dt} = \frac{0.56B \cdot 0.2}{0.3B \cdot \text{мс}} \approx 350\text{с}^{-1} \quad (3.24)$$

Іншою методикою знаходження сталої інтегрування є моделювання перетворювача з відповідними значеннями вихідного LC фільтра регулятора з $K_p = 0.2$. В результаті моделювання, було отримано значення $K_I = 300$, що майже відповідає розрахованому значенню.

Як зазначалося раніше, введення в систему додаткової ланки керування додає до значення вихідного параметра у сигнал корегування напруги ΔV_{out} . У цьому випадку передавальна характеристика замкненої системи керування буде визначатись згідно з рис. 3.11, де $F(y)$ – функція регулювання вихідного параметра $Y(s)$, що задається розроблюваною системою керування і фактично являє собою коефіцієнт пропорційності K , а e^{-ts} – затримка розроблюваної системи керування.

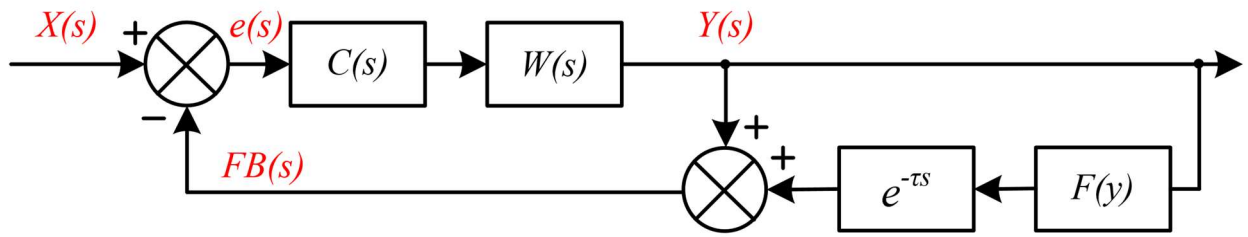


Рис. 3.11. Модель системи керування з врахуванням аналогової ланки зворотного зв'язку.

Передавальна характеристика такої системи при цьому описується наступною формулою:

$$H_{closed_loop}(s) = \frac{C(s)W(s)}{1 + C(s)W(s) \cdot (1 + K \cdot e^{-Ts})} \quad (3.25)$$

Важливим є визначення впливу додаткової ланки на стійкість роботи системи. Якщо прийняти, що функція системи керування перетворювача $C(s)$ описується наступною формулою:

$$C(s) = K_p + \frac{K_I}{s}, \quad (3.26)$$

а вихідний фільтр, що має схему на рис. 3.12 і визначає передавальну характеристику силової частини перетворювача $W(s)$ описується наступною формулою:

$$W(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{s^2 LC + \frac{sL}{R_{load}} + 1} \quad (3.27)$$

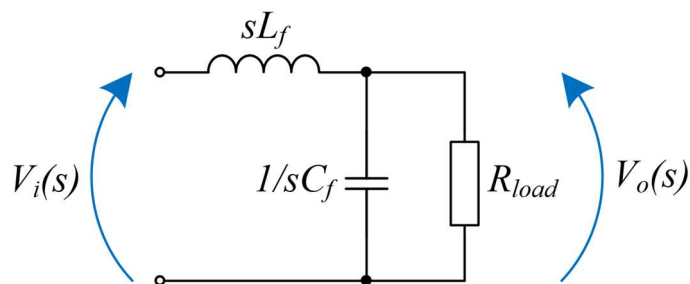


Рис. 3.12. Схема вихідного фільтра перетворювача в площині s .

тоді перехідна характеристика замкненої системи керування на рис 3.11 описується наступним чином:

$$H^{FB}_{closed_loop}(s) = \frac{C(s) \cdot W(s)}{1 + C(s) \cdot W(s)(1 + K \cdot e^{-\tau s})} = \frac{sK_p + K_I}{\left(s^3LC + s^2 \frac{L}{R_{load}} + s\right)(1 + K \cdot e^{-\tau s})} \quad (3.28)$$

Будуючи АЧХ і ФЧХ для передавальних характеристик (3.13) й (3.25) двох систем, і порівнюючи їх запаси стійкості, можна зробити висновок про вплив впровадженої ланки $(1 + Ke^{-\tau s})$ на стійкість системи. Для цього, на рис.3.30 побудовано різницю в запасах стійкості по фазі PM й амплітуді AM для системи без додаткової ланки зворотного зв'язку і з нею для різних значень K й τ . Графік відображає різницю:

$$\Delta PM = PM_{FB} - PM \quad (3.29)$$

$$\Delta AM = AM_{FB} - AM, \quad (3.30)$$

де PM_{FB} , AM_{FB} – запас по фазі й амплітуді для системи на рис. 3.11, що описується (3.25), а PM й AM – запас по фазі й амплітуді для системи на рис. 3.9, що описується (3.13).

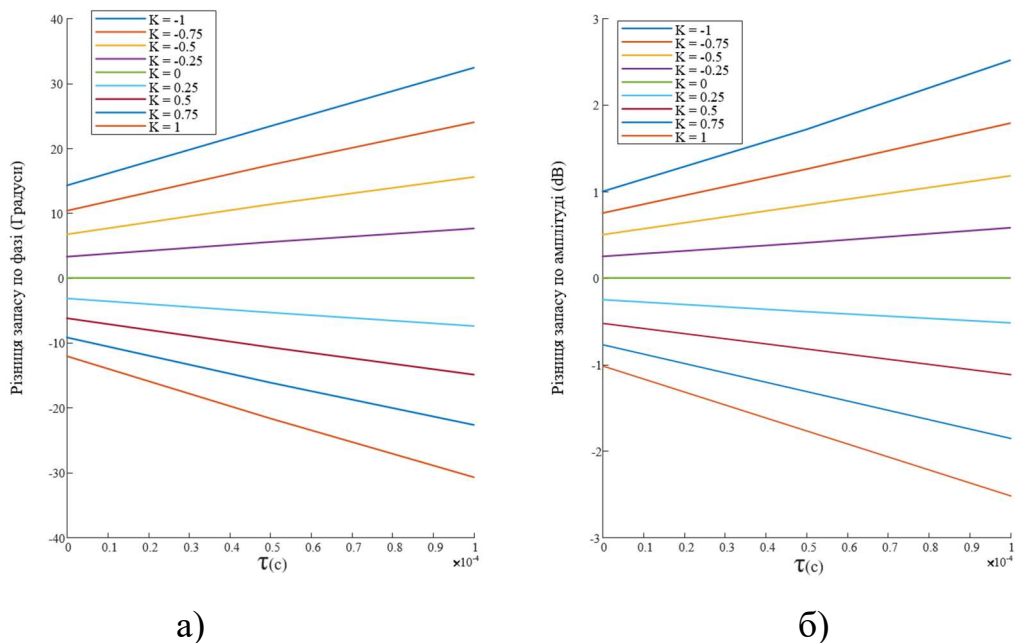


Рис. 3.13. Різниця між запасом стійкості фазі ΔPM (а) й амплітуді ΔAM (б) між системою без впровадження додаткової ланки зворотного зв'язку й з такою ланкою.

Як можна побачити з рис. 3.13 при збільшенні коефіцієнта $K > 0$ відповідно збільшується і запас стійкості системи за фазою і амплітудою. Це пов'язано зі збільшенням глибини зворотного зв'язку системи, так як функція регулювання вихідного параметра $F(y)$ віднімається від функції задавального впливу $X(s)$. По тій самій причині, для $K < 0$, запас стійкості системи зменшується. При збільшенні часу затримки τ запас стійкості по фазі й амплітуді збільшується для $K < 0$ й зменшується для $K > 0$.

У випадку застосування системи керування коміркою з вимірюванням вихідної напруги, для регулювання вихідного струму до системи керування додається додаткова ланка з перехідною функцією цифрової системи керування комірки $C_1(s)$ й затримка $e^{-\tau s}$ (рис. 3.14).

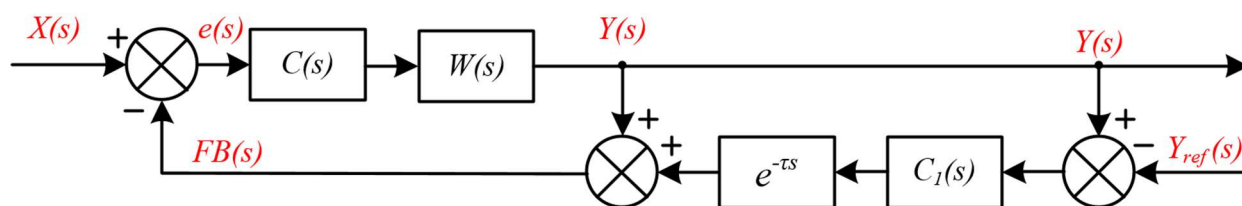


Рис. 3.14. Модель системи керування з врахуванням додавання цифрової системи керування.

$Y_{ref}(s)$ – вхід системи керування коміркою;

$e^{-\tau s}$ – затримка сигналу системи керування коміркою;

$C_1(s)$ – передавальна характеристика системи керування комірки.

Передавальна характеристика такої системи описується наступним рівнянням:

$$H^{FBD}_{Closed_Loop}(s) = \frac{C(s)W(s) \cdot (C_1(s) \cdot e^{-\tau s} + 1)}{1 + C(s)W(s)(C_1(s) \cdot e^{-\tau s} + 1)} \quad (3.31)$$

$$C_1(s) = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (3.32)$$

Вплив системи керування коміркою на стійкість системи визначається на базі порівняння запасів по амплітуді й фазі для системи без додаткових ланок (рис. 3.9) й системи з додатковою ланкою (рис. 3.14).

Графіки на рис. 3.31 відображають різницю:

$$\Delta PM = PM_{FBD} - PM \quad (3.33)$$

$$\Delta AM = AM_{FBD} - AM, \quad (3.34)$$

де PM_{FBD} , AM_{FBD} – запас по фазі й амплітуді для системи з ланкою зворотного зв'язку (рис. 3.14), що описується (3.31), а PM й AM – запас по фазі й амплітуді для системи на рис. 3.9, що описується (3.13).

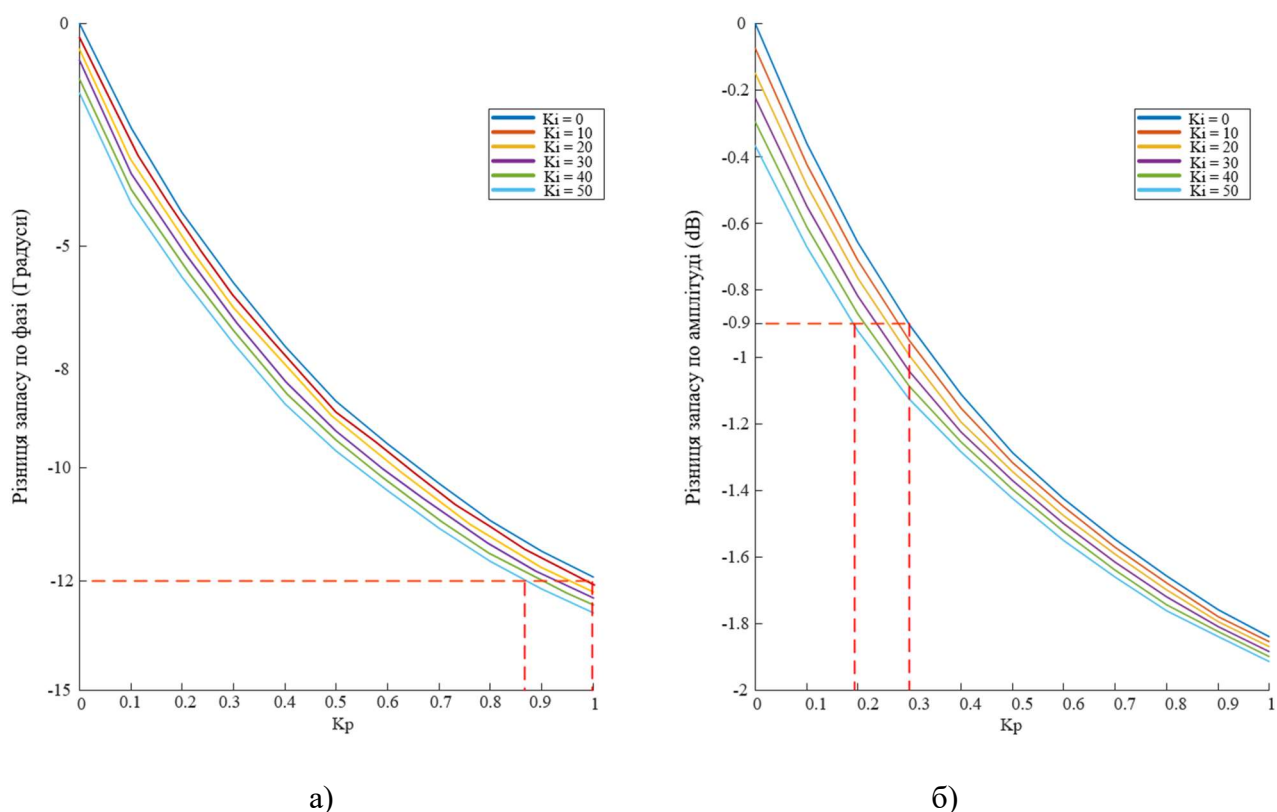


Рис. 3.15. Різниця між запасом стійкості по фазі ΔPM (а) й амплітуді ΔAM (б) між системою без впровадження додаткової ланки цифрового зворотного зв'язку й з такою ланкою.

Зазвичай в імпульсних перетворювачах, для стабільної роботи, запас по фазі складає $PM=40^\circ$, а по амплітуді $AM=3\text{dB}$. Через це, впроваджена система керування не повинна в значній мірі погіршувати запаси стійкості. Приймаючи,

що стійкість системи погіршується на 30%, максимальне зменшення запасів по фазі й амплітуді відповідає значенням $\Delta PM = -0.3 \cdot 40^\circ = -12^\circ$, $\Delta AM = -0.3 \cdot 3dB = -0.9dB$. Діапазон значень $K_p = 0.87:1.00$ по фазі значно перевищує діапазон значень по амплітуді $K_p = 0.3:0.2$, що видно з рис. 3.15. Як результат необхідно обирати значення K_p згідно з найменшим значенням, тобто з діапазону $K_p = 0.3:0.2$. Також слід зауважити, що діапазон K_p приведено для набору значень K_I і, як видно з рисунку, при збільшенні K_I запас стійкості зменшується. На практиці, чим більшим є коефіцієнт K_I , тим швидше є накоплення помилки системи, що призводить до покращення динамічних характеристик системи. Через що, для подальшого моделювання K_I обрано максимальним для заданого діапазону K_p , тобто $K_I = 50$. K_p при цьому дорівнює $K_p = 0.2$.

3.5. Висновки до розділу.

В результаті аналізу схем паралельного/последовного підключення модулів перетворювача й аналізу їх стабільності можна зробити наступні висновки:

1. Централізований активний метод балансування струмів/напруг перетворювачів забезпечує найвищу точність, а також динамічні характеристики балансування і є більш підходящим для систем з невідомим розкидом внутрішніх параметрів. Для активного балансування необхідним є встановлення N -ї кількості датчиків струму й $2N$ датчиків напруги для забезпечення балансування напруг і струмів всіх можливих підключень (PIPO, PISO, SIPO, SISO).
2. Впровадження запропонованої системи керування напруги комірки знижує запас стійкості системи по фазі й амплітуді. Для обраних значень розроблюваної системи керування коміркою $K_p = 0.2$ й $K_I = 50$, запас стійкості по фазі знизився на 5 градусів, а по амплітуді на 0.9 дб.

РОЗДІЛ 4. МОДЕЛЮВАННЯ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНА ПЕРЕВІРКА МОДУЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

4.1. Моделювання системи балансування перетворювачів.

4.1.1. Моделювання перетворювача з визначеними в попередньому розділі параметрами для різних схем підключення.

Для визначення коректності отриманих раніше коефіцієнтів K_I й K_p було розроблено спрощену модель перетворювача в системі Matlab Simulink. Топологія перетворювача в моделі співпадає з топологією реального перетворювача, який буде використаний для експериментальної перевірки – косий напівміст. Номінали елементів фільтру також відповідають реальному перетворювачу. Параметри силової частини були виміряні експериментально або розраховані з принципової схеми [130]. Параметри вбудованої системи керування модуля і систем керування коміркою відповідають значенням, визначеним і розрахованим в попередній частині (Таблиця 4.1).

Таблиця 4.1. Параметри моделі

| Параметр | Величина |
|--|-----------|
| Вхідна напруга одного перетворювача, U_{in} | 250 В |
| Вихідна напруга одного перетворювача, U_{out} | 24 В |
| Частота перемикавання, f_{sw} | 70000 Гц |
| Вхідна ємність, C_{in} | 47 мкФ |
| Вихідна ємність, C_f | 3*470 мкФ |
| Вихідна індуктивність, L_f | 100 мкГн |
| Коефіцієнт пропорційності вбудованого регулятора перетворювача, K_{PI} | 0.2 |
| Коефіцієнт інтегрування вбудованого регулятора перетворювача, K_{PI} | 200 |
| Коефіцієнт пропорційності розроблюваної системи керування комірки, K_p | 0.2 |
| Коефіцієнт інтегрування розроблюваної системи керування комірки, K_I | 50 |
| Час дискретизації моделі (sample time) | 1e-5 |

Вихідна напруга є номіальною робочою для одного перетворювача. Вхідна напруга в 250В обрана з огляду на те, що послідовне підключення по входу 4-х перетворювачів дозволяє підключити такі перетворювачі до стандартної сонячної станції з напругою 1кВ. Основні параметри моделі наведено в таблиці 4.1.

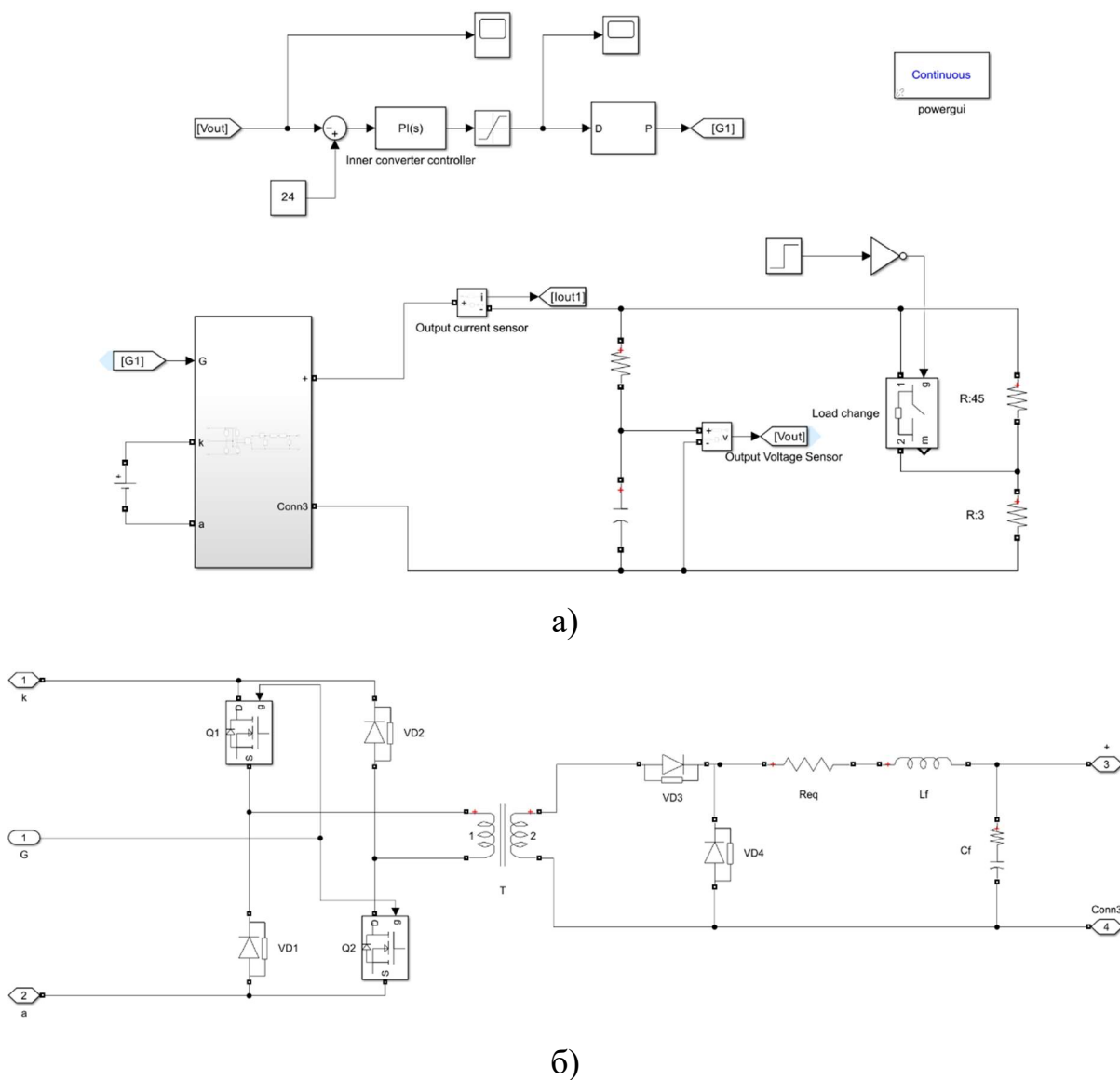
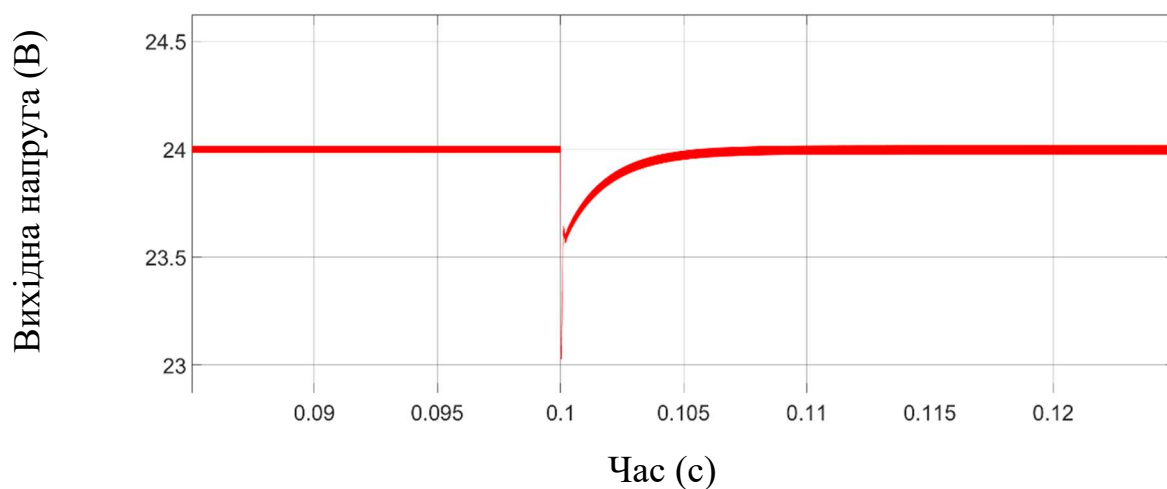


Рис. 4.1. Модель в системі Simulink для перевірки коректності розрахованих раніше параметрів регуляторів (а) з використанням топології косоного мостового перетворювача (б).

