

Національний університет «Чернігівська політехніка»

Міністерство освіти і науки України

Національний університет «Чернігівська політехніка»

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Фесенко Артем Петрович

УДК 621.314.1:621.383.51

ДИСЕРТАЦІЯ
ІНВЕРТОР З ШИРОКИМ ДІАПАЗОНОМ РЕГУЛЮВАННЯ ВХІДНОЇ
НАПРУГИ ТА ПОКРАЩЕНИМИ МАСОГАБАРИТНИМИ
ПАРАМЕТРАМИ

141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

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



А.П. Фесенко

Науковий керівник Гусев Олександр Олександрович, канд. техн. наук, доцент

Чернігів – 2023

АНОТАЦІЯ

Фесенко А.П. Інвертор з широким діапазоном регулювання вхідної напруги та покращеними масогабартними параметрами. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття науково ступеня доктора філософії за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» (14 – Електрична інженерія). – Національний університет «Чернігівська політехніка» МОН України, м. Чернігів, 2023.

Дисертаційна робота присвячена вирішенню важливого та актуального наукового завдання – оптимізації масогабаритних параметрів перетворювача у складі систем електричного живлення на основі фотоелектричних перетворювачів (ФЕП), а саме імпульсного інвертора у складі автономних стаціонарних систем живлення шляхом огляду, аналізу, порівняння, розрахунків, обґрунтування вибору та впровадження комплексу науково-практичних технічних і програмних методів та засобів.

Частка джерел відновлюваної енергетики в загальносвітовій генерації зростає протягом останніх десятиліть. Системи на основі фотоелектричних перетворювачів (ФЕП) забезпечують відносно невисокий відсоток навіть серед інших джерел «зеленої» енергетики. Проте саме сонячна генерація демонструє сталий та динамічний ріст протягом останніх десятиліть. Такі системи наділені рядом суттєвих переваг, таких як: можливість розміщення будь-де без прив'язки до географічних умов, відсутність шкідливих викидів в процесі генерації енергії, відсутність рухомих частин, можливість монтажу на будь-які тверді горизонтальні чи нахилені поверхні, включаючи дахи житлових будинків, можливість роботи як на централізовану електромережу, так і в автономному режимі.

Одним із ключових елементів системи сонячної енергетики окрім власне ФЕП є напівпровідниковий перетворювач, що забезпечує перетворення енергії постійного струму в звичний для побутових приладів змінний струм. Особливістю

роботи перетворювача з ФЕП в якості джерела напруги є коливання вхідної напруги в широкому діапазоні при зміні зовнішніх умов. Вартість, габаритні розміри, маса, металоємність таких перетворювачів пропорційні їх максимальній потужності.

В ході аналізу наявних комерційних рішень було визначено, що висока вартість та значні масогабаритні параметри подібних перетворювачів спричинені значною металоємністю пасивних елементів, стримують більш широке впровадження подібних систем.

Найбільш металоємними компонентами перетворювача є котушки індуктивності та радіатори. Їх розміри та маса пропорційні енергії, що протікає чи розсіюється даними елементами. В результаті аналізу було виявлено ряд підходів до зменшення масогабаритних параметрів котушок індуктивності шляхом зменшення енергії, що припадає на одну котушку. Серед таких способів найбільш перспективним було визначено зменшення струму через котушку індуктивності імпульсної частини перетворювача шляхом паралельного включення декількох ланок імпульсної частини. Сигнали керування транзисторами імпульсної ланки містять фазові зсуви, що забезпечує не одночасне відкриття ключів в паралельних ланках.

За результатами порівняльного аналізу та математичного моделювання ряду рішень було обрано як найбільш перспективну комбіновану топологію з високочастотною імпульсною частиною та низькочастотним ланцюжком розгортки. Функціонально запропонована імпульсна частина генерує струм що за формою відповідає модулю синусоїди, а ланцюжок розгортки забезпечує зміну знаку вихідної напруги. При цьому активні компоненти імпульсної частини працюють з високою частотою комутацію в десятки кілогерц, а ключі ланцюжка розгортки комутуються з частотою мережевої напруги. Такий розподіл дозволив оптимізувати параметри транзисторів відповідно до умов роботи в кожній з ланок, виходячи з очікуваного розподілу статичних та динамічних втрат, а також зменшити вартість компонентів ланцюжка розгортки.

Через фізичні особливості функціонування ФЕП як джерела напруги, виникає необхідність гнучкого керування режимом роботи перетворювача за умов динамічної зміни освітленості та часткового затінення. Сучасні системи керування передбачають алгоритми слідкування за точкою максимальної потужності (СТМП) ФЕП. Такі алгоритми дозволяють оптимізувати відбір потужності з сонячної панелі за умови часткового затінення шляхом підлаштування навантаження. Було запропоновано модифікований алгоритм слідкування за точкою глобального максимуму потужності (ГСТМП) що дозволяє підвищити до трьох разів швидкодію системи. Підвищення швидкодії дозволяє мінімізувати втрати енергії під час переналаштування оптимальної робочої точки системи.

Було запропоновано замкнену систему керування перетворювачем з трирівневою широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ). Система керування (СК) реалізує постійний моніторинг струму та напруги ФЕП та вихідного струму перетворювача що дозволяє ефективно підтримувати форму вихідного струму та напруги в широкому діапазоні зміни вхідної напруги. СК формує декілька груп сигналів керування для різних частин перетворювача: високочастотні ШІМ-сигнали з фазовими зсувами для керування паралельними ланками імпульсної частини та низькочастотні сигнали для керування ключами ланцюжка розгортки.

Для порівняльного аналізу ефективності обраного підходу з чергуванням фаз та ланцюжком розгортки було розроблено математичну модель втрат в напівпровідникових елементах. Дана модель дозволяє оцінювати статичні та динамічні втрати в транзисторах з врахуванням кількості паралельних модулів, параметрів ключів, потужності перетворювача, вхідної напруги. Виходячи з отриманих за результатами математичного моделювання даних, оптимальним є застосування двох паралельних модулів. За умови застосування трьох модулів ККД та енергія в котушках індуктивності не зазнають суттєвих змін, за умови ускладнення системи керування та збільшення розмірів друкованої плати перетворювача.

За результатами аналітичного огляду, математичного та імітаційного моделювання для подальшої практичної реалізації та натурних експериментів було обрано топологію з двома паралельними ланцюжками імпульсної ланки та ланцюжком розгортки. Розроблено та реалізовано експериментальний макет перетворювача потужністю 1 кВт що дозволяє оцінити ефективність запропонованої топології в діапазоні потужності від 160 Вт до 1 кВт.

Максимальна експериментально досягнута ефективність в режимі підвищення напруги складає понад 96% при потужності понад 450 Вт, в режимі зниження напруги понад 97% за потужності понад 650 Вт. Експериментально отримані результати повністю підтверджують теоретично очікувані та отримані за результатами математичного моделювання.

Отримані в ході дослідження дані свідчать про ефективність запропонованої топології. Розроблена математична модель є універсальним інструментом оцінки ефективності обраного підходу для перетворювачів даного класу та сфери застосування, що відкриває шлях для подальших досліджень та модифікації інверторів з широким діапазоном регулювання вхідної потужності та оптимізованими масогабаритними параметрами.

Ключові слова: ланцюжок розгортки, інвертор з паралельною структурою чергування фаз, масогабаритні параметри, інвертор напруги, широтно-імпульсна модуляція, оптимальний регулятор, оптимізація, оптимальна швидкодія, енергоефективність, споживаний струм, розосереджена генерація, сонячна енергетика, математична модель, комутація, піковий струм, приватні домогосподарства, стійкість, потужність втрат, топології перетворювачів, підвищення ККД, стратегія керування.