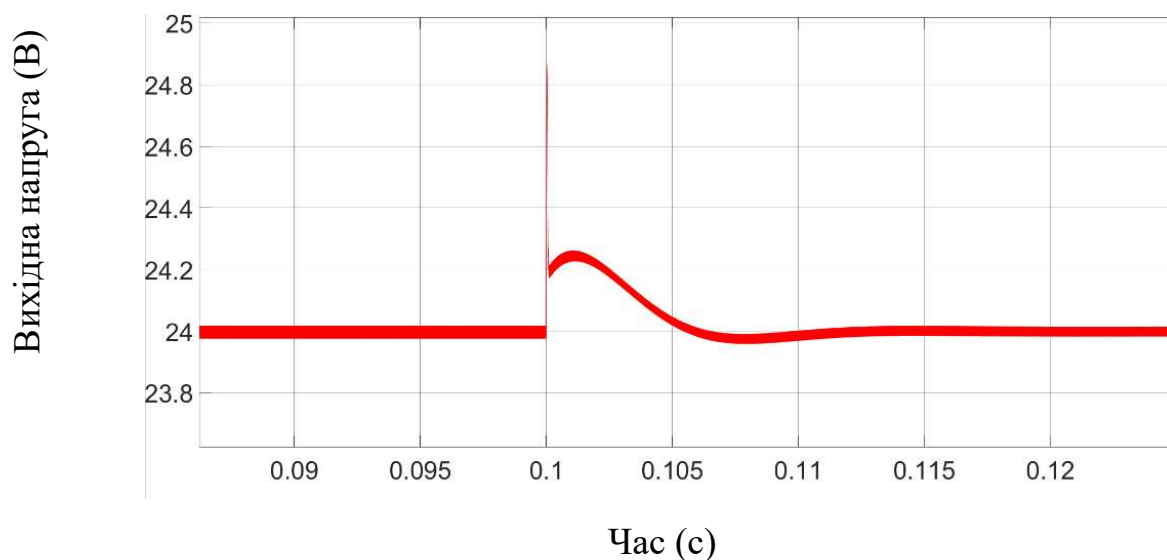
Першим етапом моделювання є перевірка отриманих значень пропорційного й інтегрального коефіцієнтів для вбудованої системи перетворювача K_{PI} й K_{II} . Загальна схема з одним перетворювачем наведена на

рис. 4.1 (а), а топологія модельованого перетворювача на рис. 4.2 (а). Аналогічно до практичного експерименту проведеного в попередньому розділі, вимірюється час перехідного процесу при зміні вихідного навантаження перетворювача з 48Ом на 3Ом і навпаки, з 3Ом на 48 Ом.

Як можна побачити, отримані осцилограми на рис. 4.2 (а, б) майже повністю відповідають отриманим на рис. 3.10 реальним осцилограмам. Через це можна зробити висновок, що визначені значення $K_{PI}=0.2$ й $K_{II}=300$ відповідають дійсності.

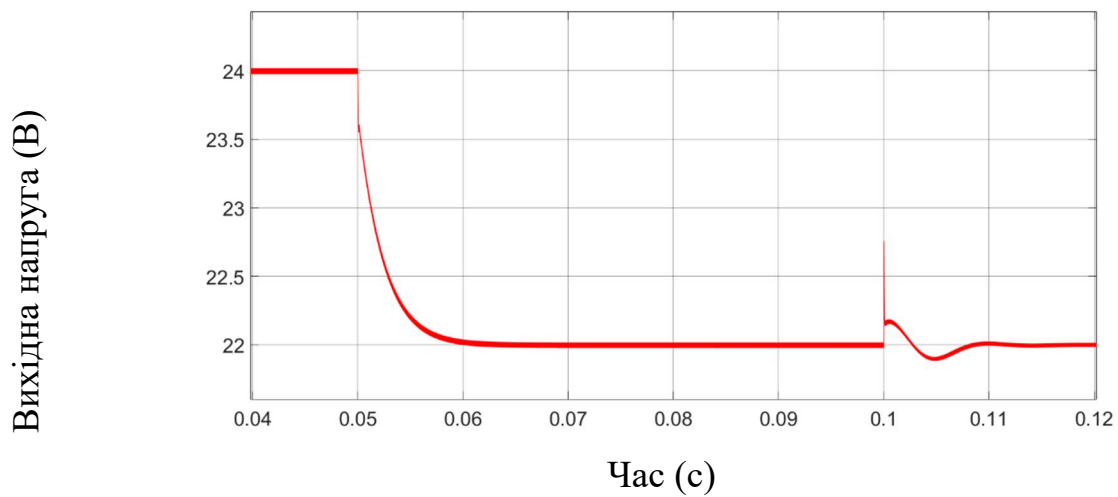


а)

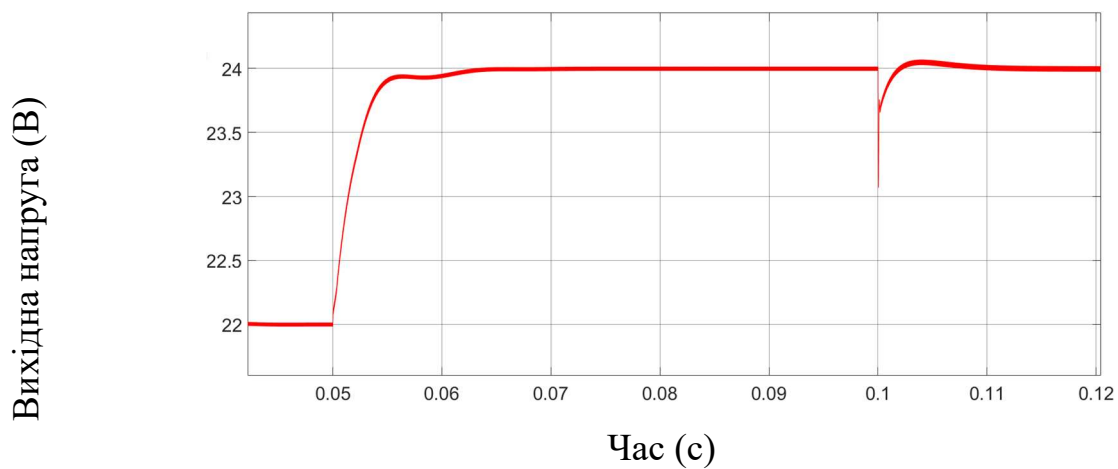


б)

Рис. 4.2. Реакція системи на зміну вихідного навантаження при збільшенні навантаження з 48 Ом до 3 Ом (а), й зменшенні навантаження з 3 Ом до 48 Ом (б).



а)



б)

Рис. 4.4. Реакція модифікованої системи керування із ланкою керування напруги комірки на зменшенні задаючої напруги з 24 В до 22 В (а), а також на збільшення задаючої напруги з 22 В до 24 В (б). В час $t=0.1$ відбувається зміна вихідного навантаження перетворювача з 3Ом до 48Ом (а), й з 48Ом до 3Ом (б).

4.1.2. Забезпечення алгоритму ПТМП паралельно з'єднаними перетворювачами.

Як зазначалося раніше, по входу перетворювачів підключаються сонячні панелі, через що, необхідним є забезпечення алгоритму ПТМП. З іншої сторони, по виходу перетворювач підключається до мережі постійного струму, що вимагає його роботи в режимі регуляції вихідного струму. Як результат, система керування повинна забезпечувати такий вихідний струм

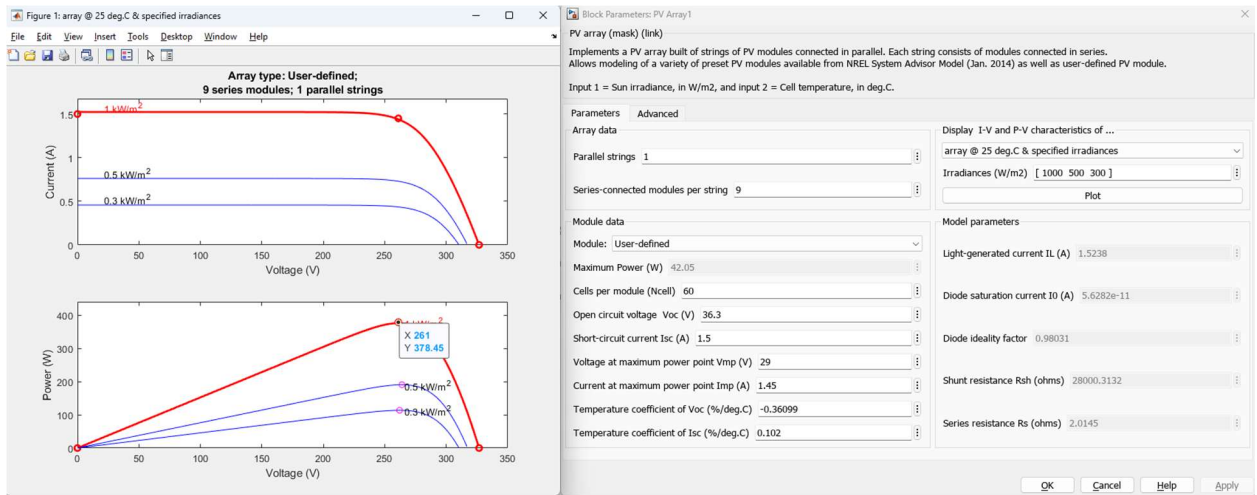


Рис. 4.7. Параметри сонячної панелі, підключеної по входу.

Результати моделювання вхідної напруги, вхідного струму й потужності панелі зображено на рис. 4.8. Алгоритм ПТМП уточнює значення потужності панелі задля забезпечення максимальної потужності кожної секунди, що відповідає реальній частоті між відліками, використаній в реальних системах. Струм при цьому рівномірно розподіляється між двома перетворювачами завдяки балансуванню як це можна побачити на рис. 4.9.

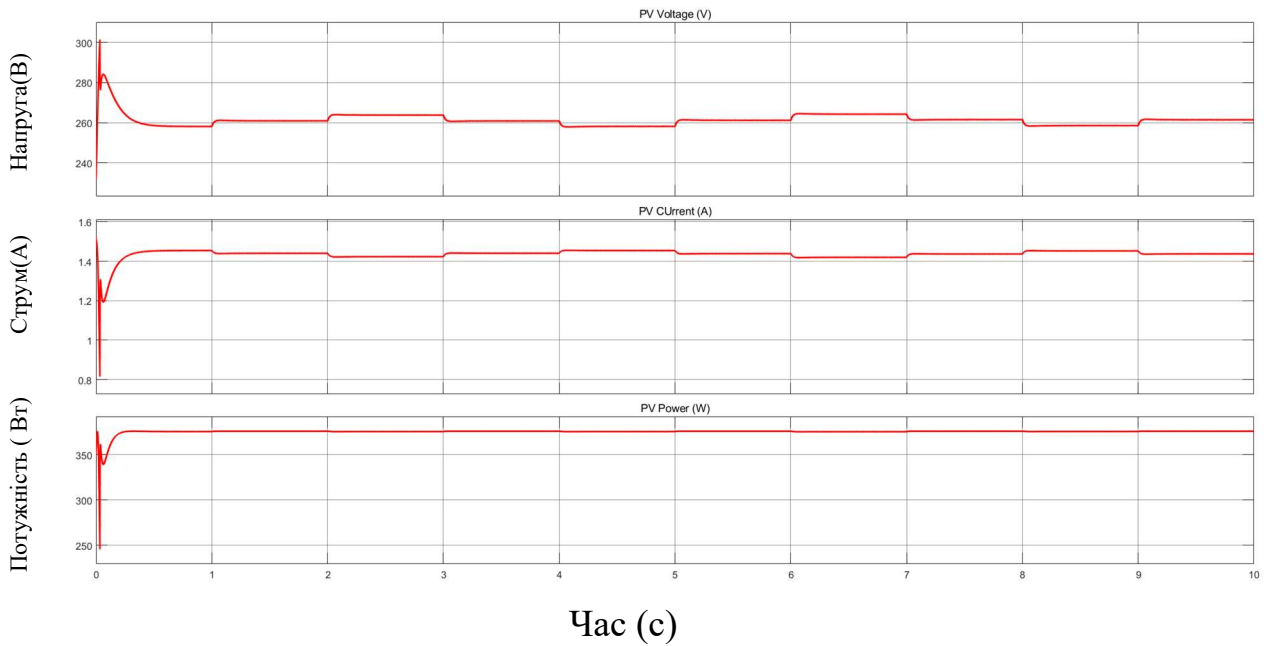


Рис. 4.8. Напруга, струм і потужність, що відбирається від сонячної панелі.

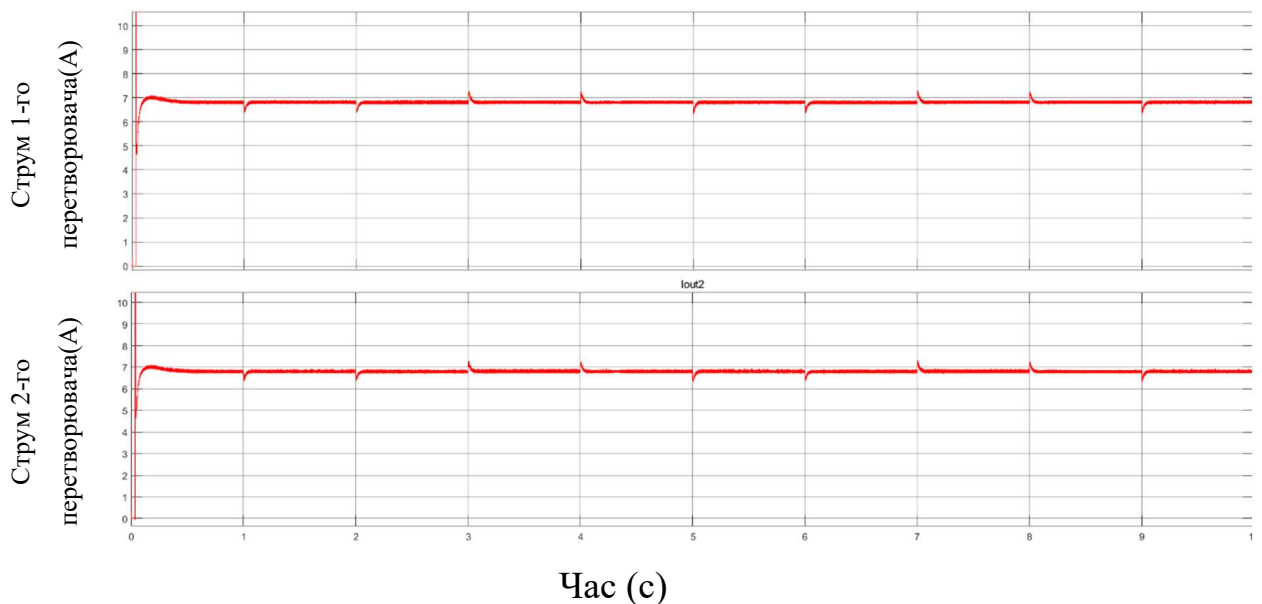


Рис. 4.9. Вихідний струм перетворювачів при реалізації алгоритму ПТМП.

Наступним кроком є перевірка роботи системи з більшою кількістю перетворювачів для різних підключень PIPO, PISO, SIPO, SISO і аналіз їх роботи.

4.1.3. PIPO з'єднання перетворювачів.

Оскільки робота перетворювачів в режимі ПТМП є аналогічною для всіх приведених з'єднань, а також через те, що при роботі в точці максимальної потужності сонячна панель працює зі стабільною напругою, для розглянутих далі моделей по входу буде під'єднано джерело постійної напруги з послідовно з'єднаним опором.

Як зазначалося раніше при PIPO підключенні необхідним є баланс струмів перетворювачів. Проте, оскільки модель є ідеалізованою, при рівності всіх її параметрів розподілення струмів і напруг буде рівномірним. Через це, в підключених перетворювачів відрізняються коефіцієнти трансформації перетворювачів ($n=N2/N1$, $n_1=0.4$, $n_2=0.42$, $n_3=0.44$, $n_4=0.46$). Як результат, розподіл струмів буде нерівномірним і перетворювач з найбільшим n буде проводити більшу частину струму (рис. 4.11). Через що, при нерівності параметрів перетворювачів необхідним є їх балансування з використанням системи керування як на рис. 4.12.

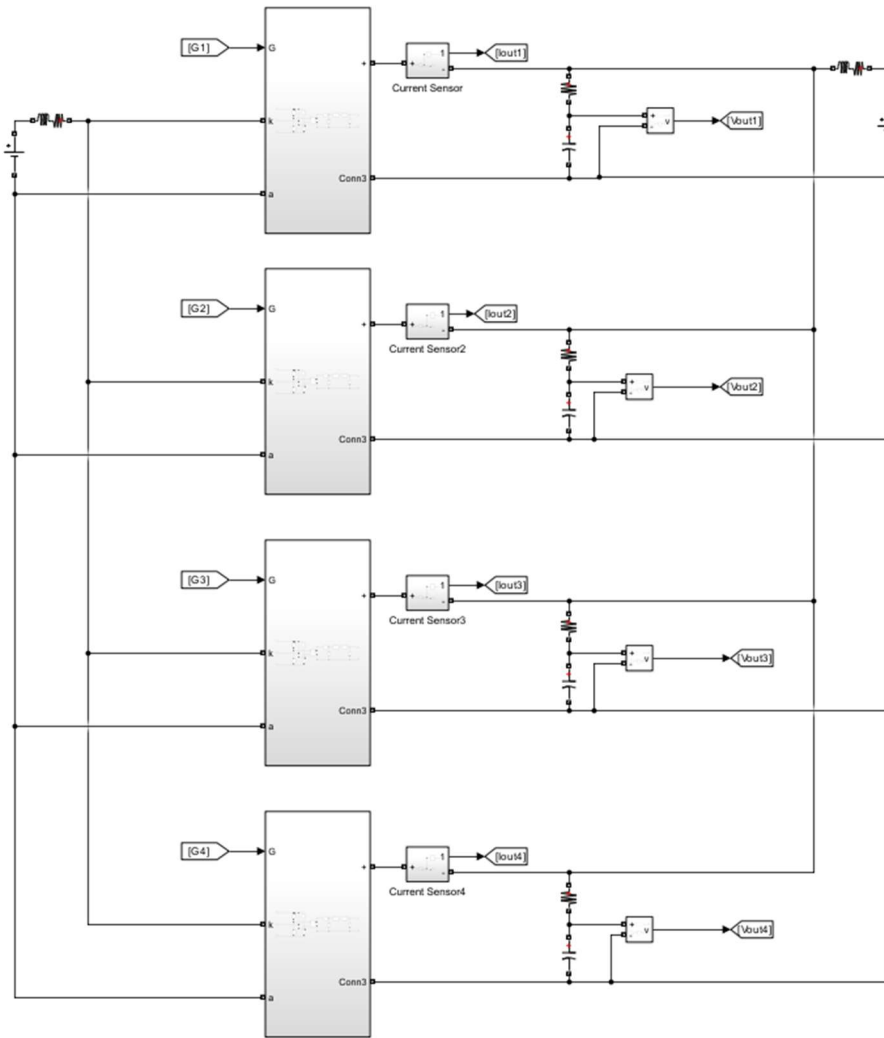


Рис. 4.10. PIPO схема з'єднання 4-х перетворювачів в середовищі Simulink.

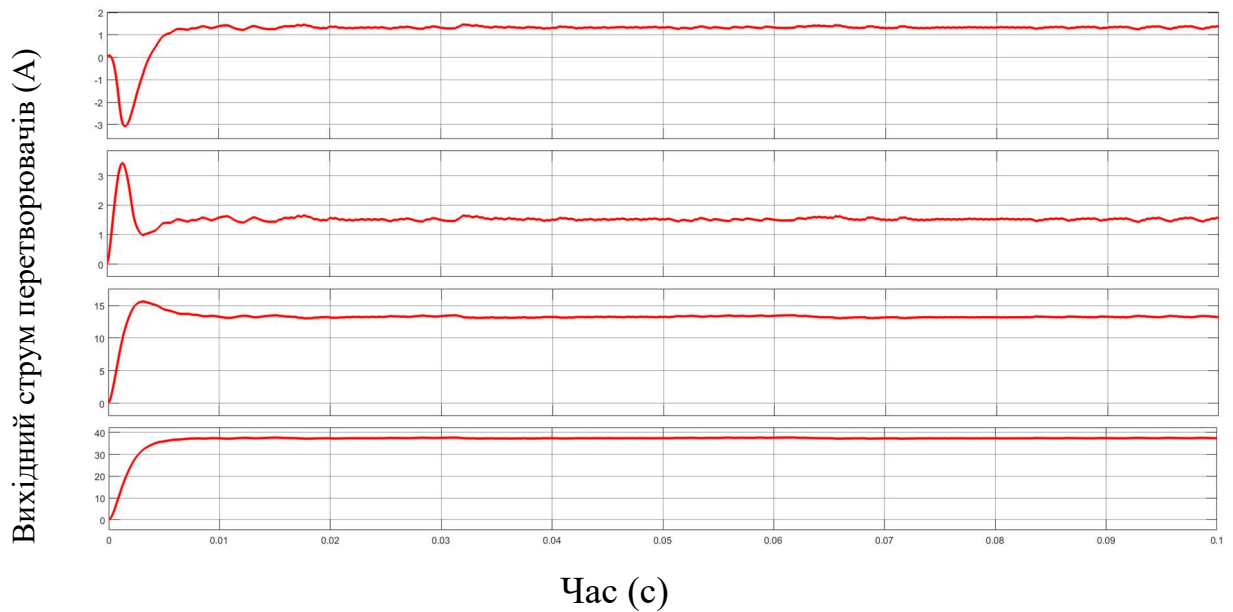


Рис. 4.11. Вихідний струм перетворювачів при PIPO з'єднанні перетворювачів при відсутності в системі керування контуру балансування струмів.

Система балансування на рис. 4.12 складається блоку ПТМП, ПІ регулятора загального вихідного струму, який перетворює задаючу напругу блоку ПТМП в загальний вихідний струм перетворювачів, що відповідає відбору максимальної потужності. Далі, загальний струм ділиться на кількість перетворювачів (4 в даному випадку) у результаті чого формується опорне значення вихідного струму для кожного перетворювача. Сформоване опорне значення віднімається від реального вихідного струму відповідного перетворювача, формуючи таким чином помилка вихідного струму для n -ї комірки. Сформована помилка підсилюється й інтегрується послідовним ПІ регулятором і додається до сигналу вихідної напруги вбудованої системи керування. Як результат, система балансування працює таким чином, що при збільшенні вихідного струму одного з перетворювачів, формується додатня помилка, яка додається до V_{out_n} . Оскільки V_{out_n} віднімається від опорного значення вихідної напруги (24В), то збільшення V_{out_n} призводить до зменшення ширини заповнення імпульсів і відповідно до зменшення вихідної напруги n -го перетворювача й поверненню струму до задаючого рівня. Кожен окремий перетворювач при цьому працює зі своїм коефіцієнтом заповнення імпульсів задля забезпечення рівномірного розподілу вихідних струмів. Результат роботи системи балансування видно на рис. 4.13, де струм між усіма перетворювачами розподіляється рівномірно.

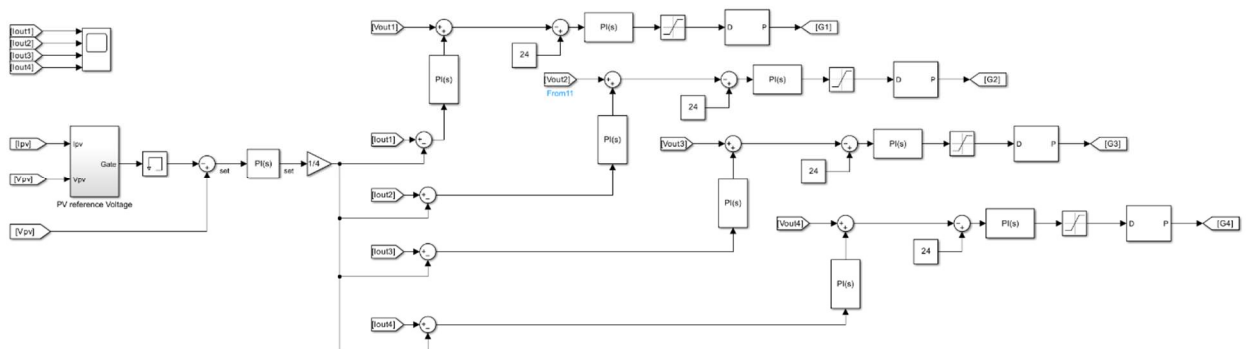


Рис. 4.12. Схема керування перетворювачами для РІРО з'єднання з балансуванням вихідних струмів.

Оскільки мережа на яку працюють сонячні панелі може змінювати значення напруги в результаті різних факторів, необхідним є моделювання режиму при зміні вихідної напруги. Як зазначалося раніше, в тягових мережах напруга змінюється в межах $\pm 25\%$. Результати моделювання для такої зміни вихідної напруги зображено на рис. 4.14. Як можна побачити, при виникненні вихідного збурення система досить швидко повертається у стабільний режим, забезпечуючи опорне значення струму, задане системою керування комірки. Струм при цьому рівномірно розподіляється між всіма перетворювачами.

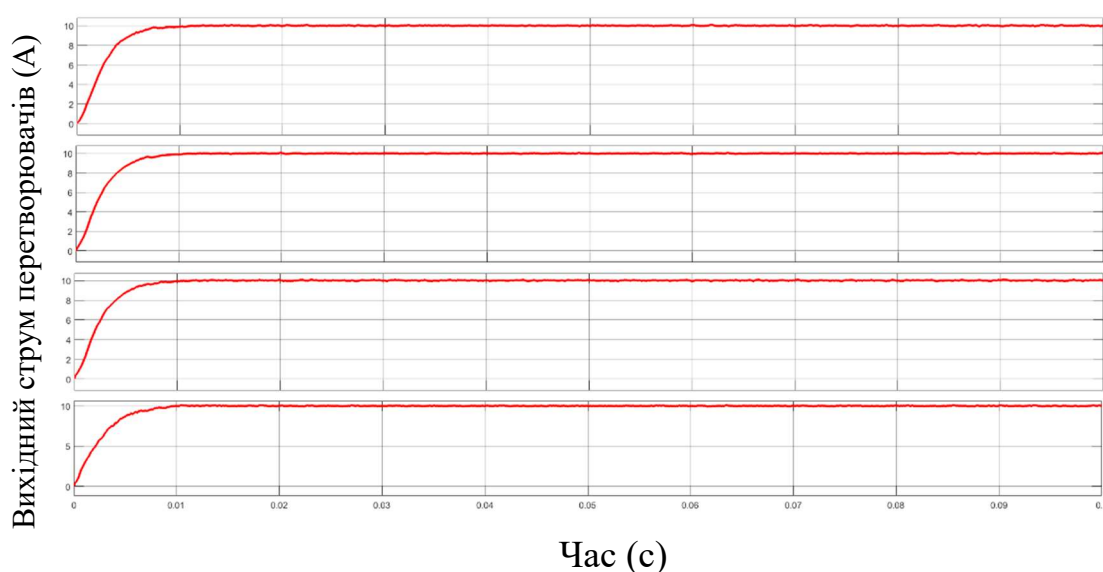


Рис. 4.13. Вихідний струм 4-х РІРО з'єднаних перетворювачів при використанні схеми балансування струмів.

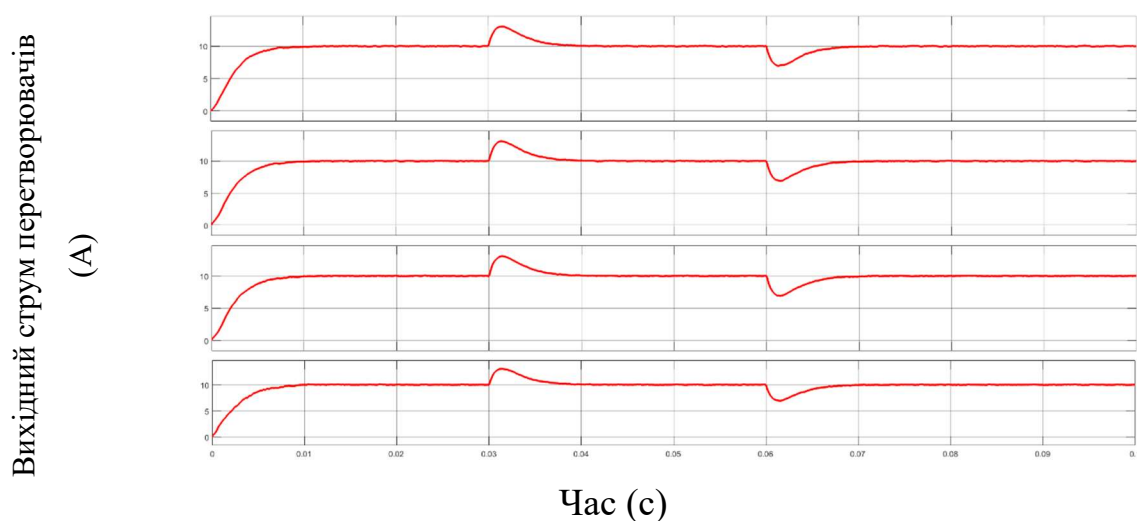


Рис. 4.14. Реакція системи керування на зміну вихідної напруги мережі в межах $\pm 25\%$ від номінальної.

4.1.4. PISO з'єднання перетворювачів.

При підключенні перетворювачів паралельно по входу й послідовно по виходу за рахунок нерівномірності параметрів моделі (коефіцієнтів трансформації $n_1 \neq n_2 \neq n_3 \neq n_4$) виникає дисбаланс вихідних напруг (рис. 4.18 (а)), через що необхідним є забезпечення їх балансування. На рис. 4.15 наводиться модель, що була використана для дослідження розробленої системи балансування.

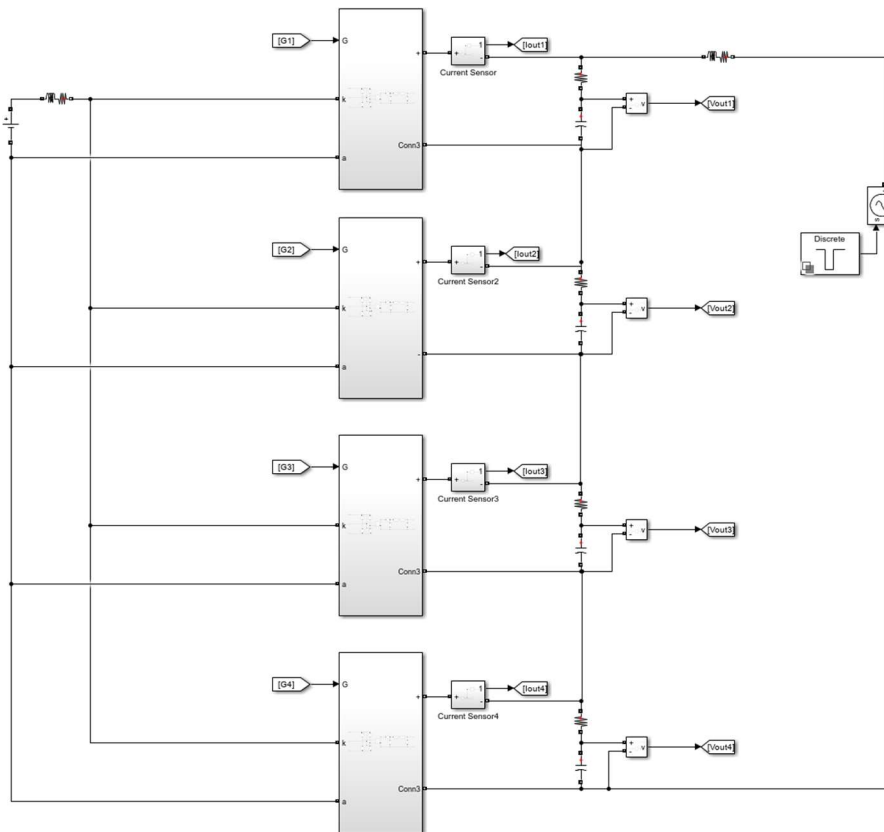


Рис. 4.15. PISO схема з'єднання 4-х перетворювачів в середовищі Simulink.

Для забезпечення балансування вихідної напруги в запропонованій системі керування (рис. 4.16) наявна ланка активного балансування, що забезпечує індивідуальне регулювання ширини заповнення імпульсів для рівномірного розподілення вихідної напруги (рис. 4.18 (б)). Для балансування вихідної напруги, система керування на рис. 4.16 порівнює значення вихідної напруги

кожного перетворювача з середнім значенням напруги всіх перетворювачів. Результуюча різниця віднімається від опорного значення вихідного струму. Опорне значення струму формується на основі алгоритму ПТМП. Далі, помилка напруги подається на ПІ регулятор системи керування коміркою і додається до V_{out_n} . Як результат, у випадку зростання вихідної напруги в результаті дисбалансу одного з перетворювачів, формується додатна помилка, що додається до V_{out_n} , що призводить до зменшення ширини заповнення імпульсів перетворювача і повернення його вихідної напруги до задаючого значення.

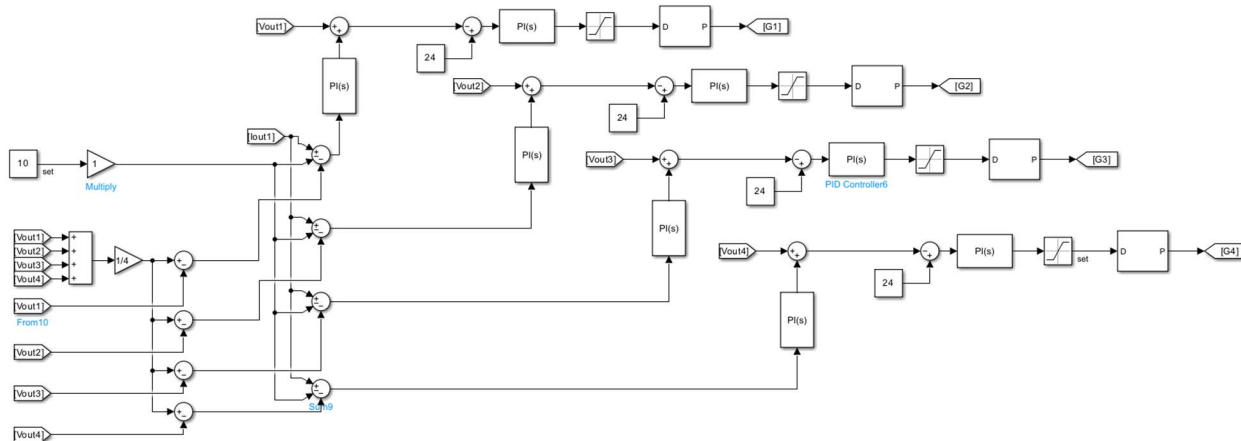


Рис. 4.16. Схема керування перетворювачами для РІРО з'єднання з балансуванням вихідних струмів.

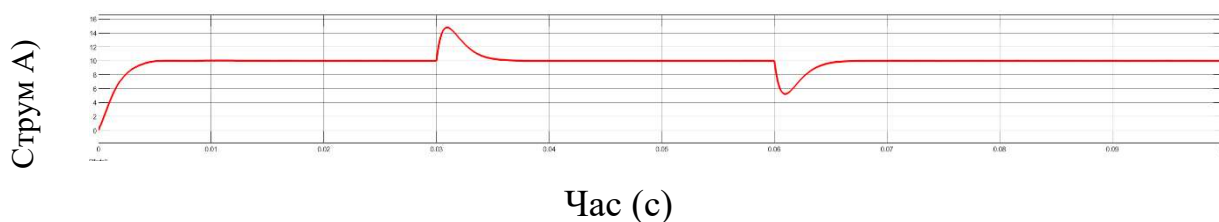
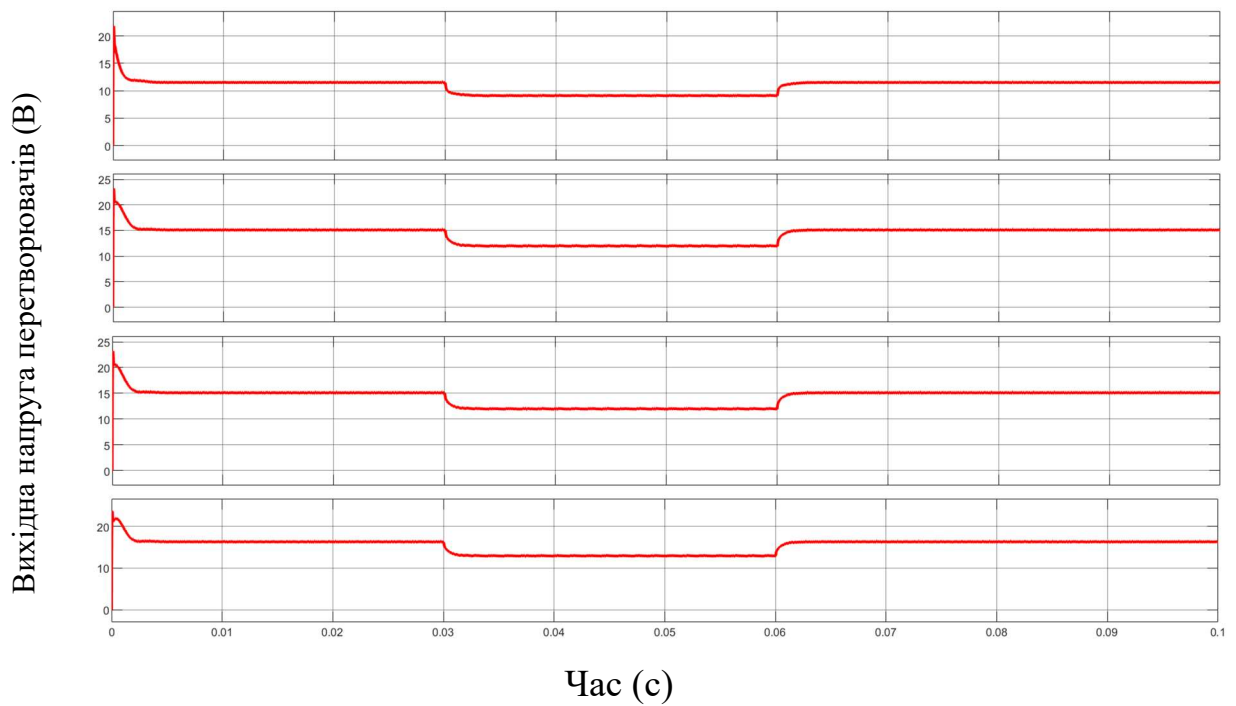
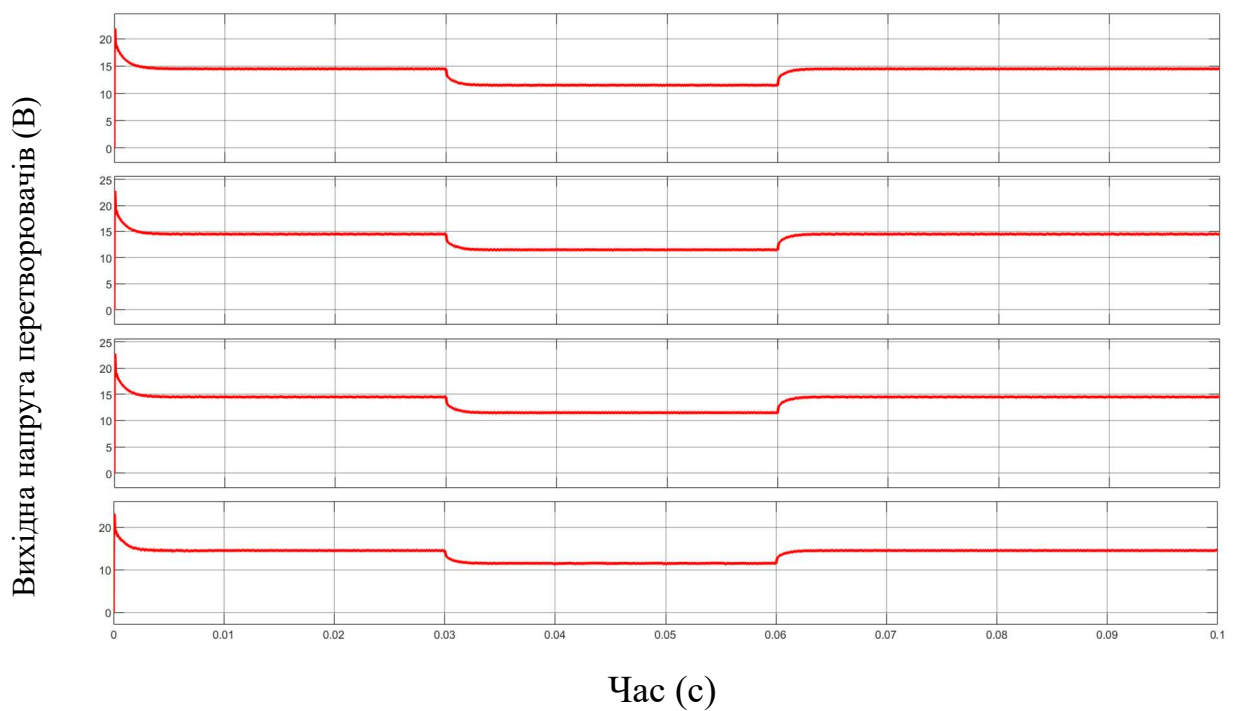


Рис. 4.17. Вихідний струм перетворювачів при зміні вихідної напруги мережі в межах $\pm 25\%$ від номінальної.

Так як і в попередньому випадку, вихідний струм задається опорним значенням системи керування і при наявності по входу сонячних панелей дозволяє забезпечувати відбір максимальної потужності.



а)



б)

Рис. 4.18. Вихідна напруга перетворювачів при зміні вихідної напруги мережі в межах $\pm 25\%$ від номінальної при відсутності балансування (а) й з системою балансування (б).

4.1.5. СИРО з'єднання перетворювачів.

При підключенні перетворювачів послідовно по входу і паралельно по виходу спостерігається дисбаланс вхідної напруги, який через деякий час, при

відсутності балансування призводить до втрати стабільності системи, що проявляється у повному розбалансуванні вхідних напруг (рис. 4.20). Незважаючи на те, що SIPO підключення являється стабільним підключенням, при регулюванні вихідного струму кожного перетворювача, механізм самобалансування втрачається, так як вихідні струми перетворювачів вирівнюються системою керування і навіть незначне збурення по входу викликає втрату стабільності. Через що, для забезпечення стабільності й балансу, вихідні струми перетворювачів повинні регулюватися окремо, зважаючи на вхідні напруги, а також з врахуванням необхідного для струму для точки максимальної потужності. Схема SIPO з'єднання для дослідження зображена на рис. 4.19.

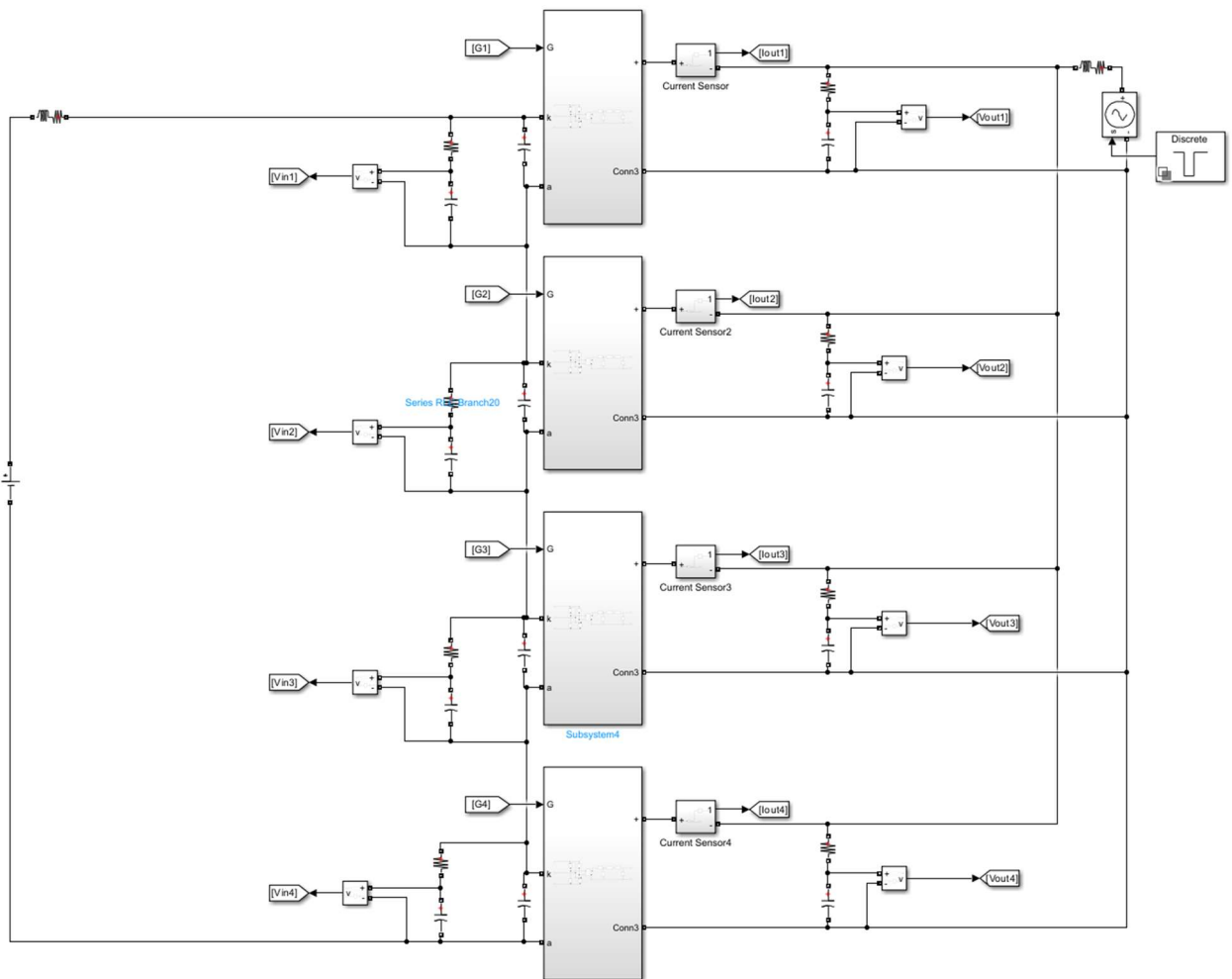


Рис. 4.19. SIPO схема з'єднання 4-х перетворювачів в середовищі Simulink.

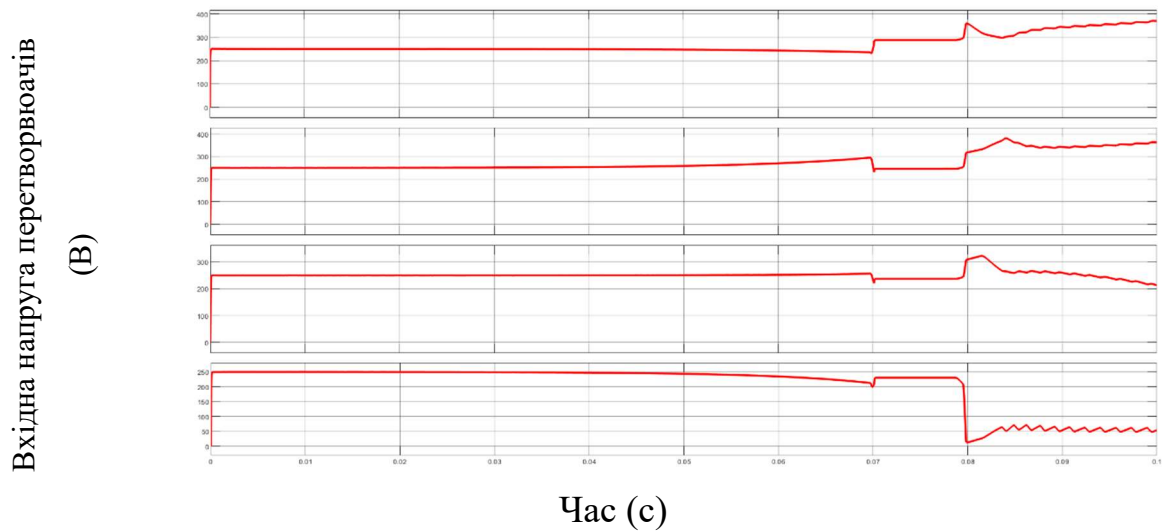


Рис. 4.20. Вхідна напруга перетворювачів при відсутності ланки балансування в системі керування, але при рівномірному розподілі струму.