Список публікацій здобувача

1. Фесенко А.П. Огляд масогабаритних та вартісних параметрів комерційних сонячних інверторів / А. Фесенко, О. Гусев, А. Чуб, Д. Вінніков, О. Матюшкін // Технічні науки та технології. – 2018. – № 4 (14). – С. 183-193. (Особистий

внесок – виконано аналітичний огляд актуальних рішень на ринку комерційних інверторів для систем живлення на основі ФЕП, запропоновано систему критеріїв для оцінки масогабаритних параметрів сонячних інверторів).

2. Фесенко А.П. Порівняльний аналіз інвертора на основі паралельної структури чергування фаз з підсилювальним каскадом і активним ланцюжком згладжування пульсацій вхідної потужності / А.П. Фесенко, О.О. Матюшкін, О.О. Гусев // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: Нові рішення у сучасних технологіях. – 2018. – № 26 (1302). – С. 68–74. (Особистий внесок – розроблено імітаційну та математичну моделі інвертора на основі паралельної структури чергування фаз з підсилювальним каскадом і активним ланцюжком згладжування пульсацій вхідної потужності, виконано імітаційне моделювання).
3. Artem Fesenko, Oleksandr Matiushkin, Oleksandr Husev, Oleksandr Velihorskyi, Kamal Khandakji "Feasibility Study of Interleaving Approach for Buck-Boost Inverter with Unfolding Circuit" 2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), Lviv, Ukraine, 2019, pp. 415-419. Збірник тез конференції входить до бази Scopus. (Особистий внесок – розроблено математичну модель імпульсного перетворювача з ланцюжком розгортки на основі паралельної структури з чергуванням фаз, виконано порівняльний аналіз запропонованого рішення та класичного).
4. О. Matiushkin, О. Husev, С. Roncero-Clemente, S. Ivanets, A. Fesenko; «Component Design Guidelines for New Single-Stage Buck-Boost Inverter with Unfolding Circuit», 2017 IEEE International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF), pp 40 – 45. (Особистий внесок – виконано огляд існуючих рішень в сфері імпульсних перетворювачів).
5. Oleksandr Matiushkin, Oleksandr Husev, Ryszard Strzelecki, Sergey Ivanets, Artem Fesenko; «Novel single-stage buck-boost inverter with unfolding circuit», 2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering

(UKRCON), pp 538-543. (Особистий внесок – виконано огляд існуючих рішень в сфері імпульсних перетворювачів).

6. Serhii Stepenko, Oleksandr Husev, Dmitri Vinnikov, Artem Fesenko, Oleksandr Matiushkin "Feasibility Study of Interleaving Approach for Quasi-Z-Source Inverter" в *Electronics* (ISSN 2079-9292; CODEN: ELECGJ). (Особистий внесок – виконано аналітичний огляд існуючих рішень в сфері квазі імпедансних інверторів).
7. Oleksandr Matiushkin, Oleksandr Husev, Artem Fesenko and Dmitri Vinnikov "Global MPPT for Interleaved Buck-Boost DC-DC Converter" 2020 IEEE 61st International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), Riga, Latvia, 2020, Збірник тез конференції входить до бази Scopus. (Особистий внесок – виконано огляд актуальних алгоритмів СТМП та ГСТМП, запропоновано модифікований алгоритм ГСТМП).
8. Fesenko, A.; Matiushkin, O.; Husev, O.; Vinnikov, D.; Strzelecki, R.; Kołodziejek, P. Design and Experimental Validation of a Single-Stage PV String Inverter with Optimal Number of Interleaved Buck-Boost Cells. *Energies* 2021, 14, 2448. <https://doi.org/10.3390/en14092448> (Особистий внесок – розроблено методику визначення оптимальної кількості паралельних модулів імпульсних ланки перетворювача, розроблено експериментальний макет, виконано експериментальні дослідження).
9. Shahsavari T. H.; Rahimpour S.; Kurdkandi N. V.; Fesenko A.; Matiushkin O.; Husev O.; Vinnikov D. Comparative Evaluation of Common-Ground Converters for Dual-Purpose Application. *Energies* 2023, 16, 2977. <https://doi.org/10.3390/en16072977> (Особистий внесок – проведено розрахунок імпульсного перетворювача з ланцюжком розгортки на основі паралельної структури з чергуванням фаз для подальшого порівняння з іншими рішеннями).

ANNOTATION

Fesenko A.P. Inverter with a wide range of input voltage adjustment and improved mass-size parameters. – Qualifying scientific work on the rights of the manuscript.

Dissertation for the degree of the Doctor of Philosophy in specialty 141 - " Electric Power Engineering, Electrotechnics and Electromechanics ". - Chernihiv Polytechnic National University, Ministry of Education and Science of Ukraine; Chernihiv, 2023.

The dissertation is devoted to the solution of an important and relevant scientific task – photovoltaic (PV) converter mass and size parameters optimization. Specifically, the inverter as part of autonomous stationary power supply systems by means of review, analysis, comparison, calculations, justification of the choice and implementation of complex scientific and practical technical and software methods and tools.

The expansion of renewable energy sources in a global generation has been growing over the past decades. Systems based on photovoltaic (PV) cells provide a relatively low percentage even among other sources of "green" energy. However, solar generation shows steady and dynamic growth over recent decades. Such systems are endowed with a number of significant advantages, such as placement possibility without reference to geographical conditions, the absence of harmful emissions in the process of energy generation, such systems don't include any moving parts, installation possibility on any horizontal or inclined surface (including the roofs of residential buildings), the possibility of working both on the centralized power grid and in autonomous mode.

One of the key elements of the solar energy system, in addition to the PV, is a semiconductor converter, which provides the conversion of direct current energy into alternating current, which is commonly used for household appliances. A feature of the operation of the converter with PV as a voltage source is the fluctuation of the input voltage in a wide range when external conditions change. The cost, overall dimensions, weight, and metal capacity of such converters are proportional to their maximum power. It was determined that the metal-intensive passive components contribute a large part of

the high cost and the bulky size of such converters. Which, in turn, restrains the further expansion of this type of system.

The most metal-intensive components of the converter are inductors and radiators. Their size and mass are proportional to the energy flowing or dissipated by these elements. As a result of the analysis, a number of approaches to reducing the mass and size parameters of the inductor coils by reducing the energy per coil were revealed. Inductor current reduction for the DC/DC stage of the converter can be achieved by parallel connection of several DC/DC cells. Such an approach based on current dividing was determined as the most promising. The switch control signals contain phase shifts which provide some time gap between the transistors opening in different cells.

The results of comparative analysis and mathematical simulation indicate that the most promising topology includes a high-frequency DC/DC stage and low-frequency unfolding circuit. The proposed DC/DC stage generates a module of sinusoidal waveform and the unfolding circuit only reverses the direction of the output current. At the same time, the switches of the DC/DC stage work with a high switching frequency of 64 kHz, and the keys of the unfolding circuit are switched with the frequency of the mains voltage. Such functional division makes possible optimization of the transistor parameters according to the operating conditions in each converter stage, based on the expected allocation of static and dynamic losses, as well as to reduce the cost of unfolding circuit components.

Due to the features of PV cells as a voltage source, the converter control system requires some flexible algorithm to operate with the dynamic illumination changes and partial shading of the PV panel. Modern control systems provide algorithms for monitoring the maximum power point (MPP) of the PV. Such an algorithm makes it possible to optimize the power extraction from the solar panel under the condition of partial shading by load adjusting. A modified algorithm for tracking the global maximum power point (GMPP) was proposed, which allows for increasing the speed of the system up to three times. The speed increase allows for minimizing energy losses during the reconfiguration of the optimal operating point of the system.

A three-level pulse-width modulation (PWM) closed-loop converter control system was proposed. The control system (SC) implements constant monitoring of the current and voltage of the PV and the output current of the converter. These parameters monitoring allows to effective maintain the form of the output current and voltage in a wide range of the input voltage changes. The SC generates several groups of control signals for different parts of the converter: high-frequency PWM.