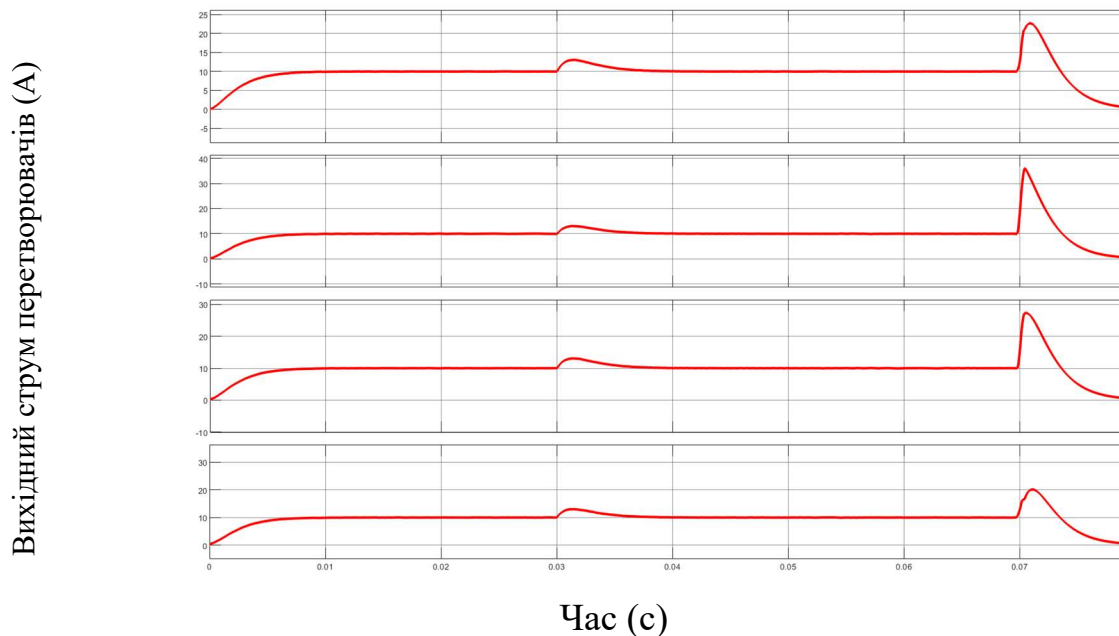


Рис. 4.21. Вихідний струм перетворювачів при відсутності ланки балансування в системі керування, але при рівномірному розподілі струму.

Схема балансування, що використана в моделі для рівномірного розподілення вхідної напруги наведена на рис. 4.22. Подібно до балансування вихідної напруги для PISO працює і схема балансування вхідної напруги для SIPO. Різниця між двома системами керування лише у тому, що для паралельного підключення по виходу, вихідні струми кожного перетворювача регулюються індивідуально. Опорне значення кожного перетворювача дорівнює $\frac{1}{4}$

загального вихідного струму точки максимальної потужності. Також, різниця між середнім й індивідуальним значенням напруги кожного перетворювача додається, а не віднімається для формування помилки вихідного струму. Таким чином, при збільшенні вхідної напруги n -ї комірки (в результаті дисбалансу) відбувається формування від'ємної помилки, яка підсилюється ПІ регулятором і додається до V_{out_n} , що призводить до збільшення ширини заповнення імпульсів, збільшення вихідного струму, більшому розряджанню вхідного конденсатора і, як результат, зменшенню вхідної напруги й поверненню її до задаючого значення. Через що, вхідна напруга при використанні наведеної системи керування розподіляється рівномірно між перетворювачами (рис. 4.24). Через те, що на практиці, в сучасних промислово виготовлених перетворювачах добитись рівності коефіцієнтів трансформації і невеликого розкиду параметрів не є проблемою, на практиці струми перетворювачів будуть майже рівними по величині, а дисбаланси будуть виникати в моменти виникнення різних збурень по входу/виходу перетворювача. Реакція системи на зміну вихідної напруги показана на рис. 4.23. Вхідна напруга при цьому майже не змінюється (рис. 4.24).

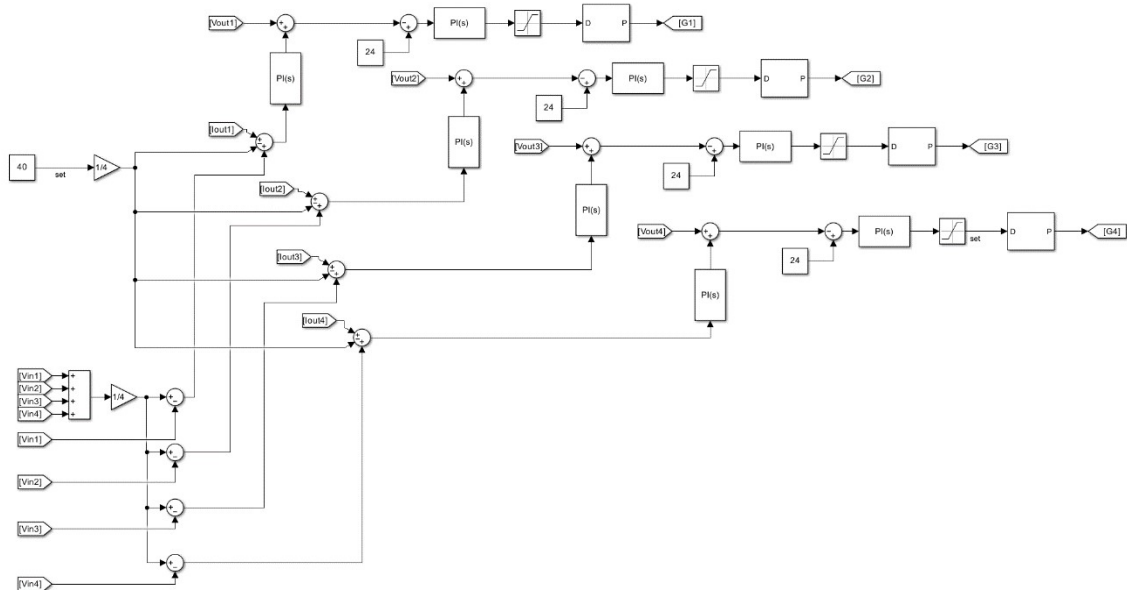
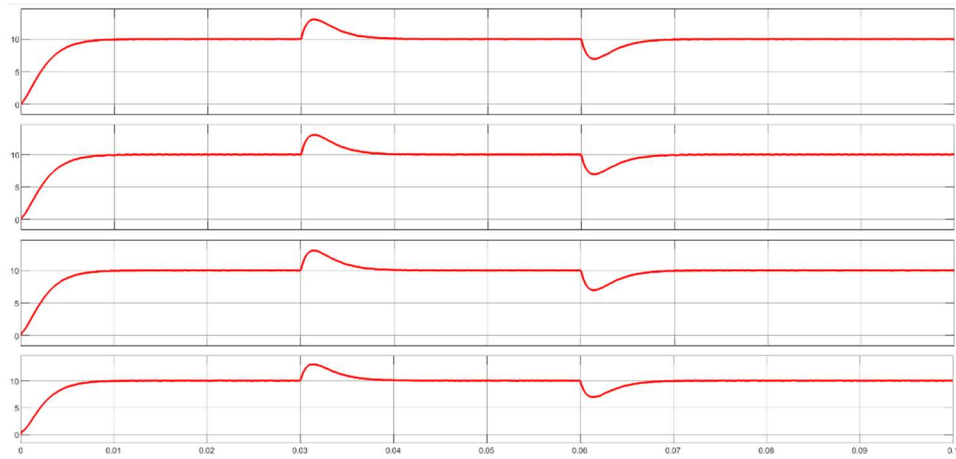


Рис. 4.22. Система керування SISO з'єднаними перетворювачами з ланкою балансування вхідної напруги.

Вихідний струм перетворювачів

(А)



Час (с)

Рис. 4.23. Вихідний струм перетворювачів при забезпеченні балансування.

Вхідна напруга перетворювачів (В)



Час (с)

Рис. 4.24. Вхідна напруга перетворювачів при забезпеченні балансування.

4.1.6. SISO з'єднання перетворювачів.

Оскільки SISO підключення є нестабільним, при відсутності схеми балансування спостерігається ріст вхідної напруги перетворювачів з меншим n й зменшення вхідної напруги перетворювачів з більшим n (Рис.4.24). Як результат, через деякий час, напруга і струм (рис. 4.24) перевищать максимально допустимі значення і перетворювач вийде з ладу.

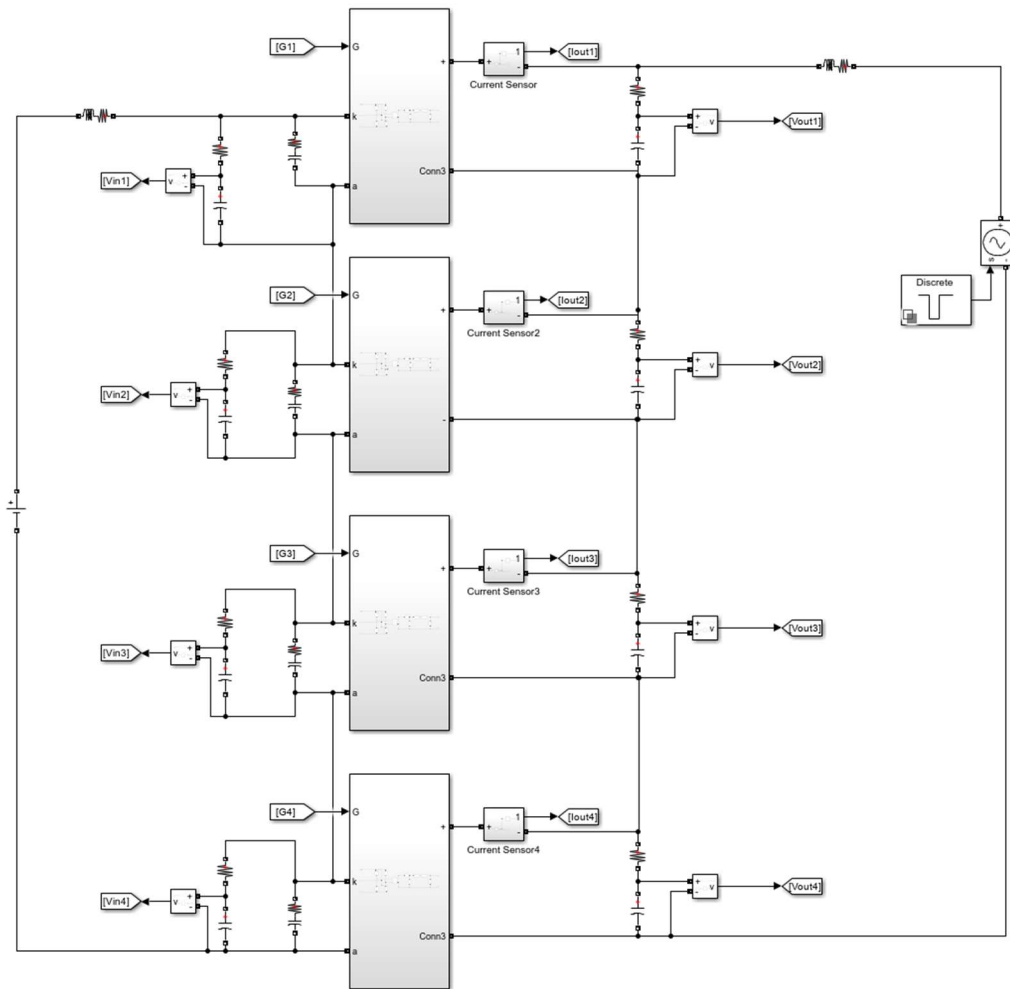


Рис. 4.25. SISO схема з'єднання 4-х перетворювачів в середовищі Simulink.

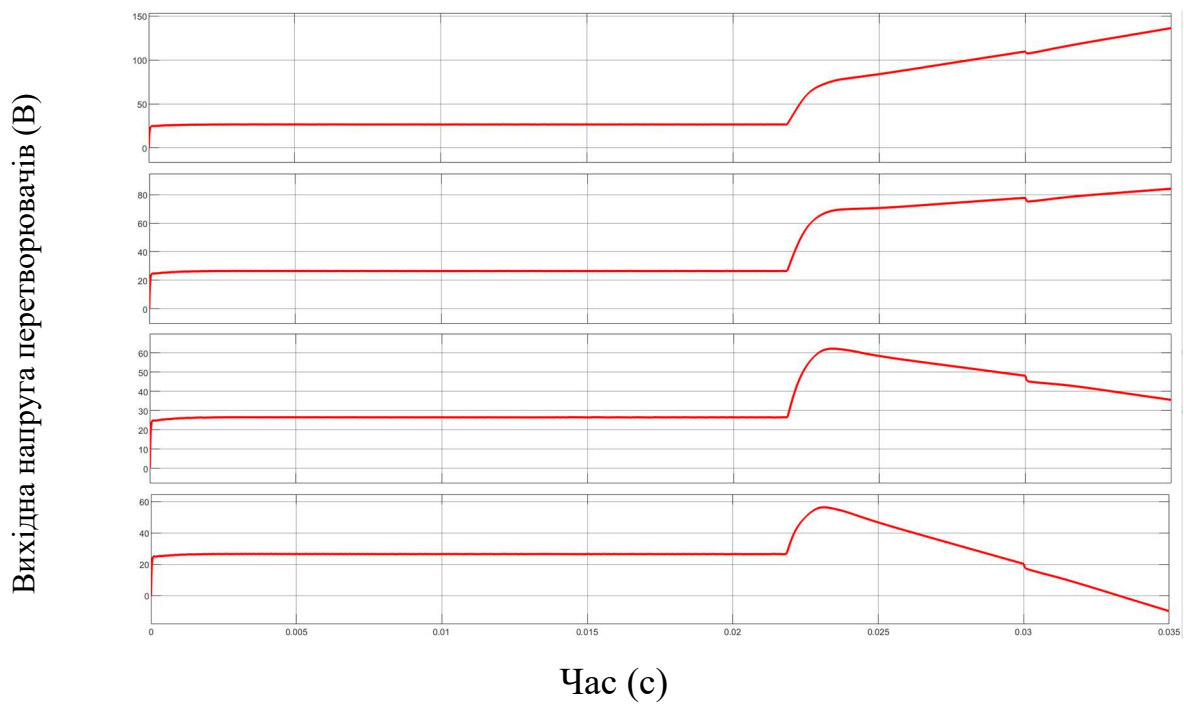


Рис. 4.26. Вихідна напруга перетворювачів при відсутності ланки балансування.

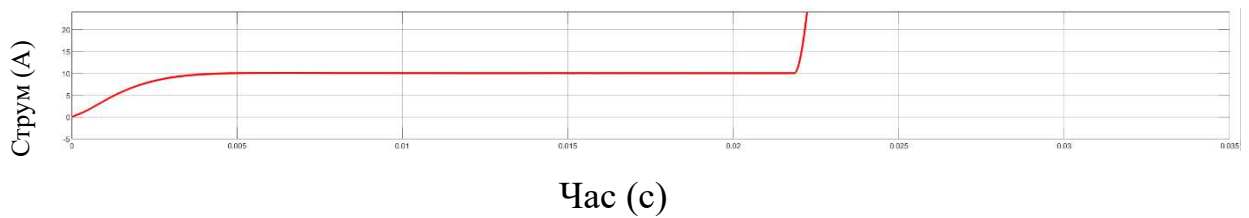


Рис. 4.27. Вихідний струм перетворювачів при відсутності ланки балансування.

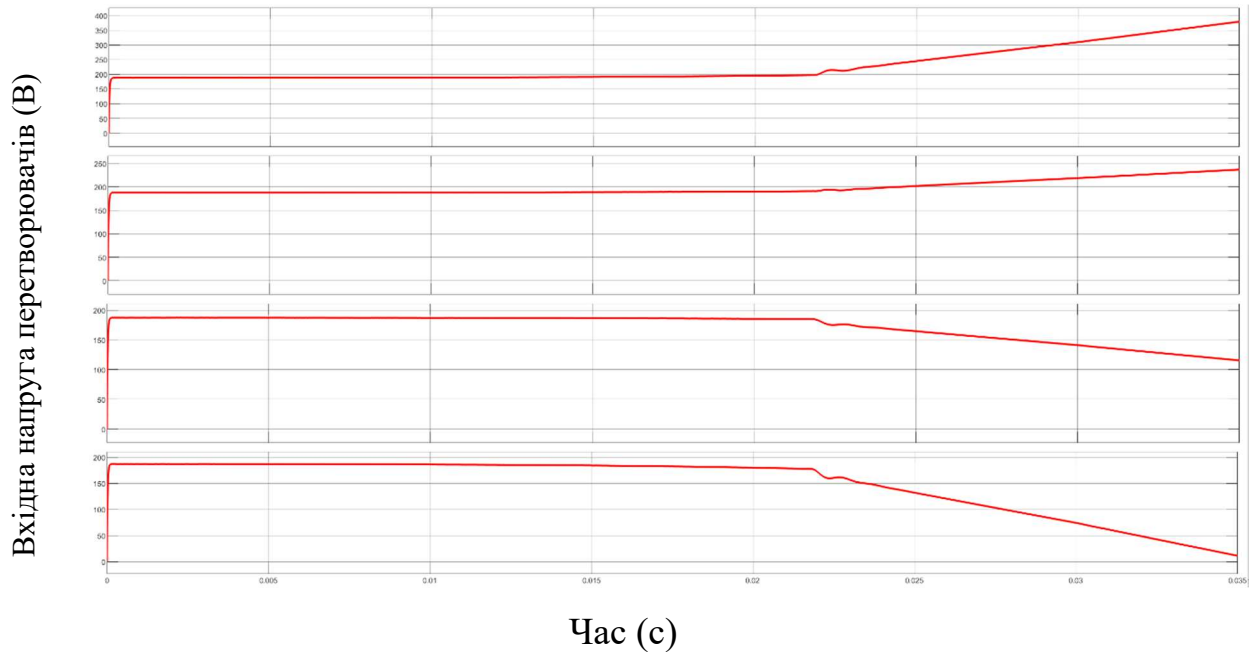


Рис. 4.28. Вхідна напруга перетворювачів при відсутності ланки балансування.

Запропонована система балансування (рис. 4.29) дозволяє збалансувати вхідні напруги й забезпечити рівномірний розподіл як вхідних, так і вихідних напруг. Система балансування комірки формує сигнал вихідного струму I_{out} , що забезпечує роботу в ТМП. Оскільки через послідовне з'єднання по виходу вихідний струм перетворювачів однаковий, задаюче значення вихідного струму використовується для всіх перетворювачів. До задаючого значення вихідного струму додається різниця між середнім значенням вхідної напруги й напругою кожного окремого перетворювача. Результуюча помилка подається на ПІ регулятор i , як і в попередніх випадках, додається до V_{out_n} . При збільшенні вхідної напруги n -ї комірки відбувається формування вд'ємної помилки, яка накопичується ПІ регулятором i додається до V_{out_n} , що призводить до збільшення ширини заповнення імпульсів, збільшення вихідної напруги n -ї

комірки, збільшення її вихідної потужності і, як результат, розрядження вхідного конденсатора і повернення вхідної напруги до задаючого значення. Таким чином забезпечується балансування вхідної напруги для всіх комірок.

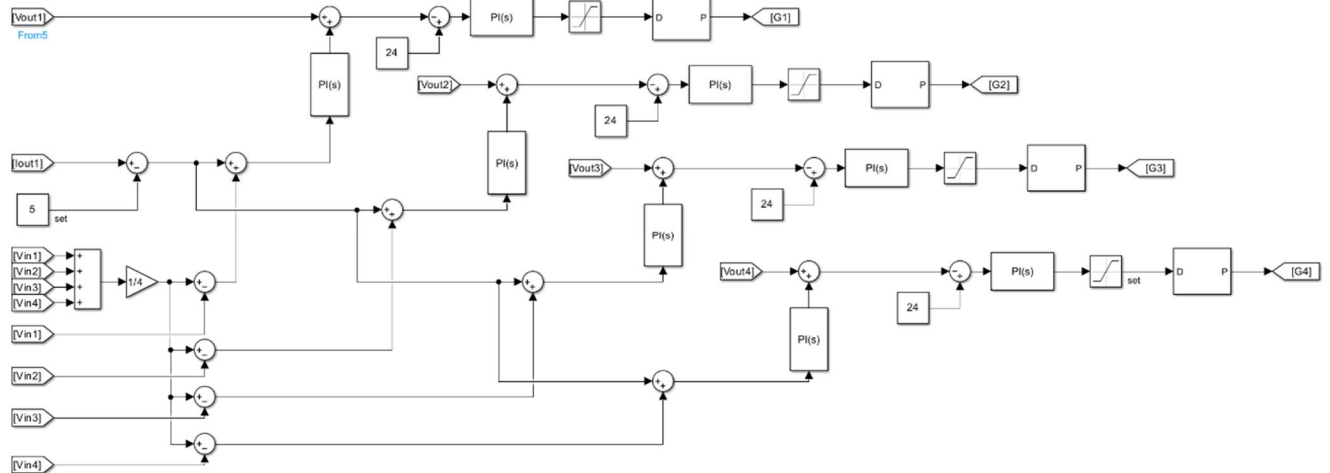


Рис. 4.29. Схема керування з ланкою балансування вхідної напруги перетворювачів.

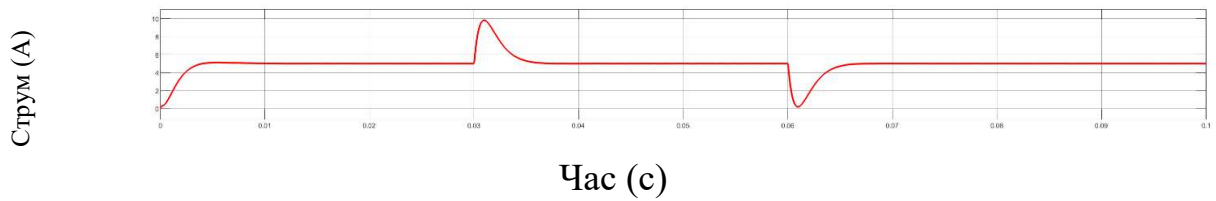


Рис. 4.30. Вихідний струм перетворювачів при зміні напруги мережі в межах $\pm 25\%$.

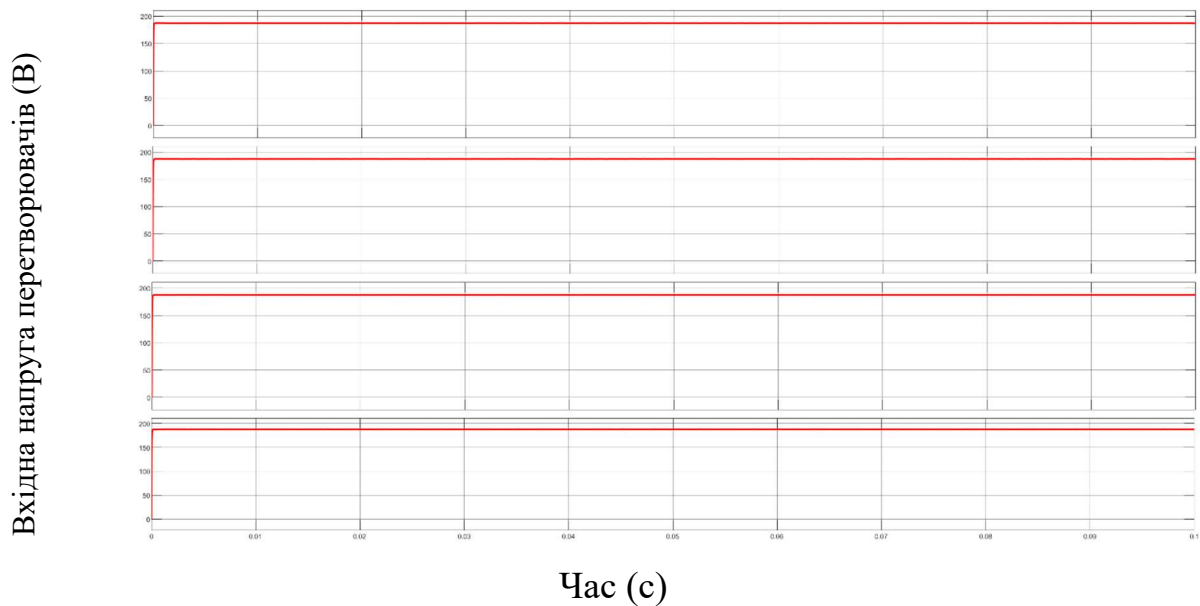


Рис. 4.31. Вхідна напруга перетворювачів при забезпеченні балансування.

Балансування вхідної напруги призводить і до балансування вихідної напруги відповідно. Система при цьому поводить себе стабільно при виникненні збурення, як можна побачити з рис. 4.30, 4.31, 4.32. При різкій зміні вихідної напруги мережі, після незначного перехідного процесу система продовжує забезпечувати задане значення вихідного струму.

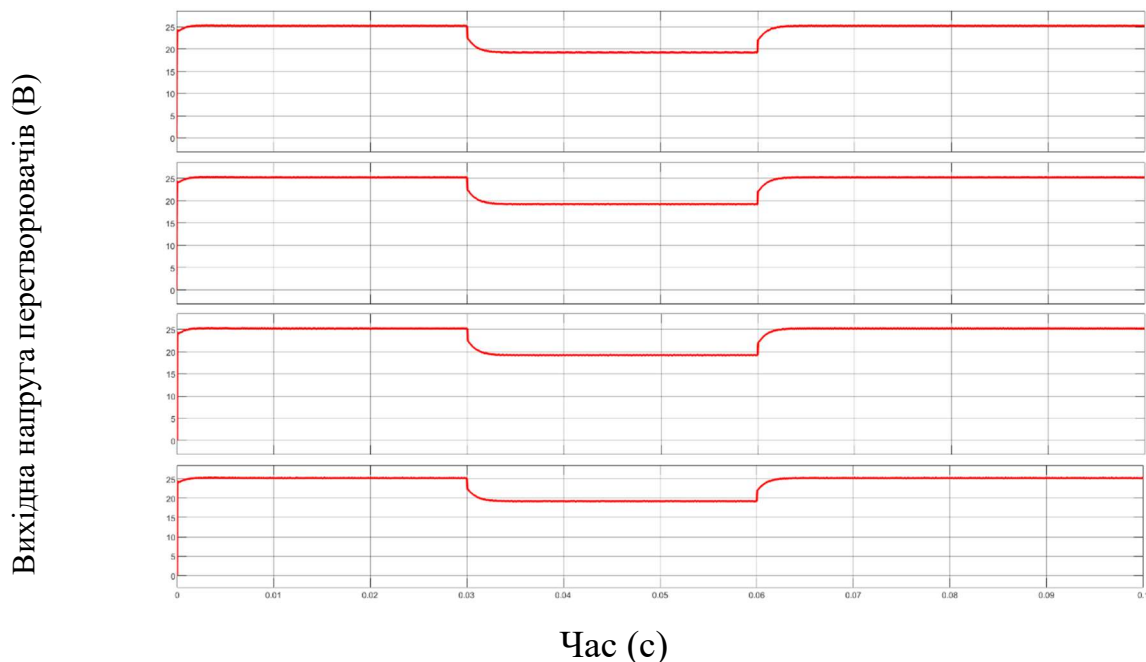


Рис. 4.32. Вихідна напруга перетворювачів з балансуванням при зміні напруги мережі в межах $\pm 25\%$.

4.2. Розробка прототипу перетворювача для проведення експериментальної верифікації.

Для експериментальної перевірки отриманих теоретичних результатів було розроблено схему на рис. 4.33, яка дозволяє з'єднати 4 перетворювачі різними схемами підключення, виміряти їх вхідні напруги, вихідні напруги й струми, а також сумарний вхідний струм для забезпечення алгоритму ПТМП. Задля збереження гальванічної ізоляції між входом і виходом, було використано ізольовані датчики вихідного струму (DA1...) кожного перетворювача, а також розроблено ізольований датчик вихідної напруги на базі мультривібратора на операційному підсилювачі (DA2...). Вхідна напруга вимірюється за допомогою дільників напруги, а струм за допомогою шунта.

Сигнали струму й напруги з датчиків подаються на АЦП входи мікроконтролера STM321152RE. На базі отриманих значень напруги й струму відповідно до описаних раніше схем керування і регуляторів, мікроконтролер формує ШІМ сигнали керування, що підсилюються операційними підсилювачами (DD2...) і усереднюються LC фільтром. Як результат, постійне значення напруги, сформоване після LC фільтра, збільшує або зменшує ширину заповнення імпульсів перетворювача, що дозволяє регулювати вихідний струм/напругу перетворювача. Для живлення вихідних ланок системи керування використовуються ізольовані перетворювачі ПС/ПС (DA3, DA4).

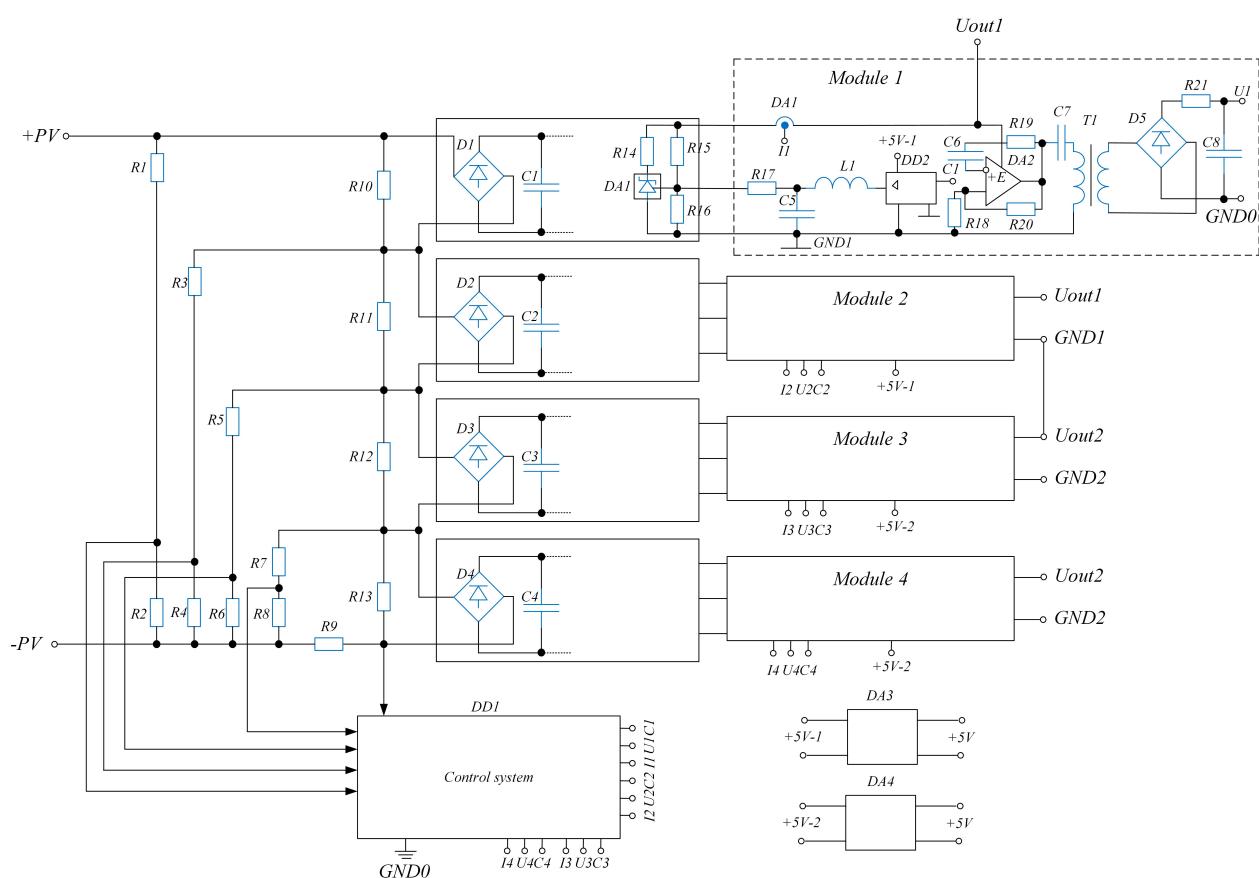


Рис. 4.33. Розроблена схема під'єднання датчиків напруги, струму й формування сигналу керування для забезпечення балансування 4-х перетворювачів.

4.2.1. Опис експериментального стенду.

На базі описаного на рис. 4.33 принципу було розроблено принципову схему (Додаток Г) з використанням компонентів з додатку Д. На рис. 4.34 зображено зібраний прототип розробленої плати керування.

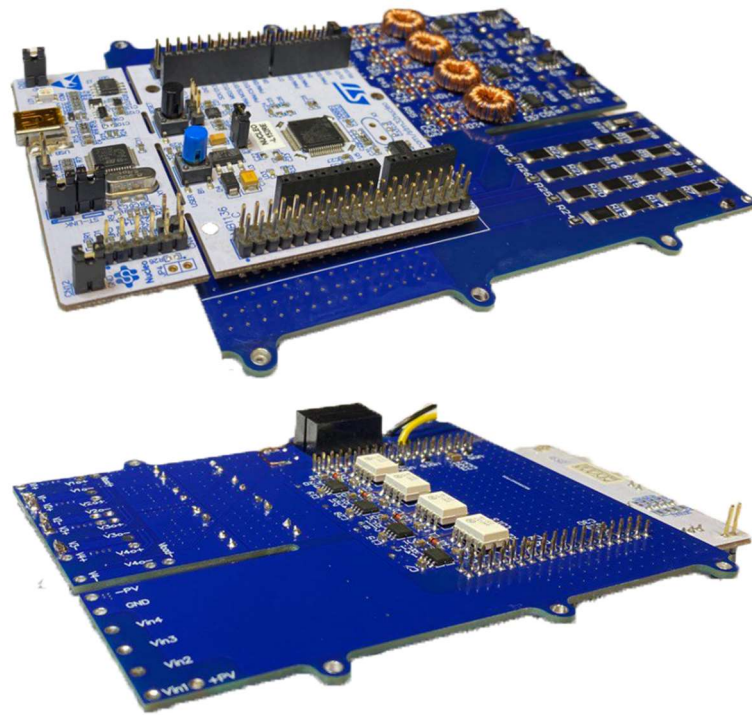


Рис. 4.34. Розроблена плата керування на базі STM32L152RE.

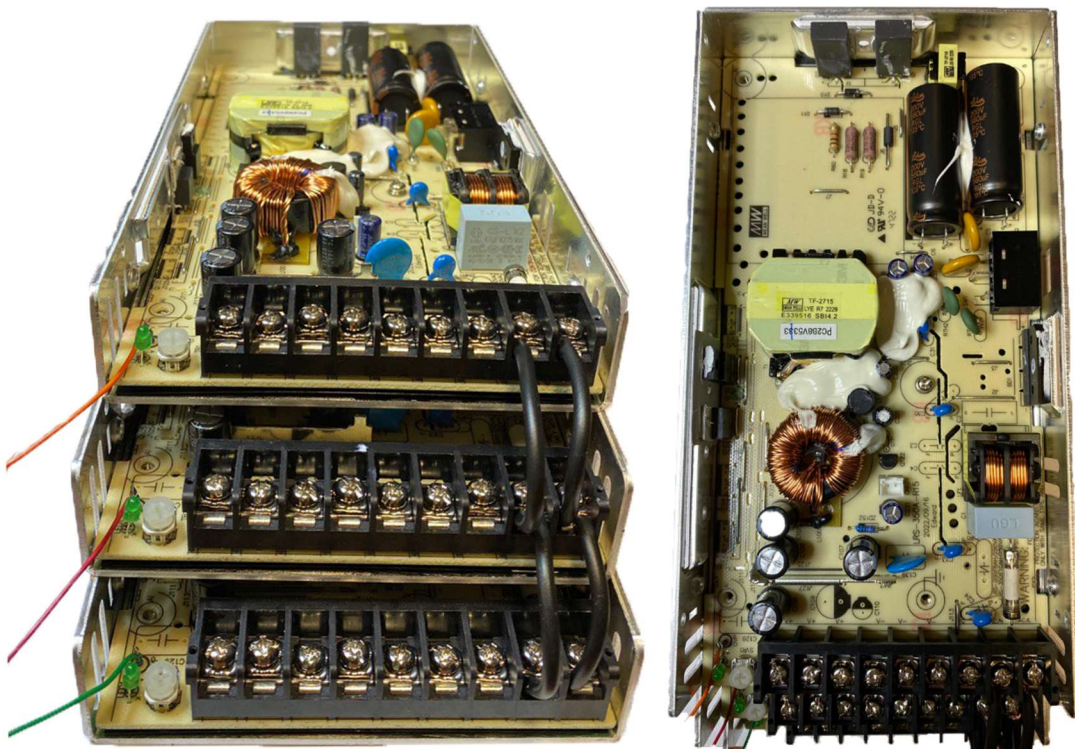


Рис. 4.35. Перетворювачі використані в ході експериментальної перевірки (LRS-350-24).

Силові перетворювачі, що використовуються для експериментальної перевірки зображені на рис. 4.35 і розраховані на підключення до мережі змінного струму напругою 90-132VAC або до мережі постійного струму напругою 240-370VDC. Номінальна вихідна напруга перетворювача складає 24В, а потужність – 350 Вт. Топологія перетворювачів – косий напівміст. На рисунку 4.36 зображено підключення плати керування до 3 перетворювачів з'єднаних за схемою SIPO.

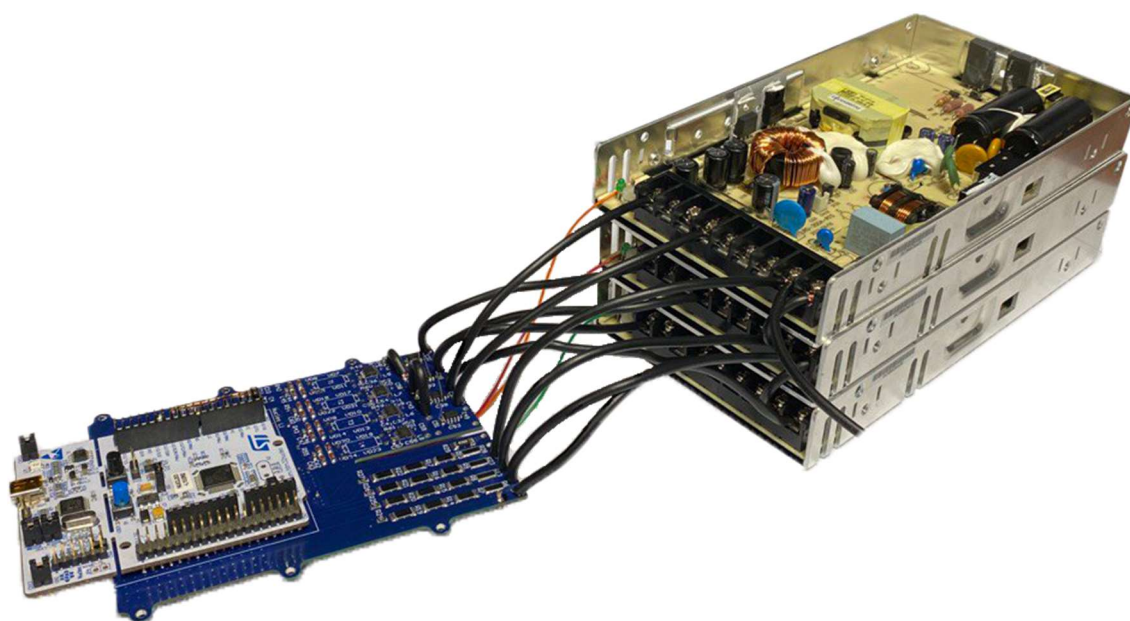


Рис. 4.36. Підключення плати керування до 3-х SIPO з'єднаних перетворювачів.

Експериментальний стенд складався з: джерела живлення EA-PSI 9750-20 з номінальною напругою 750В, яке використовувалося для живлення перетворювачів по входу; джерела живлення KEITHLEY 2231A-30-3, яке використовувалося для живлення плати керування напругою 5В; навантаження RIGOL DL3021 з піковою допустимою потужність 200Вт, що підключалося по виходу перетворювачів, осцилографа RIGOL MSO5204.

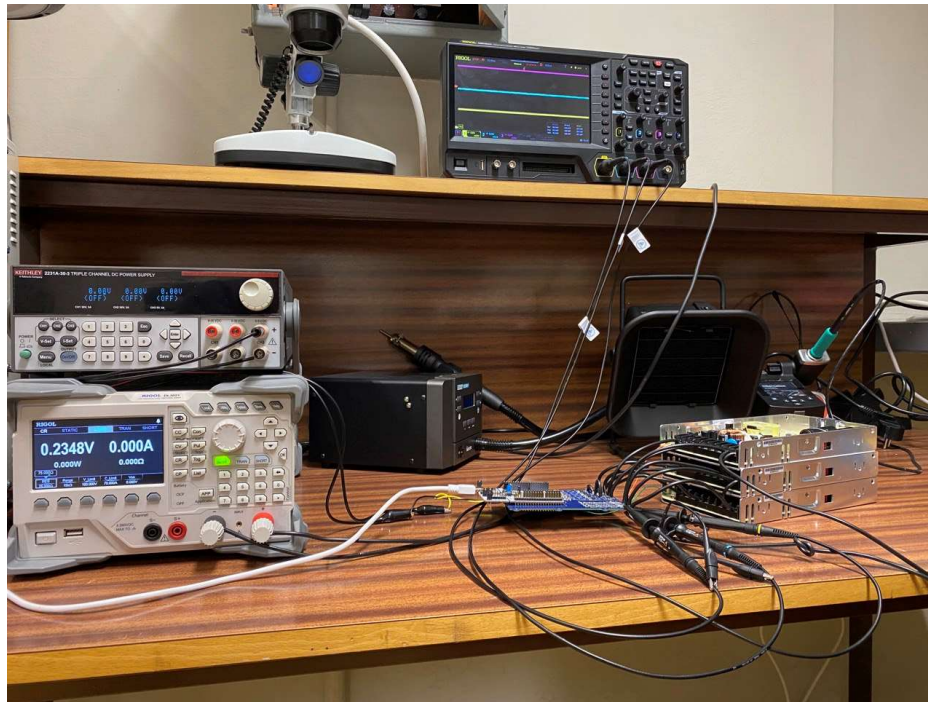


Рис. 4.37. Експериментальний стенд для перевірки результатів.

Далі приводяться результати експериментів при підключенні декількох перетворювачів паралельно по входу і по виходу, а також послідовно по входу й паралельно по виходу.

4.2.2. Керування одним перетворювачем.

На першому етапі експерименту необхідно визначити працездатність розробленої системи керування перетворювачем. Для цього, на виході регулювання системи керування було створено два рівні напруги – 2.4В й 4В. Відповідно до приведеної раніше формули:

$$\begin{aligned} \Delta V_{out} &= -\Delta I_{A_p^*} \cdot K_p \\ \text{де } K_p &= (R_1 + R_2) \end{aligned} \quad (4.1)$$

при збільшенні керуючої напруги, $I_{A_p^*}$ буде зростати, зменшуючи вихідну напругу перетворювача і навпаки. Враховуючи, що перетворювач працює таким чином, що при номінальних 24В на виході, на вході регулювання підтримується 2.5В, зміна напруги на 2.4 В повинна створити від'ємний струм і напруга повинна збільшитись на величину:

$$\Delta V_{out} = \frac{0.1B}{4.7k\Omega} \cdot (44.2k\Omega + 5.15k\Omega) = 1B \quad (4.2)$$

Як можна побачити з рис. 4.38, напрузі керування 2.4В дійсно відповідає вихідна напруга перетворювача 25В, тобто на 1В більша ніж номінальних 24В. При зміні напруги керування з 2.4 В на 4В, $\Delta V_{out} \sim -15В$. З рис. 4.38 (в) видно, що дійсно, після зміни керуючого сигналу з 2.4В на 4В, вихідна напруга перетворювача змінилася на -15В, з 25В на 10В. Вихід при цьому навантажений 30м, що призводить до протікання струму вихідного струму $\sim 8А$ при напрузі 25В й $\sim 3А$ при напрузі 10В (рис. 4.38 (д), (е)). Слід зауважити, що струм вимірюється ізольованим датчиком струму ACS713ELCTR-20А-Т на базі ефекту Холла. Датчик формує на виході напругу, пропорційну протікаючому через провідник струму з чутливістю 0.185В/А. Важливим є те, що через особливості будови датчика, в вихідному сигналі завжди присутній зсув, що дорівнює $0.1 \cdot V_{cc}$, де V_{cc} – напруга живлення мікросхеми (в даному випадку 5В). Тобто датчик має позитивний зсув вихідного сигналу +0.5В навіть при відсутності протікаючого через провідник струму. Як результат, реальне значення вимірюваного датчиком струму дорівнює:

$$I_{current_sensor} = \frac{V_{measured} - 0.5B}{0.185B / A} \quad (4.3)$$



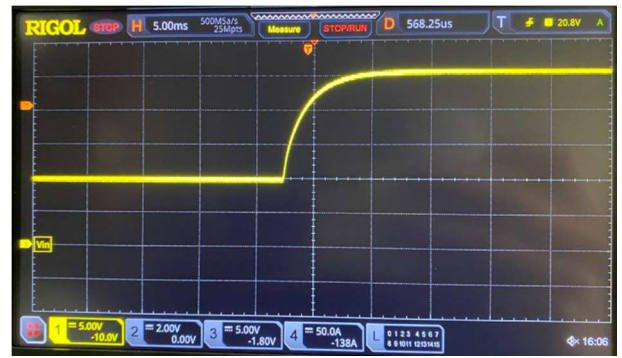
а)



б)



В)



Г)



Д)



Е)

Рис. 4.38. Осцилограми роботи системи керування для одного підключеного перетворювача: (а), (б) - зміна керуючого сигналу, що подається на блок живлення з плати керування; (в), (г) – вихідна напруга перетворювача при зміні керуючого сигналу; (д), (е) – вихідний струм перетворювача при зміні керуючого сигналу.

В результаті експерименту проведеного з одним перетворювачем можна зробити висновок, що розроблена система керування відповідає зробленим раніше теоретичним розрахункам і припущенням й може використовуватися для регулювання вихідної напруги й струму перетворювача.

4.2.3. 2 РІРО з'єднаних перетворювача.

На наступному етапі експериментальної перевірки було з'єднано два перетворювача паралельно по входу й паралельно по виходу й виміряно їх струми без системи балансування струмів і з системою балансування. На рис. 4.39 можна побачити осцилограми струмів двох перетворювачів, працюючих на спільне навантаження. З рис. 4.39 (а) можна побачити, що при напрузі на виході в 10В, струми розподіляються нерівномірно й один перетворювач проводить весь струм навантаження $\sim 3\text{A}$, тоді як при напрузі на виході в 25В, струми розподіляються в співвідношенні $\sim 5/3$. При зміні вихідної напруги з 10В на 25В

й з 25В на 10В спостерігається перехідний процес, який призводить до перерозподілу вихідних струмів, але дисбаланс струмів зберігається.