Keywords: unfolding circuit, interleaved inverter, mass-size parameter, voltage source inverter, pulse width modulation, optimal controller, optimization, optimal speed, energy efficiency, consumed current, distributed generation, solar energy, mathematical model, commutation, peak current, private households, stability, power losses, converter topologies, increasing efficiency, control strategy.

ЗМІСТ

АНОТАЦІЯ	1
ANNOTATION.....	7
ЗМІСТ	10
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	12
ВСТУП.....	13
РОЗДІЛ 1 АКТУАЛЬНИЙ СТАН ТА ОСНОВНІ ТРЕНДИ РОЗВИТКУ СИСТЕМ ЖИВЛЕННЯ НА ОСНОВІ ФЕП	21
1.1 Основні напрямки розвитку напівпровідникових інверторів.....	24
1.2 Масогабаритні та вартісні параметри сучасних напівпровідникових інверторів в системах на основі ФЕП	26
1.3 Новітнє сімейство імпульсних інверторів з ланцюжком розгортки	32
1.4 Акумуляторна батарея як складова системи електричного живлення на основі ФЕП	40
1.5 Висновки до розділу 1	53
РОЗДІЛ 2 ЗАПРОПОНОВАНІ РІШЕННЯ ІМПУЛЬСНОГО ІНВЕРТОРА З ЧЕРГУВАННЯМ ФАЗ ТА ЛАНЦЮЖКОМ РОЗГОРТКИ	55
2.1 Порівняльний аналіз інвертора на основі паралельної структури чергування фаз, імпульсною ланкою та ланцюжком активної фільтрації.....	55
2.2 Порівняльний аналіз ефективності застосування паралельної структури чергування фаз для інвертора з ланцюжком розгортки	62
2.3 Порівняльний аналіз запропонованого рішення з іншими перетворювачами які мають спільний нульовий провід	73
2.4 Висновки до розділу 2	80
РОЗДІЛ 3 СИСТЕМА КЕРУВАННЯ ІНВЕРТОРОМ	81
3.1 Замкнена система керування імпульсним інвертором з чергуванням фаз та ланцюжком розгортки	81
3.2 Система слідкування за точкою максимальної потужності в складі імпульсного перетворювача з чергуванням фаз	97
3.3 Висновки до розділу 3.....	103
РОЗДІЛ 4 МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ВТРАТ	104

4.1	Статичні втрати.....	106
4.2	Динамічні втрати	107
4.3	Вибір оптимальної кількості модулів.....	109
4.4	Висновки до розділу 4.....	116
РОЗДІЛ 5 РЕЗУЛЬТАТИ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ		117
5.1	Опис експериментального макету	117
5.2	Результати експериментальних досліджень	121
5.3	Порівняння результатів експериментальних досліджень з результатами математичного моделювання.....	126
5.4	Висновки до розділу 5.....	127
ВИСНОВОК.....		128
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ		131
ДОДАТОК А		149
ДОДАТОК Б Акт про використання результатів дисертаційної роботи		153
ДОДАТОК В Акт результатів апробації науково-технічної розробки.....		154

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АЦП – аналого-цифровий перетворювач.

ВАХ – вольт-амперна характеристика.

ВДЕ – відновлюване джерело енергії.

ЗтС – збурення та спостереження.

КК – комутований конденсатор.

ККД – коефіцієнт корисної дії.

КНС – коефіцієнт нелінійних спотворень.

ЛАЧХ – логарифмічна амплітудо-частотна характеристика.

МК – мікроконтролер.

НІ – навісна індуктивність.

НК – навісний конденсатор.

ПІ – пропорційно-інтегральний регулятор.

ПК – плаваючий конденсатор.

ПЛІС – програмована логічна інтегральна схема.

ППР – пропорційний резонансний регулятор.

ПЦС – процесор цифрових сигналів.

СТМП – слідкування за точкою максимуму потужності.

ФАПЧ – фазове автопідлаштування частоти.

ФЕП – фотоелектричний перетворювач.

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція.

РРВ – буфер пульсацій потужності (power pulsation buffer).

TVS – сумарне падіння напруги на транзистора (total voltage drop on switches).

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми досліджень

Одним з головних трендів розвитку сучасної енергетики останніх десятиліть є мінімізація шкідливого впливу на довкілля шляхом відмови від викопних джерел палива. З іншого боку потреби людства в енергії зростають пропорційно з бурхливим розвитком науки й техніки, що призводить до необхідності поступово збільшувати генеруючі потужності. До можливих шляхів вирішення даної проблеми належать: екстенсивне збільшення використання вуглеводнів, збільшення частки атомної енергетики, широке впровадження органічних відновлюваних видів палива (біодизель), збільшення частки джерел відновлюваної енергетики (гідрогенерація, вітрогенерація, сонячна енергетика, геотермальна та інші). Перші три з перелічених вище шляхів вирішення проблеми прив'язані до використання обмежених запасів викопного палива чи то у формі вуглеводнів, чи у вигляді мінералів що містять ізотопи. До того ж несуть суттєві ризики забруднення навколишнього середовища продуктами горіння чи радіонуклідами. Застосування відновлюваних джерел енергії не передбачає ризику вичерпання «сировини» для генерації енергії чи викиду шкідливих речовин у довкілля.

Деякі види «зеленої» енергії мають регіональні обмеження на застосування, як то гідроелектростанції передбачають наявність річок з побудованими на них греблями та водосховищами, припливні електростанції обмежені береговими приморськими районами, геотермальні – регіонами з підвищеною геологічною активністю. Універсальними з точки зору локації розміщення можна умовно вважати лише системи сонячної та вітряної енергетики. Вітрогенераторам властиві суттєві недоліки, пов'язані з наявністю рухомих елементів конструкції: необхідність регулярного технічного обслуговування, обмежена надійність рухомих деталей, неможливість розміщення поблизу житлових будівель через вібрацію конструкції.

Системи на основі ФЕП не містять в своєму складі рухомих частин, не створюють вібрацій та інших впливів на навколишні об'єкти, отже можуть бути

розміщені поблизу житлових чи промислових будівель або безпосередньо на дахах будівель. З іншого боку ефективність роботи таких систем залежить від кліматичної зони та регулярності очищення поверхні ФЕП від забруднення.

Широке впровадження систем електричного живлення на основі ФЕП стримується двома основними факторами: відносно високою вартістю подібних систем та низькою ефективністю в деяких кліматичних зонах. Якщо на другий фактор вплинути неможливо на поточному рівні розвитку науки й техніки, то зменшити вартість та масогабарити перетворювача в складі системи є вирішуваною задачею.

Значний внесок у вивчення та практичне застосування імпульсних перетворювачів напруги внесли відомі закордонні науковці: J. Kolar, F. Vlaabjerg, X. Huang, D. Neumaug, W. Wu, а також вітчизняні вчені – Денисов Ю. О., Болотов Г.П., Михальський В. М, Богдаренко О. Ф., Пересада С.М., та інші. Ними визначені основні схемні рішення, розрахункові співвідношення та обмеження найбільш розповсюджених топологій.

Проблематика оптимізації масогабаритних та вартісних параметрів перетворювача прямо пов'язана з використаною елементною базою та принципом дії пристрою. Основний внесок в вартість та габаритні розміри вносять металоємні пасивні компоненти (катушки індуктивності) а також сучасні напівпровідникові активні компоненти та їх системи охолодження. Отже, з метою оптимізації масогабаритних та вартісних параметрів має бути застосований комплекс заходів, спрямованих на зменшення розмірів та маси котушок індуктивності а також використання більш енергоефективних активних компонентів, що потребуватимуть менших систем пасивного охолодження.