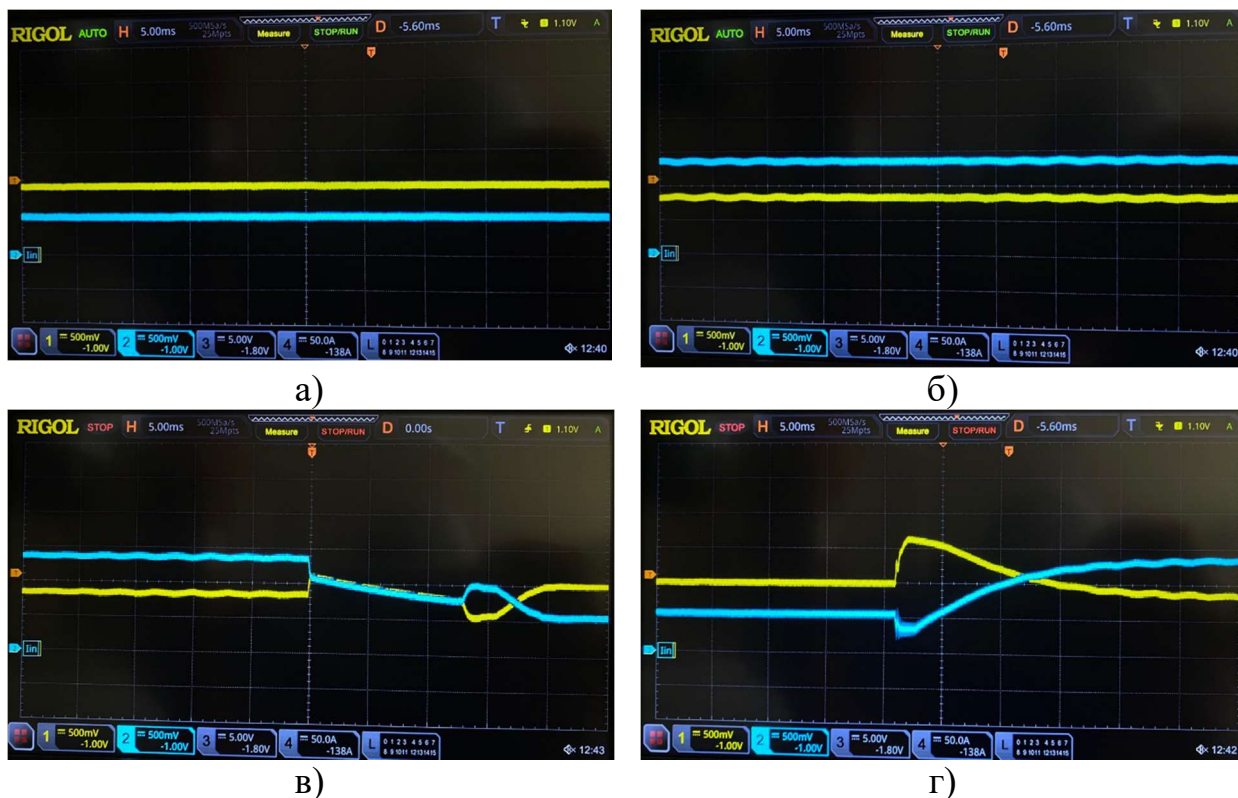


Рис. 4.39. Осцилограми вихідних струмі двох РІРО підключених перетворювачів: (а) – 10В на виході перетворювача, (б) – 24В на виході перетворювача; (в) при зміні вихідної напруги з 24В на 10В; (г) – при зміні вихідної напруги з 10В на 24В.

Після впровадження системи балансування вихідних струмів, можна побачити, що струми розподілились рівномірно між двома перетворювачами (рис. 4.40 (в), (г)) в обох випадках. Як при низькій вихідній напрузі, так і при високій. При зміні вихідної напруги при цьому спостерігається незначний перехідний процес, але пікові значення струмів не перевищують максимальних допустимих для перетворювачів.





Рис. 4.40. Осцилограми роботи двох PIPO перетворювачів при балансуванні струму: (а), (б) – вихідна напруга; (в), (г) – вихідні струми перетворювачів.

4.2.4. 3 SIPO з'єднаних перетворювача.

Основним при послідовному з'єднанні перетворювачів є балансування вхідної напруги. Хоча SIPO підключення і є стабільним, при забезпеченні однакового струму кожного з вихідних перетворювачів, підключення стає нестабільним. При подачі на вхід напруги, вхідні напруги розподіляються нерівномірно, що пов'язане з різними величинами паразитних параметрів вхідних ланцюгів, різною довжиною з'єднувальних дротів і тд. Через це виникає дисбаланс вхідних напруг перетворювачів як можна побачити на рис. 4.41 (а). Напруги між перетворювачами розподіляються відповідно до пропорції 282/241/237. Як можна побачити, вхідна напруга одного з перетворювачів приблизно на 20% більша ніж двох інших. В результаті застосування системи балансування, вдалося досягти більш рівномірного розподілу вхідної напруги (рис.4.41), де найбільше відхилення перетворювачів одне від одного складає близько 5%. При цьому, при зміні вихідної напруги перетворювача, рівномірний розподіл вихідних напруг зберігається (рис. 4.41 (в)). Також слід зауважити, що при пуску перетворювачів система керування також забезпечує рівномірний розподіл вхідних напруг для забезпечення безпечного пуску перетворювачів (рис. 4.41 (б)).



a)



б)



в)

Рис. 4.41. Осцилограми роботи 3 SIPO перетворювачів: (а) вхідна напруга перетворювачів при відсутності балансування; (б) вхідна напруга перетворювачів при наявності балансування й пуску системи; (в) вхідна напруга перетворювачів при зміні вихідної напруги з 10В до 24В.

Як результат, експериментальна перевірка розробленої системи й алгоритму керування комірками показала правильність розрахунків зроблених раніше, а також підтвердила можливість балансування струмів і напруг модульного перетворювача для різних схем підключення.

4.3. Висновки до розділу.

1. Моделювання запропонованої схеми керування комірками показало ефективність розробленої системи балансування, а саме: забезпечення стабільності при виникненні збурень навіть для нестабільних підключень; зменшення дисбалансу струмів і напруг від 100% (весь струм/напруга прикладається до одного перетворювача) до <1%.
2. Розроблений експериментальний прототип системи балансування дозволяє збалансувати струми й напруги перетворювачів з точністю ~5% для довільної кількості перетворювачів, з'єднаних за схемою PIPO, PISO, SIPO, SISO. Експериментальна перевірка показала зменшення дисбалансів вхідної напруги для перетворювача з'єданого за схемою SIPO з 20% до <5%.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі розв'язано задачу розвитку теорії керування розосередженою системою електроживлення модульного типу на основі корекції сигналу зворотного зв'язку.

При виконанні дисертаційної роботи отримано наступні наукові результати:

1. Розроблено методику вибору перетворювачів для комірки модульної системи, базуючись на комплексному аналізі їхньої вартості та втрат в напівпровідникових елементах. Отримані результати надають науковий внесок у питання вибору оптимальних з точки зору ціни й ефективності силових перетворювачів для сонячних систем.
2. Розроблено модульну каскадну структуру перетворювача, що дозволяє масштабувати потужність та вхідну/вихідну напругу системи при підключенні до різних рівнів напруги тягових мереж.
3. Показано, що для підключення сонячних панелей до тягових мереж постійного струму одноланкова модульна структура перетворювача має в 2 рази менші втрати і є в 2.17 разів дешевша від класичної структури при підключенні до мережі 1.5 кВ й забезпеченні алгоритму ПТМП. Додаткове підключення накопичувачів енергії до тягової мережі стабілізує напругу на лінії ПС, зменшує вимоги до модульного перетворювача ФВ панелей і його ціну 2 рази, а також втрати в перетворювачі в 2.13 раз.
4. Розроблено систему керування перетворювачем на основі корекції сигналу зворотного зв'язку перетворювачів, що вирішує задачу балансування напруг, струмів і потужності довільної кількості комірок силового перетворювача в режимі реального часу.
5. Показано ефективність розробленої системи балансування струмів й напруги перетворювачів з точністю $\sim 5\%$ для довільної кількості перетворювачів, з'єднаних за схемою P1PO, P1SO, S1PO, S1SO.

6. Дисертаційна робота успішно вирішила поставлені задачі та досягла поставленої мети. Розроблені методи та структури відзначаються великим потенціалом для застосування в галузі електротранспорту і відновлюваних джерел енергії, а отримані результати вносять значний внесок у розвиток розподілених електроенергетичних систем.
7. Отримані наукові результати використані для розробки експериментального зразка модульного перетворювача в рамках проектів: «Система енергозабезпечення високочастотних вентильно-індукторних двигунів дрона з багатокмірковими перетворювачами і просторово-часовою модуляцією», «SmartGYsum – Smart and Green Energy Systems and Business Models».
8. Наукові результати впроваджено в учбовий процес – дисципліни «Пристрої перетворювальної техніки», «Силові електронні системи».

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

- [1] E. COMMISSION, «The 2030 Climate target plan,» European Environment Agency, Brussels, 2020, [Онлайн]: <https://www.eea.europa.eu/policy-documents/2030-climate-target-plan#:~:text=With%20the%202030%20Climate%20Target,below%201990%20levels%20by%202030.> , (Дата звернення: 11.02.2024).
- [2] IRENA, «Global Renewables Outlook: Energy Transformation 2050,» International Renewable Energy Agency, Abu Dhabi, 2020, [Онлайн]: <https://www.irena.org/publications/2020/Apr/Global-Renewables-Outlook-2020> , (Дата звернення: 11.02.2024).
- [3] IRENA, «Global Energy Transformation: A Roadmap to 2050,» International Renewable Energy Agency, Abu Dhabi, 2020, [Онлайн]: <https://www.irena.org/publications/2019/Apr/Global-energy-transformation-A-roadmap-to-2050-2019Edition> , (Дата звернення: 11.02.2024).
- [4] М. Лук'янов, Є. Вербицький, А. Блінов, «Система акумулювання сонячної електростанції,» *Мікросист., Електрон. та Акуст.*, т. 26, № 2, pp. 236748-1, 2021, DOI:10.20535/2523-4455.me.236748.
- [5] International Energy Agency, «The Future of Rail - Opportunities for energy and the environment,» OECD, Paris, 2019, [Онлайн]: <https://www.oecd.org/publications/the-future-of-rail-9789264312821-en.htm> , (Дата звернення: 11.02.2024).
- [6] G. R. Chandra Mouli, «Charging electric vehicles from solar energy / Power converter, charging algorithm and system design,» TU Delft DC systems, Energy conversion & Storage, Delft, Netherlands, 2018, DOI: 10.4233/uuid:dec62be4-d7cb-4345-a8ae-65152c78b80f.
- [7] O. Abdel-Rahim, A. Chub, D. Vinnikov та A. Blinov, «DC Integration of Residential Photovoltaic Systems: A Survey,» *IEEE Access*, т. 10, pp. 66974 - 66991, 2022, DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3185788.
- [8] X. J. Shen, Y. Zhang та S. Chen, «Investigation of grid-connected photovoltaic generation system applied for Urban Rail Transit energy-savings,» в *2012 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Las Vegas, NV, USA, 2012, DOI: 10.1109/IAS.2012.6373995.
- [9] S. ENKHARDT, «DB speist Solarstrom aus Photovoltaik-Kraftwerk von Enerparc direkt ins eigene Bahnstromnetz,» 2023, [Онлайн]: <https://www.pv-magazine.de/2023/04/24/db-speist-solarstrom-aus-photovoltaik-kraftwerk-von-enerparc-direkt-ins-eigene-bahnstromnetz/> , (Дата звернення: 11.02.2024).
- [10] A. I. Elsanabary, G. Konstantinou, S. Mekhilef, C. D. Townsend та M. Seyedmahmoudian, «Medium Voltage Large-Scale Grid-Connected Photovoltaic Systems Using Cascaded H-Bridge and Modular Multilevel

- Converters: A Review,» *IEEE Access*, т. 8, pp. 223686-223699, 2020, DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3044882.
- [11] I. V. N. S. R. S. M. Lukianov, «Power converter interface for urban DC traction substations - solutions and functionality,» *Przeglad elektrotechniczny*, т. 11, p. 134, 2023, DOI: 10.15199/48.2023.11.23.
- [12] M. L. a. P. R. Remus Teodorescu, GRID CONVERTERS FOR PHOTOVOLTAIC AND WIND POWER SYSTEMS, United Kingdom: IEEE John Wiley & Sons, Ltd., 2011.
- [13] M. Z.-M. W. a. N. P. Jerzy Ryszard Szymanski, «Unidirectional DC/DC Converter with Voltage Inverter for Fast Charging of Electric Vehicle Batteries,» *Energies*, № 13(18), p. 4791, 2020, DOI: 10.3390/en13184791.
- [14] ABB, «ABB Electrification – Distribution Solutions, DC,» ABB, Poland, 2020, [Онлайн]: <https://new.abb.com/about/our-businesses/electrification/smart-distribution>, (Дата звернення: 11.02.2024).
- [15] S. Boudoudouh та M. Maaroufi, «Renewable Energy Sources Integration and Control in Railway Microgrid,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, т. 55, № 2, pp. 2045-2052, 3 2019, DOI: 10.1109/TIA.2018.2878143.
- [16] H. Li, C. Zhang, Z. Huang та W. Luo, «An energy conscious PV generation and energy storage based converter for metro DC traction grid,» в *2020 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Gijon, Spain, 2020, DOI: 10.1109/VPPC49601.2020.9330950.
- [17] S. D'Arco, L. Piegari та P. Tricoli, «Comparative Analysis of Topologies to Integrate Photovoltaic Sources in the Feeder Stations of AC Railways,» *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, т. 4, № 4, pp. 951-960, 12 2018, DOI: 10.1109/TTE.2018.2867279.
- [18] A. Awasthi, A. Sinha, A. K. Singh та R. Veeraganesan, «Solar PV fed Grid Integration with Energy Storage system for Electric Traction Application,» в *2016 10th International Conference on Intelligent Systems and Control (ISCO)*, Coimbatore, India, 2016, DOI: 10.1109/ISCO.2016.7727127.
- [19] I. V. E. R. C. a. R. S. M. Lukianov, «Bidirectional EV charger integration into LV DC traction grid,» в *IEEE 17th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, Tallinn, Estonia, 2023, DOI: 10.1109/CPE-POWERENG58103.2023.10227489..
- [20] Y. Ge, H. Hu, J. Chen, K. Wang та Z. He, «Combined Active and Reactive Power Flow Control Strategy for Flexible Railway Traction Substation Integrated with ESS and PV,» *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, т. 13, № 4, pp. 1969-1981, 10 2022, DOI: 10.1109/TSTE.2022.3178095.
- [21] W. Mingliang, W. Weiyang, D. Wenli, C. Huabo, D. Chaohua and C. Weirong, "Back-to-back PV generation system for electrified railway and its control strategy," in *2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, Harbin, China, 2017, DOI: 10.1109/ITEC-AP.2017.8080799.

- [22] W. Mingliang, G. Yan, D. Wenli, D. Chaohua та C. Weirong, «Study of PV generation application on AC powered traction system,» в *2017 Chinese Automation Congress (CAC)*, Jinan, China, 2018, DOI: 10.1109/CAC.2017.8243031.
- [23] M. L. a. R. S. I. Verbytskyi, «Feature of Solar Radiation Forecast Services Use for Solar Plants,» в *IEEE 8th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 2022, DOI: 10.1109/ESS57819.2022.9969258.
- [24] M. T. M. L. N. S. K. Nassereddine, «Key activities to improve energy management in DC microgrids connected by urban traction,» *Przegląd elektrotechniczny*, № 12, 2023, DOI:10.15199/48.2023.12.01.
- [25] Y. Riffonneau, S. Bacha, F. Barruel та S. Ploix, «Optimal power flow management for grid connected PV systems with batteries,» *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, т. 2, № 3, pp. 309-320, 7 2011, DOI: 10.1109/TSTE.2011.2114901.
- [26] S. Nasr, M. Iordache та M. Petit, «Smart Micro-grid integration in DC railway systems,» в *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies, Europe*, Istanbul, Turkey, 2014, DOI: 10.1109/ISGTEurope.2014.7028913.
- [27] A. Ovalle, J. Pouget, S. Bacha, L. Gerbaud, E. Vinot та B. Sonier, «Energy storage sizing methodology for mass-transit direct-current wayside support: Application to French railway company case study,» *Applied Energy*, т. 230, pp. 1673-1684, 11 2018, DOI: 10.1016/j.apenergy.2018.09.035.
- [28] J. A. Aguado, A. J. S. Racero та S. d. l. Torre, «Optimal operation of electric railways with renewable energy and electric storage systems,» *IEEE Transactions on Smart Grid*, т. 9, № 2, pp. 993-1001, 2018, DOI: 10.1109/TSG.2016.2574200.
- [29] J. Pouget, B. Guo, L. Bossoney, J. Coppex, D. Roggo та C. Ellert, «Energetic simulation of DC railway micro-grid interconnecting with PV solar panels, EV charger infrastructures and electrical railway network,» 2020 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), Gijon, Spain, 2020, DOI: 10.1109/VPPC49601.2020.9330829.
- [30] Y. Liu, M. Chen, Y. Chen та L. Chen, «Energy Management of Connected Co-phase Traction Power System Considering HESS and PV,» в *2019 14th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, Xi'an, China, 2019, DOI: 10.1109/ICIEA.2019.8834002.
- [31] Y. Ge, H. Hu, J. Chen, K. Wang та Z. He, «Hierarchical Energy Management of Networked Flexible Traction Substations for Efficient RBE and PV Energy Utilization within ERs,» *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, pp. 1-13, 1 2023, DOI: 10.1109/TSTE.2022.3233531.
- [32] NREL Transforming Energy, «Solar Installed System Cost Analysis,» United States, 2022, [Онлайн]: <https://www.nrel.gov/solar/market-research-analysis/solar-installed-system-cost.html> , (Дата звернення: 11.02.2024).

- [33] V. P. Rabindra Satpathy, *Solar PV Power - Design, Manufacturing and Applications from Sand to Systems*, India: Elsevier Academic press, 2021.
- [34] NREL Transforming Energy, «Best Research-Cell Efficiency Chart,» United States, 2022, [Онлайн]: <https://www.nrel.gov/pv/cell-efficiency.html> , (Дата звернення: 11.02.2024).
- [35] W. Xiao, *Photovoltaic Power System - Modeling, Design, and Control*, Australia: JohnWiley & Sons Ltd, 2017.
- [36] T. K. S. Z. H. Radu-Emil Precup, *Solar Photovoltaic Power Plants Advanced Control and Optimization Techniques*, Singapore: Springer, 2019.
- [37] D. U. S. Fabian Meishner, «Wayside energy recovery systems in DC urban railway grids,» *eTransportation*, т. 1, 8 2019, DOI: 10.1016/j.etrans.2019.04.001.
- [38] J. W. Kolar, «Power Electronics 4.0,» Swiss Federal Institute of Technology (ETH), Power Electronic Systems Laboratory, Zurich, 2022, [Онлайн]: https://www.pes-publications.ee.ethz.ch/uploads/tx_ethpublications/workshop_publications/13_WEMPEC_2022_Kolar_Slides_FinalFinal_short_as_presented_190522.pdf , (Дата звернення: 11.02.2024).
- [39] R. M. Burkart та J. W. Kolar, «Comparative evaluation of SiC and Si PV inverter systems based on power density and efficiency as indicators of initial cost and operating revenue,» в *2013 IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Salt Lake City, UT, USA, 2013, DOI: 10.1109/COMPEL.2013.6626462.
- [40] M. Kasper, M. Ritz, D. Bortis та J. W. Kolar, «PV Panel-Integrated High Step-up High Efficiency Isolated GaN DC-DC Boost Converter,» в *Intelec 2013; 35th International Telecommunications Energy Conference, SMART POWER AND EFFICIENCY*, Hamburg, Germany, 2013, [Онлайн]: https://www.pes-publications.ee.ethz.ch/uploads/tx_ethpublications/31_PV_Panel-Integrated_Intelec2013_Kasper_01.pdf , (Дата звернення: 11.02.2024).
- [41] M. Kasper, D. Bortis та J. W. Kolar, «Classification and comparative evaluation of PV panel integrated DC-DC converter concepts,» *IEEE Transactions on Power Electronics* , pp. 2511 - 2526, 2014, DOI: 10.1109/TPEL.2013.2273399.
- [42] Infineon, «CoolGaN™ Integrated Power Stage (IPS) IGI60F1414A1L Datasheet,» 2023, [Онлайн]: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IGI60F1414A1L-DataSheet-v01_05-EN.pdf?fileId=8ac78c8c7d718a49017d9dbde5861bb3 , (Дата звернення: 11.02.2024).
- [43] STMicroelectronics, «High power density 600V half-bridge driver with two enhancement mode GaN HEMTs,» Datasheet, 2020, [Онлайн]: <https://www.st.com/en/power-management/mastergan3.html> , (Дата звернення: 11.02.2024).

- [44] Texas Instruments, «650-V 30-mΩ GaN FET with integrated driver, protection and zero-voltage detection Datasheet,» 2023, [Онлайн]: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmg3526r030.pdf?ts=1696267636195&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct-category%252Fnew-products.html%253FreleasePeriod%253D364 , (Дата звернення: 11.02.2024).
- [45] R. Caillaud, C. Buttay, R. Mrad, J. L. Leslé, F. Morel, N. Degrenne та S. V. Mollov, «Thermal Considerations of a Power Converter With Components Embedded in Printed Circuit Boards,» в *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 2020, 2020, DOI: 10.1109/TCPMT.2019.2939969.
- [46] R. Mrad, J. Morand, R. Perrin та S. Mollov, «A PCB based package and 3D assembly for high power density converters,» в *2019 IEEE International Workshop on Integrated Power Packaging (IWIPP)*, Toulouse, France, 2019, DOI: 10.1109/IWIPP.2019.8799099.
- [47] Vicor, «BCM6135CD1E5165T00 Datasheet,» 2023, [Онлайн]: <https://www.vicorpower.com/products?productType=cfg&productKey=BCM6135CD1E5165T00> , (Дата звернення: 11.02.2024).
- [48] Traco Power, «TEP 200-7212WIR,» 2023, [Online]: <https://www.tracopower.com/int/model/tep-200-7212wir> , (Дата звернення: 11.02.2024).
- [49] D. N. D. B. J. H. R. B. L. S. J. W. Kolar, «Applied Innovative Power Electronics,» ETH Zurich, Zurich, [Онлайн]: https://www.pes-publications.ee.ethz.ch/uploads/tx_ethpublications/workshop_publications/_Applied_Innovative_Power_Electronics_FINAL_uploaded_280520_01.pdf , (Дата звернення: 11.02.2024).
- [50] STMicroelectronics, «STM32 Digital Power Ecosystem,» 2023, [Онлайн]: https://www.st.com/content/st_com/en/ecosystems/stm32-digital-power.html , (Дата звернення: 11.02.2024).
- [51] R. M. BURKART, «Advanced Modeling and Multi-Objective Optimization of Power Electronic Converter Systems,» ETH Zurich, Zurich, Switzerland, 2016, DOI: 10.3929/ethz-a-010700637.
- [52] T. E. K. Zidane, A. S. Aziz, Y. Zahraoui, H. Kotb та K. M. AboRas, «Grid-Connected Solar PV Power Plants Optimization: A Review,» *IEEE Access*, № 11, pp. 79588-79608, 2023, DOI: 10.1109/ACCESS.2023.3299815.
- [53] M. Delhommais, «Review of optimization methods for the design of power electronics systems,» в *2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*, Lyon, France, 2020, DOI: 10.23919/EPE20ECCEEurope43536.2020.9215683.
- [54] J. W. Kolar, «Multi-Objective Optimization in Power Electronics,» Swiss Federal Institute of Technology (ETH) Zurich, 2023, [Онлайн]: <https://ethz.ch/content/dam/ethz/special-interest/itet/power-electronic->

systems-lab/images/Publications/furtherpublications/presentation-at-sun-yat-sen-university-final-ecce-asia-2017-020617-smaller.pdf , (Дата звернення: 11.02.2024).