В якості основної методики зменшення габаритних розмірів котушок індуктивності було запропоновано зменшення енергії в даному елементі, шляхом застосування двох паралельних ланцюжків імпульсної частини перетворювача. Даний підхід теоретично дозволяє зменшити енергію в котушках індуктивності, що

пропорційна масогабаритним параметрам. З іншого боку збільшується кількість активних та пасивних компонентів перетворювача що може призвести до зменшення загальної надійності пристрою. Додатковим недоліком даного підходу є ускладнення системи керування перетворювачем, проте сучасний рівень розвитку елементної бази та обчислювальної техніки частково нівелює критичність даної проблеми.

Підвищенню ефективності систем на основі ФЕП також сприяє оптимізація відбору енергії від сонячної панелі за складних погодних умов (часткове затінення, коливання температури та рівня освітленості). З метою вирішення даної актуальної проблеми розроблено модифікований алгоритм пошуку точки максимуму потужності. Даний метод дозволяє вимірювати енергетичні параметри ФЕП в динаміці та адаптувати режим роботи перетворювача згідно коливань вхідної потужності з метою зменшення енергетичних втрат.

Окремою задачею є оцінка ефективності перетворювача на основі паралельної структури з чергуванням фаз. З метою оцінки ККД було розроблено математичну модель що дозволяє визначити статичні та динамічні втрати в напівпровідникових компонентах, ККД та інші параметри за умови різної кількості паралельних модулів, різних типів активних компонентів та змін в широкому діапазоні вхідної напруги перетворювача.

З метою перевірки теоретичних припущень та розроблених математичних моделей було розроблено та виготовлено макет перетворювача з двома паралельними модулями імпульсної частини. Виконано ряд натурних експериментів, результати яких цілком підтвердили адекватність та дійсність гіпотез та моделей.

В результаті дисертаційного дослідження було досягнуто підвищення ефективності імпульсного перетворювача на основі паралельної структури з чергуванням фаз, оптимізації масогабаритних параметрів пасивних компонентів перетворювача, зменшення рівня пульсації вихідної напруги.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами, грантами. Дисертаційна робота виконана в національному університеті «Чернігівська політехніка» за пріоритетним напрямком розвитку науки і техніки України «Енергетика та енергоефективність» в рамках науково-дослідної теми «Автономна високоефективна система електроживлення на основі фотоелектричних перетворювачів» номер державної реєстрації 0116U006960.

Мета і завдання дослідження. Мета дисертаційного дослідження полягає у покращенні масогабаритних показників перетворювачів електричної енергії, отриманої з фотоелектричних панелей; шляхом огляду, аналізу, порівняння, розрахунків, обґрунтування, вибору та впровадження комплексу науково-практичних технічних і програмних методів та засобів.

Вирішення наукового завдання, поставленого в дисертації, включає в себе вирішення наступного комплексу задач:

1. Огляд існуючих та вибір доцільної базової топології перетворювача, яка забезпечуватиме мінімальні статичні та динамічні втрати, оптимальні масогабаритні показники пасивних компонентів та перевантаження силових напівпровідникових компонентів по струму за умови зміни вхідної напруги в широкому діапазоні.

2. Розробка математичної моделі статичних та динамічних втрат в напівпровідникових компонентах в залежності від кількості паралельних ланцюжків та вихідної потужності перетворювача.

3. Синтез перетворювача з покращеними масогабаритними параметрами за рахунок мультиплікації високочастотної складової перетворювача та його порівняння з існуючими рішеннями.

4. Розробка системи керування для перетворювача з урахуванням його нелінійності.

5. Розробка та перевірка експериментального зразка стаціонарного перетворювача з покращеними масогабаритними параметрами.

Об'єктом дослідження є напівпровідникові перетворювачі електричної енергії отриманої від фотоелектричних перетворювачів, що підключаються до мережі змінного струму.

Предметом досліджень є електромагнітні процеси в напівпровідникових перетворювачах електричної енергії отриманої від фотоелектричних перетворювачів, що підключаються до мережі змінного струму.

Методи дослідження. При рішенні поставлених в дисертації задач використовувалися теорія електричних кіл, положення фундаментальної теорії лінійних та нелінійних імпульсних систем, метод усереднення за допомогою простору станів, перетворення Лапласа, математичне моделювання, фізичний експеримент.

Математичне моделювання та розрахунки процесів у фотоелектричному джерелі живлення проводилися з використанням пакетів програм MATLAB та PSIM (в рамках договору про співпрацю з Галлінінським технічним університетом); розробка програмного забезпечення в середовищі Keil uVision 5. Проектування друкованих плат виконувалось у вільному програмному забезпеченні – CircuitMaker. Для оцінки коефіцієнта корисної дії розробленого напівпровідникового перетворювача електроенергії фотоелектричного джерела живлення використовувався надточний аналізатор потужності Yokogawa WT1800, а для досліджень ефективності запропонованого перетворювача для слідкування за точкою максимуму потужності – емулятор ФЕП Chroma 62150H-1000S з відповідним ліцензійним програмним забезпеченням.

Наукова новизна отриманих результатів:

1. Вперше запропоновано методику оптимізації масогабаритних параметрів котушок індуктивності напівпровідникового перетворювача за допомогою паралельної структури з чергуванням фаз та ланцюжком розгортки, що дозволяє додатково зменшити масогабаритні параметри котушок індуктивності та радіатора за допомогою зменшення втрат провідності.

2. Вперше розроблено універсальну математичну модель імпульсного перетворювача з ланцюжком розгортки з паралельною структурою чергування фаз, що дозволяє кількісно та якісно оцінювати динамічні та статичні втрати в активних компонентах перетворювача за умови різної кількості паралельних модулів імпульсної частини.

3. Вперше розроблено та експериментально перевірено замкнуту систему керування з модифікованим алгоритмом ГСТМП, що дозволяє швидше знаходити максимум потужності.

Практичне значення отриманих результатів:

1. Розроблено та експериментально перевірено прототип імпульсного інвертора з паралельною структурою чергування фаз та ланцюжком розгортки потужністю до 1 кВт та ККД понад 97%, що здатен працювати в широкому діапазоні зміни вхідної напруги від 100 до 450 В в складі систем на основі ФЕП.

2. Розроблена математична модель, що дозволяє оцінювати ефективність застосування підходу з паралельним чергуванням фаз імпульсної ланки перетворювача, може бути застосована в якості інструмента для оцінки втрат потужності перетворювача та вибору оптимальних компонентів.

3. Вперше проведено комплексний порівняльний аналіз запропонованого перетворювача з іншими перетворювачами, що дозволяє якісно оцінити переваги та недоліки запропонованого рішення в таких кількісних параметрах як втрати потужності, енергія накопичена в пасивних компонентах, та максимальна сумарна напруга на напівпровідникових компонентах.

4. Результати досліджень, які отримані в ході виконання використовуються в навчальному процесі для вдосконалення лекційних курсів та оновлення циклів лабораторних робіт з дисциплін «Електроживлення радіоелектронних апаратів» (спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка», освітньо-кваліфікаційний рівень «бакалавр»).

Особистий внесок здобувача. Наукові положення, теоретичні та практичні результати, викладені в дисертації, отримані здобувачем особисто.

В друкованих працях, які були опубліковані у співавторстві, особисто здобувачем виконано:

- проведено аналітичний огляд актуальних рішень на ринку комерційних інверторів для систем живлення на основі ФЕП;
- запропоновано універсальну систему критеріїв оцінки масогабаритних та вартісних параметрів комерційних перетворювачів, що використовуються в системах на основі ФЕП;
- виконано порівняльний теоретичний розрахунок перетворювачів з індуктивністю, конденсатором для порівняння ефективності даних топологій в термінах енергії накопиченої в пасивних компонентах, кількості активних компонентів, статичних втрат в активних компонентах з метою вибору оптимальної топології;
- виконано математичне та імітаційне моделювання найбільш перспективної топології перетворювача на основі паралельної структури з чергуванням фаз та активним фільтром. Підтверджено теоретичні припущення про позитивний вплив даного підходу на зменшення енергетичних параметрів пасивних компонентів;
- розроблено математичну модель імпульсного перетворювача з ланцюжком розгортки на основі паралельної структури з чергуванням фаз, виконано порівняльний аналіз запропонованого рішення та класичного. Підтверджено ефективність запропонованого підходу для імпульсної ланки перетворювача та недоцільність застосування для мостової частини пристрою;
- запропоновано модифікований алгоритм ГСТМП, що дозволяє оптимізувати процес відбору потужності з ФЕП;
- розроблено методику визначення оптимальної кількості паралельних модулів імпульсних ланки перетворювача, розроблено експериментальний макет, виконано експериментальні дослідження.
- спроектовано та виготовлено експериментальний макет імпульсного

перетворювача з паралельною структурою модулів імпульсної ланки та ланцюжком розгортки.

Апробація результатів дисертації. Основні положення дисертаційної роботи доповідались і обговорювались на 3 міжнародних науково-технічних конференціях а саме:

1. Міжнародній науково-технічній конференції «Силова електроніка та енергоефективність (СЕЕ-2018)» (Україна, Харків, 2018 р).
2. Міжнародній науково-технічній конференції «IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON-2019)» (Україна, Львів, 2019 р).
3. Міжнародній науково-технічній конференції «EEE 61st International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)» (Латвія, Рига, 2020 р).

Обсяг і структура дисертації. Дисертація складається із вступу, п'яти розділів, висновків, списку використаних джерел з 149 найменувань та 3 додатків. Загальний обсяг роботи становить 156 сторінок, в тому числі 129 сторінок основного змісту, 57 рисунків, 21 таблиць.

РОЗДІЛ 1

АКТУАЛЬНИЙ СТАН ТА ОСНОВНІ ТРЕНДИ РОЗВИТКУ СИСТЕМ ЖИВЛЕННЯ НА ОСНОВІ ФЕП

Із усвідомленням людством свого впливу на стан навколишнього середовища помітно зросла частка відновлюваних джерел енергії в загальносвітовій генерації. Слід окремо зупинитися на структурі світової генерації енергії рисунок. 1.1

Так станом на 2021 рік сумарна частка всіх видів викопного палива становить близько 71,9%, частка відновлюваних джерел – 28,1%. Щодо розподілу всередині відновлюваних джерел, частка сонячної та вітрової енергетики складає близько 10%, з яких саме на сонячну генерацію припадає тільки 3,6%.

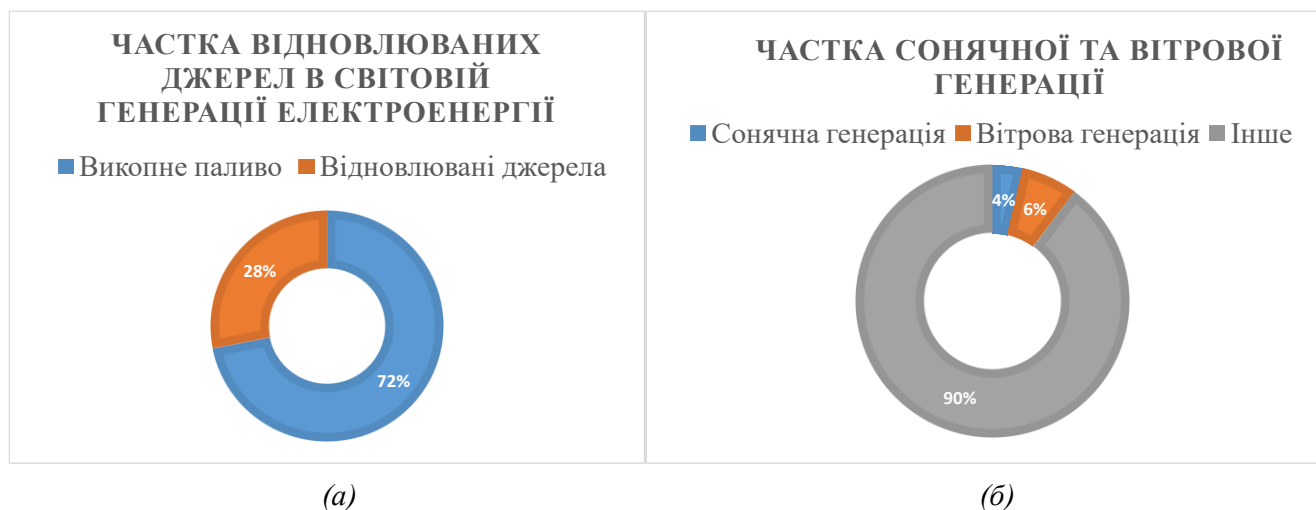


Рисунок 1.1 – Структура світової генерації електроенергії за 2021 рік

Прогнози щодо майбутніх змін цього розподілу однак стверджують про зростання частки саме відновлюваних джерел до 2040 року [1]. Широке використання викопного палива несе в собі цілу низку загроз для довкілля. Окрім широко відомого викиду CO₂ в атмосферу при спалюванні палива, що призводить до глобальних змін клімату, небезпеку становлять самі процеси видобутку газу, нафти та вугілля.

Так виливи нафти у світовий океан із пошкоджених видобувних платформ та танкерів призводять до загибелі морських істот, птахів, забруднення узбережжя. Видобуток вугілля відкритим способом призводить до невірних змін ландшафту та загибелі цілих екосистем.

До альтернативних джерел енергії відносять всі типи гідроелектростанцій, вітрогенератори, геотермальні, сонячні системи живлення. Гідро та вітрогенерація складають більшу частку відновлюваної енергії. В то час як внесок сонячних систем невпинно зростає.

Людство здавна намагалося використовувати енергію сонячного випромінювання у власних цілях. Проте перші комерційні зразки подібних систем з'явилися лише у другій половині XIX століття. Такі системи забезпечували нагрівання ємності з водою на сонячному промінні. Ефективність їх була відносно невеликою, через що вони не набули широкого вжитку.

Потужним поштовхом для розвитку сонячної енергетики стало винайдення в 1954 напівпровідникових модулів, що напряду перетворювали сонячне світло в електроенергію [2]. Після цього сонячні панелі набули широкого вжитку у багатьох галузях починаючи від аерокосмічних застосувань до кишенькових калькуляторів.

Головною особливістю сонячних панелей, що накладає відбиток на специфіку їх застосування, є постійна вихідна напруга. Оскільки значна частина побутових приладів та промислового обладнання живиться змінним струмом, виникає необхідність перетворити постійну напругу фотоелектричного перетворювача у змінну, якої потребує навантаження. Якщо ж розглядати систему електроживлення побутового чи промислового призначення, вони матимуть досить складну структуру.

Загальна структура системи живлення на основі фотоелектричних перетворювачів не залежить від розміру чи потужності та зображена на рисунку 1.2. Система включає в себе власне сонячні панелі, контролер заряду акумуляторної батареї, акумуляторну батарею та інвертор [3]. ФЕП забезпечують перетворення сонячного випромінювання в електроенергію. Акумуляторна батарея зберігає одержану електроенергію, контролер заряду керує процесами заряду та розряду акумуляторів. Перетворювач забезпечує перетворення постійного струму батареї у змінний, яким в свою чергу живляться більшість електроприладів. Такі системи побутового рівня можуть бути як мережевими так і автономними.