- [55] U. Badstuebner, J. Miniboeck та J. W. Kolar, «Experimental verification of the efficiency/power-density (η - p) Pareto Front of single-phase double-boost and TCM PFC rectifier systems,» в *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, USA, 2013, DOI: 10.1109/APEC.2013.6520429.
- [56] J. W. Kolar, «Benefits of MC Solutions for Energy Efficiency Targets,» Swiss Federal Institute of Technology (ETH) Zurich, 2020, [Онлайн]: https://www.pes-publications.ee.ethz.ch/uploads/tx_ethpublications/workshop_publications/___ECPE_Multicell_Workshop_Benefits_of_MC_Solutions_JWK_finalfinal_110714.pdf , (Дата звернення: 11.02.2024).
- [57] J. E. Huber та J. W. Kolar, «Optimum number of cascaded cells for high-power medium-voltage multilevel converters,» в *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Denver, CO, USA,, 2013, DOI: 10.1109/ECCE.2013.6646723.
- [58] M. Kasper, D. Bortis та J. W. Kolar, «Scaling and balancing of multi-cell converters,» в *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, Hiroshima, Japan, 2014, DOI: 10.1109/IPEC.2014.6869875.
- [59] J. W. Kolar, F. Krismer, Y. Lobsiger, J. Muhlethaler, T. Nussbaumer та J. Minibock, «Extreme efficiency power electronic,» в *2012 7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*, Nuremberg, Germany, 2012, [Онлайн]: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6185790> , (Дата звернення: 11.02.2024).
- [60] D. V. N. a. A. A. J. T. Wanjekeche, «Modeling and control of a cascaded NPC/H-Bridge inverter with LCL filter in PV- Grid application,» в *2010 Conference Proceedings IPEC*, Singapore, 2010.
- [61] M. R. Islam, A. M. Mahfuz-Ur-Rahman, K. M. Muttaqi та D. Sutanto, «State-of-The-Art of the Medium-Voltage Power Converter Technologies for Grid Integration of Solar Photovoltaic Power Plants,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, т. 34, № 1, pp. 372-384, 3 2019, DOI: 10.1109/TEC.2018.2878885.
- [62] Y. Shi, R. Li, Y. Xue та H. Li, «High-frequency-link-based grid-tied PV system with small DC-link capacitor and low-frequency ripple-free maximum power point tracking,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, т. 31, № 1, pp. 328-339, 1 2016, DOI: 10.1109/TPEL.2015.2411858.
- [63] M. R. Islam, A. M. Mahfuz-Ur-Rahman, M. M. Islam, Y. G. Guo та J. G. Zhu, «Modular Medium-Voltage Grid-Connected Converter with Improved Switching Techniques for Solar Photovoltaic Systems,» *IEEE Transactions on*

- Industrial Electronics*, т. 64, № 11, pp. 8887-8896, 11 2017, DOI: 10.1109/TIE.2017.2652402.
- [64] Y. Yu, G. Konstantinou, B. Hredzak та V. G. Agelidis, «Power Balance Optimization of Cascaded H-Bridge Multilevel Converters for Large-Scale Photovoltaic Integration,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, т. 31, № 2, pp. 1108-1120, 2 2016, DOI: 10.1109/TPEL.2015.2407884.
- [65] F. V. Amaral, T. M. Parreiras, G. C. Lobato, A. A. P. Machado та I. A. Pires, «Operation of a Grid-Tied Cascaded Multilevel Converter Based on a Forward Solid-State Transformer under Unbalanced PV Power Generation,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, т. 54, № 5, pp. 5493-5503, 9 2018, DOI: 10.1109/TIA.2018.2827002.
- [66] Y. Yu, G. Konstantinou, C. D. Townsend, R. P. Aguilera та V. G. Agelidis, «Delta-Connected Cascaded H-Bridge Multilevel Converters for Large-Scale Photovoltaic Grid Integration,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, т. 64, № 11, pp. 8877-8886, 11 2017, DOI: 10.1109/TIE.2016.2645885.
- [67] J. Mei, B. Xiao, K. Shen, L. M. Tolbert та J. Y. Zheng, «Modular multilevel inverter with new modulation method and its application to photovoltaic grid-connected generator,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, т. 28, № 11, pp. 5063-5073, 2013, DOI: 10.1109/TPEL.2013.2243758.
- [68] A. Rashwan, «A New topology for the Large-Scale Photovoltaic Systems grid Connection based on Modular Multilevel Converter,» в *2018 Twentieth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, Cairo, Egypt, 2018, DOI: 10.1109/MEPCON.2018.8635111.
- [69] S. Rivera, B. Wu, R. Lizana, S. Kouro, M. Perez та J. Rodriguez, «Modular multilevel converter for large-scale multistring photovoltaic energy conversion system,» в *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Denver, CO, USA, 2013, DOI: 10.1109/ECCE.2013.6646945.
- [70] F. Rong, X. Gong та S. Huang, «A Novel Grid-Connected PV System Based on MMC to Get the Maximum Power under Partial Shading Conditions,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, т. 32, № 6, pp. 4320-4333, 6 2017, DOI: 10.1109/TPEL.2016.2594078.
- [71] H. Bayat та A. Yazdani, «A Power Mismatch Elimination Strategy for an MMC-Based Photovoltaic System,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, т. 33, № 3, pp. 1519-1528, 9 2018, DOI: 10.1109/TEC.2018.2819982.
- [72] D. S. a. X. L. G. Xu, «Decentralized Inverse-Droop Control for Input-Series–Output-Parallel DC–DC Converters,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, т. 30, № 9, pp. 4621-4625, 2015, DOI: 10.1109/TPEL.2015.2396898..
- [73] S. Zhuo, A. Gaillard, Q. Li, R. Ma, D. Paire та F. Gao, «Current Ripple Optimization of Four-Phase Floating Interleaved DC-DC Boost Converter

- under Switch Fault,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, т. 56, № 4, pp. 4214-4224, 7 2020, DOI: 10.1109/TIA.2020.2986178.
- [74] A. Bhattacharjee, H. Samanta, N. Banerjee та H. Saha, «Development and validation of a real time flow control integrated MPPT charger for solar PV applications of vanadium redox flow battery,» *Energy Conversion and Management*, т. 171, pp. 1449-1462, 9 2018, DOI: 10.1016/j.enconman.2018.06.088.
- [75] M. Nassary, M. Orabi, M. Ghoneima та M. K. El-Nemr, «Single-Phase Isolated Bidirectional AC-DC Battery Charger for Electric Vehicle – Review,» в *2019 International Conference on Innovative Trends in Computer Engineering (ITCE)*, Aswan, Egypt, 2019, DOI: 10.1109/ITCE.2019.8646528.
- [76] W. R. Sultana, S. K. Sahoo, S. Sukchai, S. Yamuna та D. Venkatesh, «A review on state of art development of model predictive control for renewable energy applications,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, т. 76, pp. 391-406, 2017, DOI: 10.1016/j.rser.2017.03.058.
- [77] A. A. H. S. C. A. E. N. A. R. Asim Amir, «Comparative analysis of high voltage gain DC-DC converter topologies for photovoltaic systems,» *Renewable Energy*, т. 136, pp. 1147-1163, 6 2019, DOI: 10.1016/j.renene.2018.09.089.
- [78] G. Chen, Y. Liu, X. Qing та F. Wang, «Synthesis of Integrated Multiport DC-DC Converters with Reduced Switches,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, т. 67, № 6, pp. 4536-4546, 6 2020, DOI: 10.1109/TIE.2019.2931214.
- [79] M. N., W. P. Robbins та Mohan, Power electronics. In *Converters, Applications, and Design*, 3rd ed, John Wiley & Sons., 1995.
- [80] International Electrotechnical Commission, «IEC 61730-1. Photovoltaic (PV) module safety qualification - Part 1: Requirements for construction,» 2018, [Онлайн]: <https://webstore.iec.ch/publication/25674> , (Дата звернення: 11.02.2024).
- [81] Wolfspeed, «Datasheet of the transistor C2M0080170P,» 2023, [Онлайн]: <https://www.wolfspeed.com/products/power/sic-mosfets/1700v-silicon-carbide-mosfets/> , (Дата звернення: 11.02.2024).
- [82] Cree, «Datasheet of the diode C5D25170H,» 2023, [Онлайн]: <https://assets.wolfspeed.com/uploads/2020/12/C5D25170H.pdf> , (Дата звернення: 11.02.2024).
- [83] Y. Shi, «Modular current-fed dual-active-bridge DC-DC converters for medium voltage system applications,» Tallahassee, FL, USA,, 2016, [Онлайн]: http://purl.flvc.org/fsu/fd/FSU_FA2016_Shi_fsu_0071E_13449 , (Дата звернення: 11.02.2024).
- [84] G. J. Kish, «On the emerging class of non-isolated modular multilevel DC–DC converters for DC and hybrid AC–DC systems,» *IEEE Trans. Smart Grid*,

- т. no. 2, № vol. 10, p. pp. 1762–1771, March 2019, DOI: 10.1109/TSG.2017.2777473.
- [85] N. Altin, S. Ozdemir, H. Komurcugil, I. Sefa та S. Biricik, «Two-Stage Grid-Connected Inverter for PV Systems,» в *2018 IEEE 12th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG 2018)*, Doha, Qatar, 2018, DOI: 10.1109/CPE.2018.8372540.
- [86] M. L. K. N. B. P. O. H. R. S. I. Verbytskyi, «Power Converter Solutions for Industrial PV Applications—A Review,» *Energies*, № 15, p. 3295, 2022, DOI: 10.3390/en15093295.
- [87] V. G. R. Kummara, K. Zeb, A. Muthusamy, T. N. Krishna, S. V. Prabhudeva Kumar, D. H. Kim, M. S. Kim, H. G. Cho та H. J. Kim, «A comprehensive review of DC–DC converter topologies and modulation strategies with recent advances in solar photovoltaic systems,» *Electronics (Switzerland)*, т. 9, № 1, p. 31, 1 2020, DOI: 10.3390/electronics9010031.
- [88] Y. Zhang та P. Sen, «A new soft-switching technique for buck, boost, and buck-boost converters,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, т. 39, № 6, pp. 1775-1782, 2003, DOI: 10.1109/TIA.2003.818964.
- [89] I. Verbytskyi, O. Bondarenko та E. Liivik, «2017 IEEE 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON) 2017,» в *2017 IEEE 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*, Riga, Latvia, 2017, DOI: 10.1109/RTUCON.2017.8124846.
- [90] K. J. Reddy та N. Sudhakar, «High voltage gain interleaved boost converter with neural network based mppt controller for fuel cell based electric vehicle applications,» *IEEE Access*, т. 6, pp. 3899-3908, 12 2017, DOI: 10.1109/ACCESS.2017.2785832.
- [91] X. Li та S. Wang, «Energy management and operational control methods for grid battery energy storage systems,» *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, т. 7, № 5, pp. 1026-1040, 9 2021, DOI: 10.17775/CSEEJPES.2019.00160.
- [92] O. B. S. R. O. K. S. T. H. A. M. Adewuyi, «Static voltage stability improvement with battery en-ergy storage considering optimal control of active and reactive power injection,» *Electric Power Systems Research 2019*, № 172, p. 303–312, 2019, DOI: 10.1016/j.epsr.2019.04.004.
- [93] S. Liu, X. Xie та L. Yang, «Analysis, Modeling and Implementation of a Switching Bi-Directional Buck-Boost Converter Based on Electric Vehicle Hybrid Energy Storage for V2G System,» *IEEE Access*, т. 8, pp. 65868-65879, 2020, DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2985772.
- [94] B. Pakkiraiah та G. D. Sukumar, «Research Survey on Various MPPT Performance Issues to Improve the Solar PV System Efficiency,» *Journal of Solar Energy*, т. 2016, pp. 1-20, 7 2016, DOI: 10.1155/2016/8012432.

- [95] J.-H. Yang, K.-I. Jeong та J.-M. Kwon, «Energy storage system with PV generation and on-line UPS functions,» в *2014 IEEE 36th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, Vancouver, BC, Canada, 2014, DOI: 10.1109/INTLEEC.2014.6972144.
- [96] K. Li, H. Xu, Q. Ma та J. Zhao, «Hierarchy control of power quality for wind - Battery energy storage system,» *IET Power Electronics*, т. 7, № 8, pp. 2123-2132, 8 2014, DOI: 10.1049/iet-pel.2013.0654.
- [97] M. Ortuzar, J. Moreno та J. Dixon, «Ultracapacitor-based auxiliary energy system for an electric vehicle: Implementation and evaluation,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, т. 54, № 4, pp. 2147-2156, 8 2007, DOI: 10.1109/TIE.2007.894713.
- [98] R. Schupbach та J. Balda, «Comparing DC-DC Converters for Power Management in Hybrid Electric Vehicles,» в *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03.*, Madison, WI, USA, 2003, DOI: 10.1109/IEMDC.2003.1210630.
- [99] J. Czogalla, J. Li та C. Sullivan, «Automotive Application of Multi-Phase Coupled-Inductor DC-DC Converter,» в *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003.*, Salt Lake City, UT, USA, 2003, DOI: 10.1109/IAS.2003.1257758.
- [100] R. Schupbach та J. Balda, «Comparing DC-DC Converters for Power Management in Hybrid Electric Vehicles,» в *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03.*, Madison, WI, USA, 2003, DOI: 10.1109/IEMDC.2003.1210630.
- [101] R. Suryadevara та L. Parsa, «Full-bridge ZCS-converter-based high-gain modular DC-DC converter for PV integration with mediumvoltage,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, т. 34, № 1, p. 302–312, Mar. 2019, DOI: 10.1109/TEC.2018.2878964.
- [102] L. Zhu, «A novel soft-commutating isolated boost full-bridge ZVS-PWM DC–DC converter for bidirectional high power applications,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, т. 21, № 2, p. 422–429, Mar. 2006, DOI: 10.1109/TPEL.2005.869730.
- [103] S. Cui, N. Soltan та R. W. D. Doncker, «A high step-up ratio softswitching DC–DC converter for interconnection of MVDC and HVDC,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, т. 33, № 4, p. 2986–3001, Apr. 2018, DOI: 10.1109/TPEL.2017.2702207.
- [104] X. Xu, A. M. Khambadkone та R. Oruganti, «A Soft-Switched Back-to-Back Bi-directional DC/DC Converter with a FPGA based Digital Control for Automotive applications,» в *IECON 2007 - 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Taipei, Taiwan, 2007, DOI: 10.1109/IECON.2007.4460246.
- [105] S.-J. Jang, T.-W. Lee, W.-C. Lee та C.-Y. Won, «Bi-directional DC-DC Converter for Fuel Cell Generation System,» в *2004 IEEE 35th Annual Power*

Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551), Aachen, Germany, 2004, DOI: 10.1109/PESC.2004.1354834.

- [106] S. Inoue та H. Akagi, «A Bi-Directional DC/DC Converter for an Energy Storage System,» в *APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Anaheim, CA, USA, 2007, DOI: 10.1109/APEX.2007.357601.
- [107] S. Araujo, R. P. T. Bascope, G. V. T. Bascope та L. Menezes, «Step-up converter with high voltage gain employing threestate switching cell and vologemultiplier,» в *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Rhodes, Greece, 2008, DOI: 10.1109/PESC.2008.4592279.
- [108] A. Blinov, I. Verbytskyi, D. Zinchenko, D. Vinnikov та I. Galkin, «Modular battery charger for light electric vehicles,» *Energies*, т. 13, № 4, p. 774, 2020, DOI: 10.3390/en13040774.
- [109] S. Norrga, «Experimental study of a soft-switched isolated bidirectional ac-dc converter without auxiliary circuit,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, т. 21, № 6, pp. 1580-1587, 11 2006, DOI: 10.1109/TPEL.2006.882969.
- [110] N. Kummari, S. Chakraborty та S. Chattopadhyay, «An Isolated High-Frequency Link Microinverter Operated with Secondary-Side Modulation for Efficiency Improvement,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, т. 33, № 3, pp. 2187-2200, 3 2018, DOI: 10.1109/TPEL.2017.2699945.
- [111] A. Blinov, I. Verbytskyi, D. Peftitsis та D. Vinnikov, «Regenerative Passive Snubber Circuit for High-Frequency Link Converters,» *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, т. 3, № 2, pp. 252-257, 3 2021, DOI: 10.1109/JESTIE.2021.3066897.
- [112] A. Blinov, R. Kosenko, A. Chub та D. Vinnikov, «Snubberless boost full-bridge converters: Analysis of soft switching performance and limitations,» *International Journal of Circuit Theory and Applications*, т. 47, № 6, pp. 884-908, 6 2019, DOI: 10.1002/cta.2626.
- [113] F. L. Luo та H. Ye, «Positive output super-lift converters,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, т. 18, № 1 I, pp. 105-113, 1 2003, DOI: 10.1109/TPEL.2002.807198.
- [114] S. Zhang, J. Xu та P. Yang, «A single-switch high gain quadratic boost converter based on voltage-lift-technique,» в *2012 10th International Power & Energy Conference (IPEC)*, Ho Chi Minh City, Vietnam, 2012, DOI: 10.1109/ASSCC.2012.6523241.
- [115] Y. B. A. S. G. G. B. Axelrod, «Diode-capacitor voltage multipliers combined with boost-converters: topologies and characteristics. 2012, 5, .,» *IET Power Electronics*, № 5, pp. 873-884, 2012, DOI: 10.1049/iet-pel.2011.0215 ,.
- [116] G. Wu, X. Ruan та Z. Ye, «Nonisolated high step-up DC-DC converters adopting switched-capacitor cell,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, т. 62, № 1, pp. 383-393, 1 2015, DOI: 10.1109/TIE.2014.2327000.

- [117] F. L. Tofoli, D. d. S. Oliveira, R. P. Torrico-Bascopé та Y. J. A. Alcazar, «Novel nonisolated high-voltage gain DC-DC converters based on 3SSC and VMC,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, т. 27, № 9, pp. 3897-3907, 2012, DOI: 10.1109/TPEL.2012.2190943.
- [118] J. Ahmad, I. Pervez, A. Sarwar, M. Tariq та M. Fahad, «Performance Analysis and Hardware-in-the-Loop (HIL) Validation of Single Switch High Voltage Gain DC-DC Converters for MPP Tracking in Solar PV System,» *IEEE Access*, т. 9, pp. 48811-48830, 2021, DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3034310.
- [119] A. A. A. Ghaffari, «Design optimization of a hybrid system subject to reliability level and renewable energy penetration,» *Energy*, т. 193, p. 116754, 2020, DOI: 10.1016/j.energy.2019.116754.
- [120] J. B. Noshahr, B. Mohamadi, M. Kermani та M. Kermani, «Operational Planning of Inverter Control in a grid connected Mi-crogrid with hybrid PV and BESS,» в *2020 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2020 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europ*, Madrid, Spain, 2020, DOI: 10.1109/EEEIC/ICPSEurope49358.2020.9160692.
- [121] S. Vahid та A. EL-Refaie, «A Novel Topology for an Extendable Isolated DC-DC Multi-port Power Converter with a Multi-purpose Hybrid Energy Storage System,» в *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Detroit, MI, USA, 2020, DOI: 10.1109/ECCE44975.2020.9235407.
- [122] T. Pereira, F. Hoffmann, R. Zhu та M. Liserre, «A Comprehensive Assessment of Multiwinding Transformer-Based DC-DC Converters,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, т. 36, № 9, pp. 10020 - 10036, 2021, DOI: 10.1109/TPEL.2021.3064302.
- [123] A. Kwasinski, «Identification of feasible topologies for multiple-input DC-DC converters,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, т. 24, № 3, pp. 856-861, 2009, DOI: 10.1109/TPEL.2008.2009538.
- [124] B. Chandrasekar, C. Nallaperumal, S. Padmanaban, M. S. Bhaskar та J. B. Holm-Nielsen, «Non-Isolated High-Gain Triple Port DC-DC Buck-Boost Converter with Positive Output Voltage for Photovoltaic Applications,» *IEEE Access*, т. 8, pp. 113649-113666, 2020, DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3003192.
- [125] T. V. Thang, A. Ahmed, C.-i. Kim та J.-H. Park, «Flexible System Architecture of Stand-Alone PV Power Generation with Energy Storage Device,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, т. 30, № 4, pp. 1386-1396, 12 2015, DOI: 10.1109/TEC.2015.2429145.
- [126] H. Wu, Y. Xing, Y. Xia та K. Sun, «A family of non-isolated three-port converters for stand-alone renewable power system,» в *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society 2011*, Melbourne, VIC, Australia, 2011, DOI: 10.1109/IECON.2011.6119337.

- [127] M. Zhang, Y. Xing, H. Wu, Y. Lu та K. Sun, «Performance evaluation of a non-isolated bidirectional three-port power converter for energy storage applications,» в *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, Hefei, 2016, DOI: 10.1109/IPEMC.2016.7512725.
- [128] Y. Sato, M. Uno та H. Nagata, «Nonisolated multiport converters based on integration of PWM converter and phase-shift-switched capacitor converter,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, т. 35, № 1, pp. 455-470, 1 2020, DOI: 10.1109/TPEL.2019.2912550.
- [129] R. Faraji та H. Farzanehfard, «Fully Soft-Switched Multiport DC-DC Converter with High Integration,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, т. 36, № 2, pp. 1901-1908, 2 2021, DOI: 10.1109/TPEL.2020.3010412.
- [130] «Принципова схема блока живлення, Meanwell LRS-350-24,» [Онлайн], <https://www.tool-electric.ru/2021/12/meanwell-lrs-350-24-ncp1252.html?m=1> , (Дата звернення: 11.02.2024).

**ДОДАТОК А. ПЕРЕЛІК ПУБЛІКАЦІЙ АВТОРА ЗА ТЕМОЮ
ДИСЕРТАЦІЙНОГО ДОСЛІДЖЕННЯ ТА ВІДОМОСТІ ПРО
АПРОБАЦІЮ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ**

Публікації у фахових виданнях:

1. М. О. Лук'янов, Є. В. Вербицький, і А. Блінов, «Система акумулювання сонячної електростанції», Мікросист., Електрон. та Акуст., т. 26, вип. 2, с. 236748–1 , Сер 2021, doi:10.20535/2523-4455.me.236748
2. I. Verbytskyi, M. Lukianov, K. Nassereddine, B. Pakhaliuk, O. Husev, R.M. Strzelecki, «Power Converter Solutions for Industrial PV Applications—A Review», *Energies* 2022, 15, 3295, doi:10.3390/en15093295
3. M. Lukianov, I. Verbytskyi, N. Strzelecka, R. Strzelecki, «Power converter interface for urban DC traction substations - solutions and functionality», *Przeglad elektrotechniczny*, 2023, 11, p. 134, doi:10.15199/48.2023.11.23
4. K. Nassereddine, M. Turzynski, M. Lukianov, N. Strzelecka, «Key activities to improve energy management in DC microgrids connected by urban traction», *Przeglad elektrotechniczny*, 2023, 12, doi:10.15199/48.2023.12.01
5. M. Lukianov, I. Verbytskyi, E. R. Cadaval and R. Strzelecki, "Bidirectional EV charger integration into LV DC traction grid," 2023 IEEE 17th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), Tallinn, Estonia, 2023, pp. 1-8, doi: 10.1109/CPE-POWERENG58103.2023.10227489.
6. I. Verbytskyi, M. Lukianov and R. Strzelecki, "Feature of Solar Radiation Forecast Services Use for Solar Plants," 2022 IEEE 8th International Conference on Energy Smart Systems (ESS), Kyiv, Ukraine, 2022, pp. 108-111, doi: 10.1109/ESS57819.2022.9969258.