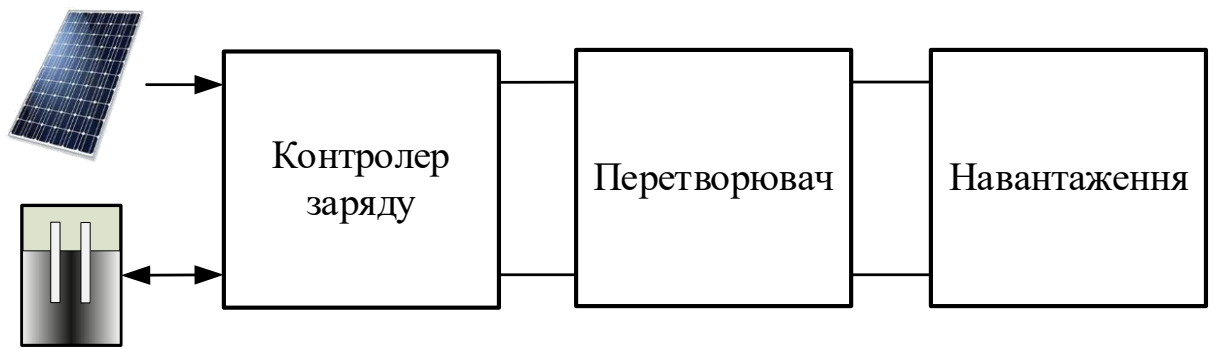


Рисунок 1.2 – Структура сонячної системи електричного живлення

Відмінність цих двох систем полягає у наявності зв'язку з централізованою системою електричного живлення. Оскільки відхилення струму в мережі від синусоїдальної форми призводять до цілої низки проблем, вимоги до якості змінного струму мережевих систем є більш суворими. Автономні ж системи цих проблем позбавлені. Проте, натомість, їм властиві недоліки пов'язані з використанням великогабаритних, недовговічних та дорого вартісних акумуляторів.

Основними напрямками розвитку систем сонячної енергетики є збільшення ефективності, зменшення масогабаритних параметрів, здешевлення окремих елементів та системи в цілому.

Збільшити ефективність системи можна за допомогою різних способів. Одним з них є застосування спеціальних алгоритмів керування з слідкуванням за точкою максимальної потужності, що дозволяють більш ефективно відібрати потужність від сонячної панелі при зміні освітлення. Іншим способом є використання більш сучасних компонентів з меншими втратами та вдосконалених алгоритмів керування.

Зменшення масогабаритних параметрів можна досягти завдяки використанню новітніх малогабаритних елементів та нових топологій перетворювача.

Здешевлення можливе за рахунок зменшення частки дефіцитних та дорогих матеріалів у перетворювачу, наприклад – зменшення маси міді за рахунок використання новітніх топологій.

Тенденції останніх 5-10 років свідчать про поступове здешевлення систем сонячного живлення та поступове їх поширення в усьому світі [4]. Їхніми суттєвими перевагами порівняно з іншими системами альтернативної енергетики є відсутність шумового, теплового та вібраційного забруднення довкілля, відсутність прямого пливу на екосистему, менша вартість встановлення (порівняно з гідро електрогенераторами, геотермальними системами). Недоліками є необхідність регулярних догляду та очищення панелей, прямо пропорційний зв'язок між площею сонячних панелей та потужністю системи.

Отже, сучасні тенденції розвитку електроенергетики та прогнози свідчать про поступове зростання ролі та частки саме сонячних систем живлення. Це викликано об'єктивними перевагами таких систем над конкурентами та поступовим зростанням рівня розвитку науки та техніки. Нажаль в Україні цей напрямок не так добре розвинутий, як в країнах ЄС. Проте спостерігається суттєва позитивна динаміка в останні роки, наприклад запуск сонячної електростанції потужністю 1 МВт в Чорнобилі. Подальше впровадження систем альтернативної енергетики здатне суттєво покращити екологічну ситуацію в Україні, оскільки 35% генерації електроенергії припадає саме на викопне паливо [5].

1.1 Основні напрямки розвитку напівпровідникових інверторів.

Важливим різновидом альтернативних джерел енергії є системи на основі фотоелектричних перетворювачів. Актуальною проблемою є конструкція невеликого, дешевого та потужного інвертора для такої системи.

Google Little Box Challenge (GLBC) продемонстрував надзвичайно великий інтерес до теми інверторів з підвищеною питомою потужністю для застосування в фотоелектричних (ФЕ) системах. Було показано, що надзвичайно висока питома потужність силового перетворювача досяжна [6], [7].

Одним із результатів проекту GLBC є концепція перетворювача з високою питомою потужністю. Фіналісти продемонстрували подібні підходи. Вони включають мостовий інвертор з паралельною структурою чергування фаз, активний фільтр та вихідний ЕМІ-фільтр.

Сучасний рівень техніки висуває нові вимоги та надає можливості для розробників. Нові активні компоненти позбавлені деяких недоліків і мають нові цікаві особливості. Загалом, активні компоненти стають меншими, дешевшими, більш високочастотними, мають менші статичні та динамічні втрати. У той же час пасивна частина елементної бази залишається на сталому рівні. З цього витікає перспективність топологій з більшою кількістю напівпровідникових компонентів. З іншого боку, сучасний рівень розвитку мікроконтролерів, ПЦС, ПЛІС забезпечує реалізацію дуже складних систем управління за відносно невеликих витрат.

Цікавим методом збільшення вихідної напруги та зменшення пульсацій є використання імпульсного перетворювача з двома паралельними котушками індуктивності [8]. Перевагами такої схеми є менші пульсації вихідного струму та зменшені статичні втрати.

Високовольтні ключі SiC, MOSFET можуть забезпечити швидке перемикання та прийнятні комутаційні втрати [9]. Запропоноване рішення передбачає високу напругу (3,3 кВ) для двофазного інвертора підключеного до мережі з перемиканням при нульовій напрузі.

Зазвичай розглядають трифазні мережеві інвертори [10]. Така схема складається з трьох паралельних мостових трифазних інверторів та вихідного LCL фільтра. система керування включає три ПЦС, кожен для своєї фази. Для систем, підключених до мережі, був запропонований одноступеневий підсилювальний інвертор з паралельною структурою [11].

Неперервна векторна широтно-імпульсна модуляція (ВМШІМ) є цікавою та перспективною методикою керування не тільки для трифазних систем [12].

У складі випрямлячів можуть бути використані різні схеми активних фільтрів [13] - [15]. Найчастіше такі фільтри розташовують між випрямлячем і навантаженням. Їх функція полягає у зменшенні низькочастотних пульсацій при зниженні габаритів пасивних фільтруючих елементів. Існує декілька типів активних фільтрів [16], [17]. Деякі системи містять два активні фільтри. Перший - на стороні змінного струму, другий - на стороні постійного струму [18]. Активна фільтрація застосована в квазі-імпедансній схемі з гістерезисним контролем струму

показано в [19]. Активний фільтр містить пасивний компонент RLC і два перемикача.

Подібний підхід був запропонований для багаторівневого квазі-імпедансного інвертора [20]. Інвертор складається з двох мостових схем. Кожна має додаткову схему з двох ключів та пасивну LC-ланку. Ця ланка була включена паралельно мосту та навантаженню.

Роботу активних фільтрів у складі багаторівневого квазі-імпедансного інвертора представлено в [21]. Показано можливість забезпечення якісного зменшення рівня пульсацій струму навіть за умови невеликих номіналів пасивних компонентів фільтру.

Отже, основними напрямками розвитку напівпровідникових інверторів є оптимізація масогабаритних параметрів, широке застосування сучасних засобів керування перетворювачем на основі сучасних МК та ПЦС, що дозволяє використовувати складніші алгоритми керування, ріст частот комутації сучасних активних компонентів і, як наслідок, зменшення динамічних втрат в напівпровідниках.

1.2 Масогабаритні та вартісні параметри сучасних напівпровідникових інверторів в системах на основі ФАПЧ

Широке впровадження відновлюваних джерел енергії стримується як значною вартістю, так і суттєвими габаритними параметрами та масою. Оскільки принципове зменшення площі фотоелектричних перетворювачів без пропорційної втрати потужності обмежене існуючим рівнем розвитку науки і техніки, перспективним видається оптимізація масогабаритних параметрів інвертора.

Значний внесок у масогабаритні показники інвертора вносять саме пасивні компоненти. Так, електролітичний конденсатор на стороні постійного струму має значні габаритні розміри, пропорційні струмам та напругам. Заміна цього конденсатора плівковим може суттєво зменшити габарити та збільшити надійність цього невід'ємного елемента перетворювача [22]. Зазвичай інвертор у складі

систем сонячної енергетики містить у своєму складі перетворювач, що підвищує та знижує напругу. Оптимізація елементів цього перетворювача є одним зі шляхів до зменшення масогабаритних параметрів пристрою загалом [23, 24]. Для зменшення габаритних розмірів, які вносять пасивні компоненти, можливим є підвищення частоти комутації. Це призведе до зменшення розмірів та номіналів пасивних компонентів, але, у свою чергу, комутаційні втрати зростуть [25, 26].

Значна увага приділяється комерційній ефективності вибору конкретного інвертора для кожної конкретної системи. Такий вибір є досить складною проблемою, оскільки варто враховувати особливості кожного конкретного застосування [27]. Так, виявлено деякі особливості систем із фокусуванням сонячної енергії [28]. Динамічний розвиток як перетворювачів, так і інших елементів системи вимагає внесення коректив або навіть перегляду висновків, що були актуальними в недалекому минулому [29].

Деякі компанії, що займаються встановленням побутових сонячних електростанцій, пропонують не тільки свої рекомендації, а й навіть онлайн-калькулятори для розрахунку подібної системи, враховуючи бажану потужність, освітленість, площу та інші параметри та побажання покупців [30].

Об'єктами для порівняння було обрано комерційні зразки інверторів для використання у складі систем електроживлення на основі фотоелектричних перетворювачів. Діапазон зміни потужності обрано в межах від 200 до 5000 Вт, що в середньому відповідає більшості побутових застосувань. Одержані з відкритих джерел дані про перетворювачі наведено в таблиці 1.1.

Задля порівняння та оцінки розглянутих виробів було запропоновано наступні чисельні критерії оцінювання:

- Питома потужність (SP , Вт/см³);
- Питома вартість потужності (SpW , долл./Вт);
- Питома об'ємна вартість (SpV , долл./см³);
- Питома об'ємна ефективність (EV , %/ см³).

Результати розрахунків даних критеріїв наведено в таблиці 1.2.

Таблиця 1.1

Основні параметри перетворювачів

№	Пристрій	P, Вт	ККД , %	Вартість , долл.	Об'єм, см ³	V _{in} /V _{in_mppt} , В
1	2	3	4	5	6	7
1	Rene Sola 250B	225	96.3	155	1110.9	55/22-45
2	IQ7plus-72-2-us	235	97.3	240.5	1120.42	60/-
3	SE350-112	350	87	184	1907.4	10-15.5/-
4	YC500A	310	95.5	213.33	1020.8	55/22-45
5	Solis MINI 4G 700W	700	97.2	309.4	18500.8	60-600/50-500
6	Growatt 1000-S	1000	97.4	399.31	9189.34	450/70-450
7	SUN-1000GTIL	1000	92	366.18	5553.86	22-60/50-90
8	SMA SB1200	1200	90.9	908.25	31637.7	100-400/100-320
9	Fronius 1.5-1	1500	95.9	1467.46	56710.9 9	120-420/120-335
10	Sun-2000L-2KTL	2000	98.4	923	16453.1	485/90-500
11	ABB UNO 2.0-TL	2000	97.3	809.17	40451.9 5	100-300/180-500
12	ABB PVI-3.0-TL	3000	96.8	952.76	44588.7	140-580/160-530
13	Fronius IG TL 3.0	3000	97.7	1259.39	48079.3 9	350-850/350-700
14	SMA SB3000	3000	95	1816.5	31920.2 4	268-600/268-480
15	SolarEdge SE3500	3500	97.5	1082.9	29257.2	350-500/-
16	Growatt 5000 MTL	5000	97.9	986.24	20526.8 1	550/80-500 (360)

1	2	3	4	5	6	7
17	SolarEdge SE5000	5000	97.4	2013.81	324891	350-500/-
18	SMA SB5000	5000	97	2349.34	37647	125-750/175-440

Таблиця 1.2

Запропоновані критерії порівняння перетворювачів

№	Пристрій	SP, Вт/см ³	СрW, долл./Вт	СрV, долл./см ³	ЕрV, %/см ³
1	Rene Sola 250B	0.2025	0.6889	0.1395	0.0867
2	IQ7plus-72-2-us	0.2097	1.0234	0.2147	0.0868
3	SE350-112	0.1835	0.5257	0.0965	0.0456
4	YC500A	0.3036	0.6881	0.2089	0.0935
5	Solis MINI 4G 700W	0.0378	0.4420	0.0167	0.0052
6	Growatt 1000-S	0.1088	0.3993	0.1088	0.0105
7	SUN-1000GTIL	0.1800	0.3661	0.0659	0.0165
8	SMA SB1200	0.0379	0.7568	0.0287	0.0028
9	Fronius 1.5-1	0.0264	0.9783	0.0258	0.0016
10	Sun-2000L-2KTL	0.1215	0.4615	0.0560	0.0059
11	ABB UNO 2.0-TL	0.0494	0.4045	0.0200	0.0024
12	ABB PVI-3.0-TL	0.0672	0.3175	0.0214	0.0021
13	Fronius IG TL 3.0	0.0623	0.4197	0.0262	0.0020
14	SMA SB3000	0.0939	0.6055	0.0569	0.0029
15	SolarEdge SE3500	0.1196	0.3094	0.0370	0.0033
16	Growatt 5000 MTL	0.2435	0.1972	0.0480	0.0048
17	SolarEdge SE5000	0.0153	0.4027	0.0061	0.0003
18	SMA SB5000	0.1328	0.4698	0.0624	0.0026

За отриманими результатами побудовано діаграми для кращої візуалізації даних. Слід зазначити, що розглядалися тільки однофазні рішення, які можуть віддавати енергію в мережу.

Питома вартість потужності показує вартість в доларах США за один Ват потужності перетворювача. Відповідно найбільш оптимальним за цим показником буде пристрій, для якого значення є найменшим.

Питома об'ємна вартість перетворювача показує вартість одиниці об'єму перетворювача в доларах США. Відповідно, пристрої з мінімальним значенням цього параметра є найбільш оптимальними.

Найвищі серед розглянутих пристроїв значення питомої об'ємної вартості показали найменш потужніші перетворювачі. Це пояснюється їх невеликим об'ємом. Тоді як для перетворювачів, потужність котрих перевищує 1 кВт цей показник майже ідентичний.

Перетворювачі, потужність яких перевищує 1 кВт мають близькі показники вартості одного вата потужності. Це пояснюється тим, що зі зростанням потужності пропорційно зростає й вартість компонентів перетворювача. Хоча наявні декілька зразків з помітно відмінним значенням цього показника. Ці пристрої мають дещо вищий ККД та цілий ряд додаткових функцій, що призводять до підвищення ціни пристрою на ринку.

Як видно з розрахунків запропонованих параметрів, задача оцінки масогабаритних параметрів, ефективності та вартості перетворювача не має простого універсального рішення. На об'єм та вартість можуть чинити вплив: топологія, елементна база, наявність додаткових функцій.

Так трохи вищу питому потужність мають перетворювачі потужністю до 1 кВт. Це пояснюється меншими струмами та напругами, а отже й меншими елементами охолодження. До того ж такі перетворювачі, як правило, містять в своєму складі лише один модуль СТМП, не містять дисплеїв, інтерфейсів даних та інших додаткових функцій, що не займає додатковий об'єм. Окрім того, оптимізація масо-габаритних параметрів для інверторів більше 1 кВт, окрім логістичних витрат, не дає яскравого економічного ефекту.