Матеріали конференцій:

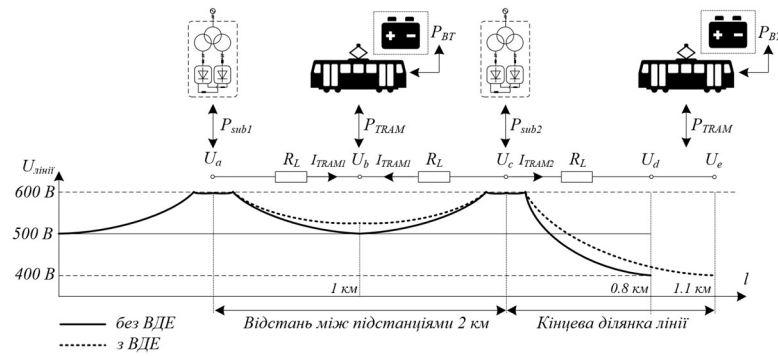
7. VI міжнародна науково-технічна конференція «SMART-ТЕХНОЛОГІЇ В ЕНЕРГЕТИЦІ ТА ЕЛЕКТРОНІЦІ – 2021» (STEE-2021), 15 – 21 серпня 2021 р, смт. Лазурне.

8. Doctoral School of Energy and Geotechnology III, 21st International Symposium Topical Problems in The Field Of Electrical And Power Engineering “Power Converter Solutions for Industrial PV Applications”, Parnu 2022.

9. M. LUKIANOV, W. MATELSKI, A. KRAHEL, I. VERBYTSKYI, R. STRZELECKI, “Hybrid distribution transformer with MV side control and DC bus for connecting an EV charger”, SENE 2022, Łódź, 2022.

10. XI Konferencja Naukowo-Techniczna Innowacyjne Materiały i Technologie w Elektrotechnice i-MITEL, 2023, 12-14 kwietnia, 2023, Sulęcín, „Wyzwania w dobie transformacji energetycznej” Mykola LUKIANOV, Ievgen VERBYTSKYI, Natalia STRZELECKA, Ryszard STRZELECKI «LV DC traction substation with connected bidirectional EV chargers and improved functionality».

ДОДАТОК Б. РОЗРАХУНОК НАПРУГИ ЛІНІЇ ТЯГОВОЇ МЕРЕЖІ



У випадку живлення від двох підстанцій:

- ❖ рівновіддаленості підстанцій від трамваю $l = 1 \text{ км}$;
- ❖ споживанню однакової потужності $P_{sub1} = P_{sub2}$;

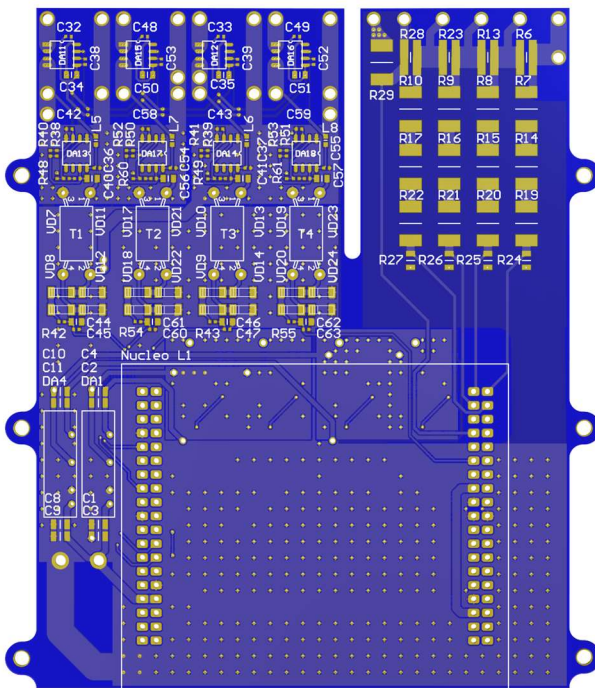
| Без акумуляторів $P_{BT} = 0$. | З акумуляторами $P_{BT} = 100 \text{ кВт}$. |
|---|--|
| $U_b = U_a - I_{TRAM1} \cdot R_L$ $R_L = \rho_L \cdot l_{ab}$ $I_L = \frac{P_{sub1}}{U_b} = \frac{0.5 \cdot (P_{TRAM} - P_{BT})}{U_b}$ $U_b = U_a - \frac{0.5 \cdot (P_{TRAM} - P_{BT})}{U_b} \cdot \rho_L \cdot l_{ab}$ $U_b^2 - U_a \cdot U_b + 0.5 \cdot (P_{TRAM} - P_{BT}) \cdot \rho_L \cdot l_{ab} = 0$ $U_b \begin{bmatrix} U_a = 600 \text{ В} \\ P_{TRAM} = 400 \text{ кВт} \\ P_{BT} = 0 \text{ Вт} \\ \rho_L = 0.25 \text{ Ом / км} \\ l_{ab} = 1 \text{ км} \end{bmatrix} = 500 \text{ В}$ | $U_b = U_a - I_{TRAM1} \cdot R_L$ $R_L = \rho_L \cdot l_{ab}$ $I_L = \frac{P_{sub1}}{U_b} = \frac{0.5 \cdot (P_{TRAM} - P_{BT})}{U_b}$ $U_b = U_a - \frac{0.5 \cdot (P_{TRAM} - P_{BT})}{U_b} \cdot \rho_L \cdot l_{ab}$ $U_b^2 - U_a \cdot U_b + 0.5 \cdot (P_{TRAM} - P_{BT}) \cdot \rho_L \cdot l_{ab} = 0$ $U_b \begin{bmatrix} U_a = 600 \text{ В} \\ P_{TRAM} = 400 \text{ кВт} \\ P_{BT} = 100 \text{ кВт} \\ \rho_L = 0.25 \text{ Ом / км} \\ l_{ab} = 1 \text{ км} \end{bmatrix} = 530 \text{ В}$ |

У випадку живлення від однієї підстанції кінцевої ділянки лінії при умовах:

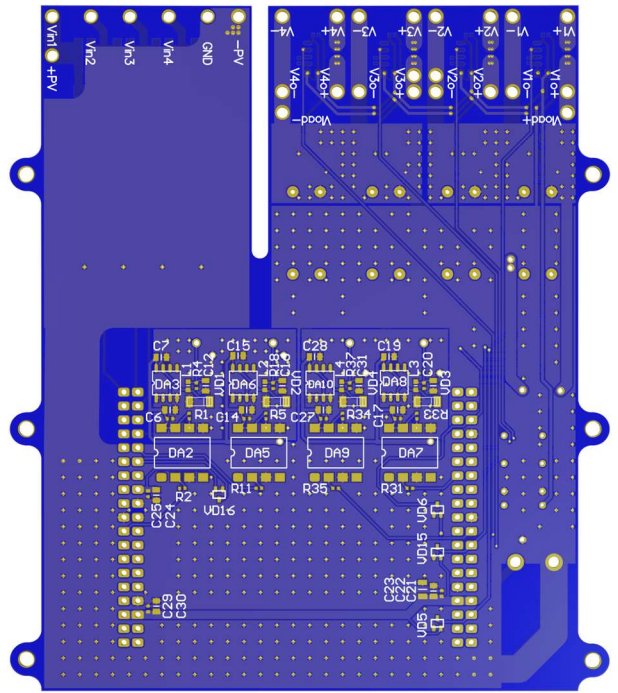
- ❖ Мінімальна напруга лінії $U_d = 400 \text{ В}$;

| Без акумуляторів $P_{BT} = 0$. | З акумуляторами $P_{BT} = 100 \text{ кВт}$. |
|--|--|
| $U_d = U_c - I_{TRAM2} \cdot R_L$ $R_L = \rho_L \cdot l_{cd}$ $I_L = \frac{P_{sub2}}{U_d} = \frac{P_{TRAM} - P_{BT}}{U_d}$ $U_d = U_c - \frac{P_{TRAM} - P_{BT}}{U_d} \cdot \rho_L \cdot l_{cd}$ $U_d^2 - U_c \cdot U_d + (P_{TRAM} - P_{BT}) \cdot \rho_L \cdot l_{cd} = 0$ $l_{cd} \begin{bmatrix} U_c = 600 \text{ В} \\ U_d = 400 \text{ В} \\ P_{TRAM} = 400 \text{ кВт} \\ P_{BT} = 0 \text{ кВт} \\ \rho_L = 0.25 \text{ Ом / км} \end{bmatrix} = 0.8 \text{ км}$ | $U_e = U_c - I_{TRAM2} \cdot R_L$ $R_L = \rho_L \cdot l_{ce}$ $I_L = \frac{P_{sub2}}{U_e} = \frac{P_{TRAM} - P_{BT}}{U_e}$ $U_e = U_c - \frac{P_{TRAM} - P_{BT}}{U_e} \cdot \rho_L \cdot l_{ce}$ $U_e^2 - U_c \cdot U_e + (P_{TRAM} - P_{BT}) \cdot \rho_L \cdot l_{ce} = 0$ $l_{cd} \begin{bmatrix} U_c = 600 \text{ В} \\ U_d = 400 \text{ В} \\ P_{TRAM} = 400 \text{ кВт} \\ P_{BT} = 100 \text{ кВт} \\ \rho_L = 0.25 \text{ Ом / км} \end{bmatrix} = 1.1 \text{ км}$ |

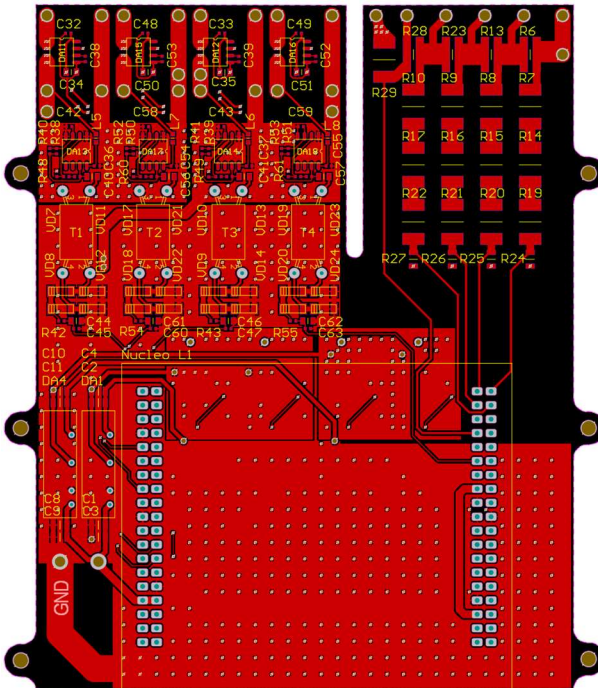
ДОДАТОК В. ДРУКОВАНА ПЛАТА.



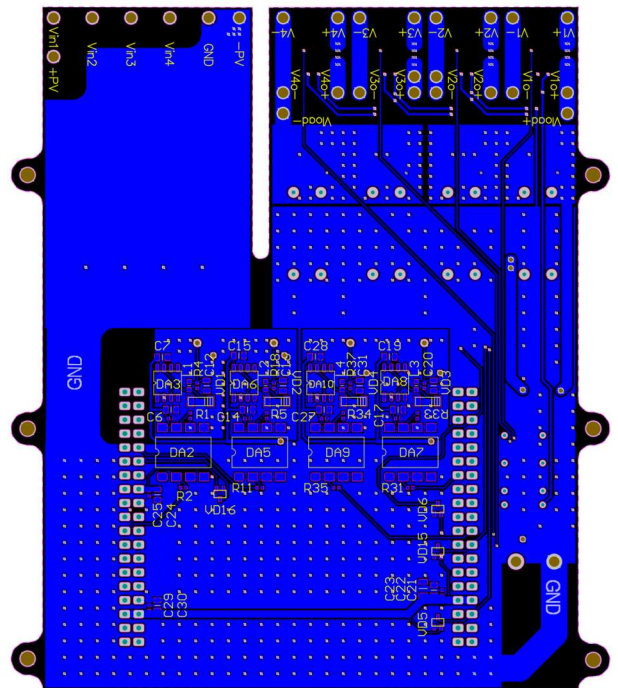
а) Вид зверху



б) Вид знизу

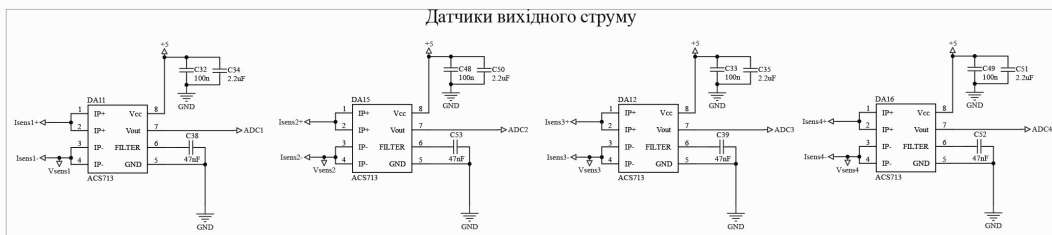
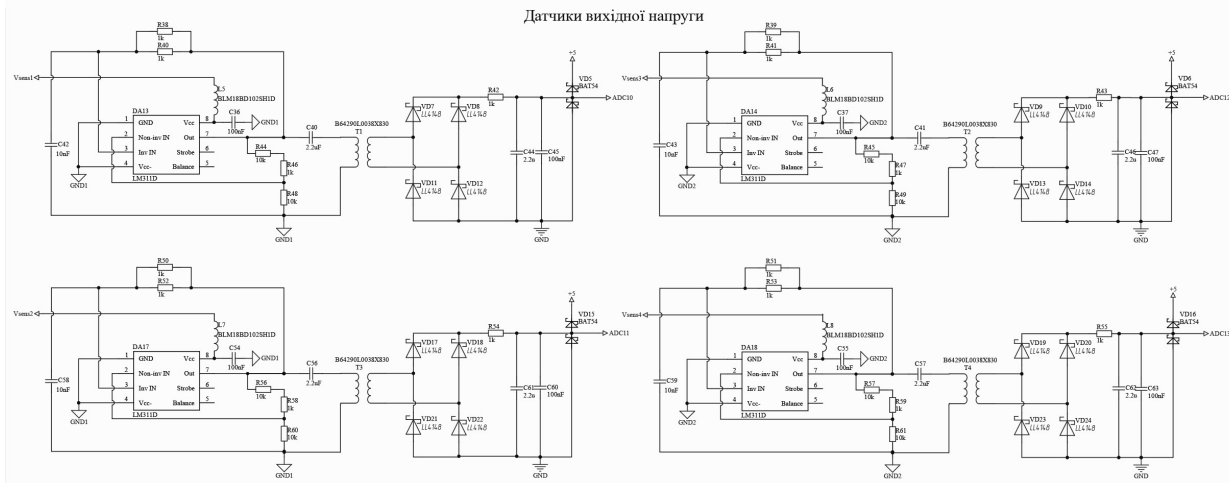
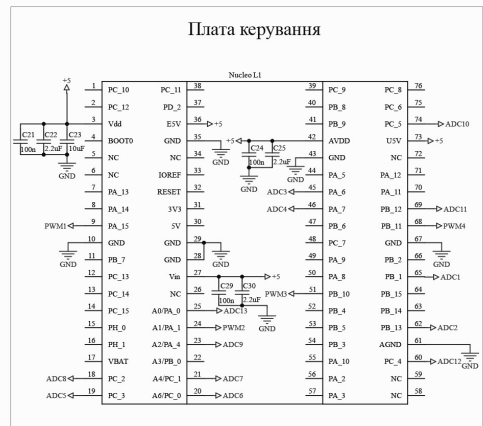
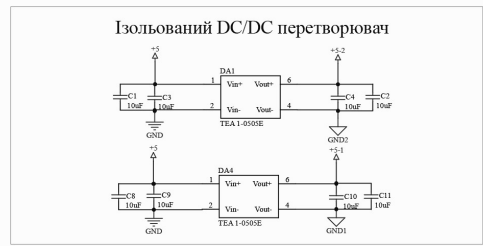
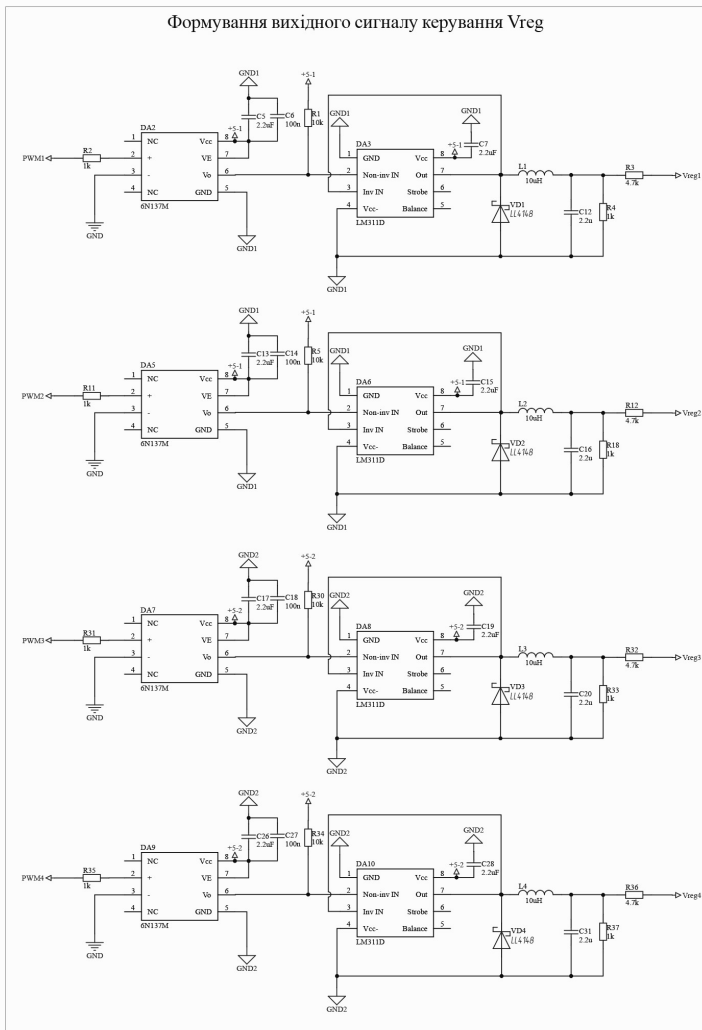


а) Верхній шар



б) Нижній шар

ДОДАТОК Г. ПРИНЦИПОВА СХЕМА СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ.



ДОДАТОК Д. ПЕРЕЛІК КОМПОНЕНТІВ ПЛАТИ КЕРУВАННЯ.

| Позначення | Найменування | Примітка |
|---|------------------------|-------------------------------|
| | Конденсатори | |
| C1, C2, C3, C4, C8, C9, C10, C11, C23 | 10 мкФ | CL31B106KAHNFNE |
| C5, C7, C13, C15, C17, C19, C22, C25, C26, C28, C30, C34, C35, C40, C41, C50, C51, C56, C57, C12, C16, C20, C31, C44, C46, C61, C62 | 2.2 мкФ | CL21B225KAFNNNF |
| C6, C14, C18, C21, C24, C27, C29, C32, C33, C48, C49, C36, C37, C45, C47, C54, C55, C60, C63 | 100 нФ | GCM155R71H104KE02J |
| C38, C39, C52, C53 | 47 нФ | GCM155R71H473KE02J |
| C42, C43, C58, C59 | 10 нФ | GCM155R71H103KA55D |
| | Аналогові схеми | |
| DA1, DA4 | TEA 1-0505E | Ізольований регулятор напруги |
| DA2, DA5, DA7, DA9 | 6N137SM | Оптопара |
| DA3, DA6, DA8, DA10, DA13, DA14, DA17, DA18 | LM311DR2G | Операційний підсилювач |
| DA11, DA12, DA15, DA16 | ACS713ELCTR-20A-T | Датчик струму |
| | Плата керування | |
| Nucleo L1 | NUCLEO-L152RE | STM32L152RE |
| | Дроселі | |
| L1, L2, L3, L4 | 10 мкГн | MLZ1608E100MT |
| | Фільтр | |
| L5, L6, L7, L8 | 1000 Ом | BLM18BD102SH1D |
| | Резистори | |
| R1, R5, R30, R34, R44, R45, R48, R49, R56, R57, R60, R61 | 10 кОм | CRCW040210K0FKEDC |
| R2, R4, R11, R18, R31, R33, R35, R37, R38, R39, R40, R41, R42, R43, R46, R47, R50, R51, R52, R53, R54, R55, R58, R59 | 1 кОм | CRCW04021K00FKEDC |
| R3, R12, R32, R36 | 4.7 кОм | MF0204FTE52 |
| R6, R13, R23, R28 | 100 кОм | LTR100JZPF1003 |
| R7, R8, R9, R10, R14, R15, R16, R17, R19, R20, R21, R22 | 100 кОм | CRCW2512100KFKEG |
| R24, R25, R26, R27 | 1.4 Ом | RC1206FR-071K4L |
| R29 | 0.2 Ом | CRG2512-FZ-R200E-1 |
| | Трансформатори | |
| T1, T2, T3, T4 | B64290L0038X830 | Феритовий сердечник |
| | Діоди | |
| VD1, VD2, VD3, VD4, VD7, VD8, VD9, VD10, VD11, VD12, VD13, VD14, VD17, VD18, VD19, VD20, VD21, VD22, VD23, VD24 | FDLL4148-D87Z | Сигнальний діод |
| VD5, VD6, VD15, VD16 | BAT54 | BAT54SW,115 |

ДОДАТОК Е. ДОКУМЕНТИ, ЩО ПІДТВЕРДЖУЮТЬ ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЙНОЇ РОБОТИ



Валерій ЖУЙКОВ
2023 р.

АКТ

впровадження у навчальний процес результатів дисертаційної роботи
аспіранта кафедри електронних пристроїв та систем
Лук'янова Миколи Олексійовича за темою «Розосереджена система живлення
електротранспорту на основі сонячних панелей»

Комісія у складі заст. завідувача кафедри електронних пристроїв та систем доц., к.т.н. Сергія ТУГАЯ, заступника зав. кафедри з міжнародної діяльності доц., к.т.н. Олександра БОНДАРЕНКА та доц., к.т.н. Павла САФРОНОВА склала цей акт про використання результатів дисертаційної роботи Миколи ЛУК'ЯНОВА у навчальному процесі кафедри електронних пристроїв та систем КПІ ім. Ігоря Сікорського.

Розроблена дисертантом методика керування модульної системи електроживлення з функцією відбирання максимального обсягу потужності від сонячних панелей на основі промислових перетворювачів використовуються при проведенні лекційних та лабораторних занять з дисциплін «Пристрої перетворювальної техніки», «Силові електронні системи».

Голова комісії _____ доц., к.т.н. Сергій ТУГАЙ

Члени комісії _____ доц., к.т.н. Олександр БОНДАРЕНКО

_____ доц., к.т.н. Павло САФРОНОВ

Акт впровадження

результатів дисертаційної праці

Лук'янова Миколи Олексійовича

«Розосереджена Система Живлення Електротранспорту На Основі Сонячних
Панелей»

Даним актом підтверджується, що методика підключення й алгоритм балансування модульних перетворювачів знайшли застосування в лабораторії групи силової електроніки Гданської Політехніки в рамках проекту SMARTGYsum – Smart and Green Energy Systems and Business Models.

Розроблені в дисертації методи були використані для розробки модульного прототипу двонаправленої зарядної станції електроавтомобіля.

Certificate of implementation

of the dissertation thesis of

Mykola Lukianov

“Distributed Power Supply System for Electric Transport Based on Solar Panels”

This certificate confirms that the connection methodology and balancing algorithms designed for modular converters has been applied in the laboratory of the Power Electronics Group at Gdansk University of Technology within the SMARTGYsum project – Smart and Green Energy Systems and Business Models.

The methods developed in the dissertation were used for the development of a modular prototype for a bidirectional electric vehicle charging station.

Sine



Prof. Ryszard Strzelecki

Project Coordinator

Prof. dr hab. inż. Ryszard Strzelecki