Питома вартість потужності не має яскраво вираженої залежності від самої потужності, але має суттєву розбіжність поміж конкурентами.

Питома об'ємна ефективність, як і об'ємна ефективність, не є занадто критичним параметром перетворювачів. Окрім того зі зростанням об'єму і потужності не спостерігається пропорційного зростання ККД. Тому даний параметр є більш виправданим для порівняння всередині групи перетворювачів з близькими значеннями потужності. Результати даного порівняння для обох груп перетворювачів наведено на рисунку 1.3. Ця діаграма пов'язує питому потужність, питому вартість потужності та ККД найкращих рішень, які обрано як найбільш вагомі параметри.

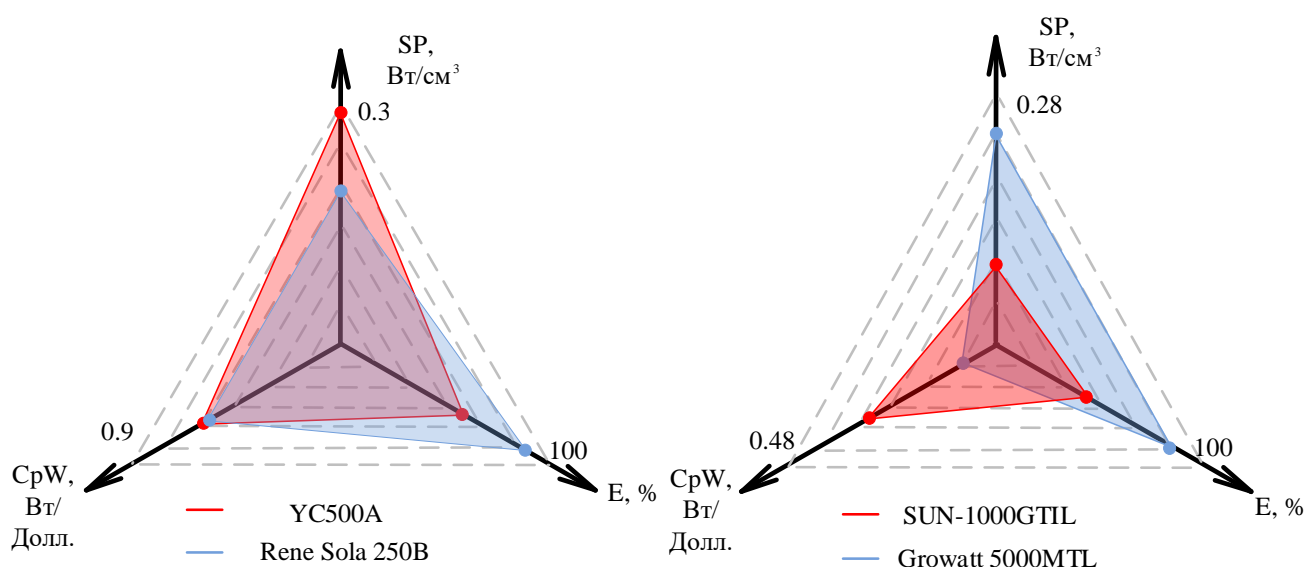


Рисунок 1.3 – Порівняння перетворювачів за основними параметрами

Серед пристроїв потужністю до 1 кВт найбільш оптимальними є YC500A та Rene Sola 250B. Їх перевагами є висока питома потужність та об'ємна ефективність.

У групі пристроїв потужністю понад 1 кВт найоптимальнішими пристроями можна вважати Growatt 5000 MTL-S та SUN-1000GTIL2. До переваг даних перетворювачів можна віднести найвищі серед розглянутих значення питомої потужності, питому вартість потужності нижче середнього значення для даної групи та високу об'ємну ефективність. Недоліком є висока питома об'ємна вартість, що викликано значною потужністю, об'ємом і вартістю перетворювача, а також наявністю додаткових функцій. Отже, Growatt 5000 MTL-S є більш

оптимальним за потужністю, об'ємом та вартістю, SUN-1000GTIL2 – ефективністю.

Запропоновані критерії оцінки масогабаритних параметрів, вартості та ефективності дозволяють встановити чисельний зв'язок між вказаними характеристиками перетворювачів для їх порівняння. Серед загальних висновків можна виділити ряд чисельних показників. Зокрема питома вартість потужності не перевищує значення 1 долл./Вт і наближається до показника в 0.2 долл./Вт зі збільшенням потужності перетворювача. Питома потужність сонячного інвертора не перевищує 0.3 Вт/см³, при цьому малопотужні рішення (мікроінвертори) мають кращі показники.

Необхідно також відзначити, що на ринку не виявлено однозначного лідера, який би переважав за всіма показниками. Це яскраво ілюструє рисунок 1.3, з якого видно, що рішення з найкращим ККД та масогабаритними параметрами поступаються ціною.

1.3 Новітнє сімейство імпульсних інверторів з ланцюжком розгортки

Ринок напівпровідників з широкою забороненою зоною сьогодні має тенденцію до зростання потужності електроніки завдяки високій рухливості електронів і високим значенням напруги пробією [31] - [33]. Як результат – елементи здатні забезпечити швидку комутацію при роботі з високою напругою вже наявні на ринку. Такі компоненти все ще залишаються досить дорогими, проте їх ціна невпинно зменшується.

У той же час у фотоелектричних системах можливі декілька варіантів загальної конфігурації [34], [35]. Одиначна фотоелектрична панель застосовується для застосувань з малим споживанням енергії. Такі системи страждають від падіння напруги при коливаннях температури. У послідовному або паралельному з'єднанні ФЕП одним з головних недоліків є значне падіння напруги при частковому затіненні. Обидві особливості ведуть до широкого діапазону зміни вхідної напруги під час споживання енергії. Рішення GLBC (Google little box challenge) призначені для вузького діапазону зміни вхідної напруги і вони не можуть забезпечити

високоєфективне перетворення енергії в умовах нагрівання або затінення. Також інвертори що знижують напругу (dual-buck inverter) [36], [37] або як повідомляється в [38], [39], не можна розглядати як рішення з широким діапазоном регулювання вхідної напруги. Проміжна імпульсна ланка, що включається в перетворювач покликана подолати даний недолік. У той же час це рішення більш складне і дороге.

Вже було представлено кілька альтернатив. Інвертори з властивостями підвищення напруги на основі комутованих конденсаторів описані в [40] - [44]. Вони здатні забезпечити високий приріст вхідної напруги але страждають від сильних стрибків струму в напівпровідниках і пасивних елементах. Таки рішення не надто поширені в промислових приладах.

Перетворювач з імпедансною ланкою був запропонований в [45] як нове однотактне рішення. З того часу багато рішень, заснованих на використанні імпеданської ланки в складі перетворювача набули широкого застосування. Інвертори з імпедансною ланкою (ZSI) та інвертори з квазі-імпедансною ланкою (qZSI) були запропоновані для інтеграції в мережу. Вони долають обмеження звичайних інверторів підключених до мережі: здатні підвищувати та знижувати вхідну напругу і не страждають від режиму перехресної провідності. Цей метод підвищення напруги збільшує надійність інвертора. Також було запропоновано велику кількість інших різновидів інверторів з імпедансною ланкою. Всіх їх можна поділити на такі групи: ті які містять роздільні котушки індуктивності, ті що містять магнітозв'язані індуктивності, безтрансформаторні, трансформаторні, з безперервним і імпульсним вхідним струм. Детальніше дані пристрої та їх особливості описані в [46] - [48] де представлено ґрунтовний огляд існуючих рішень.

У той же час останні дослідження виявляють очевидні недоліки перетворювачів на базі імпедансної ланки з точки зору питомої потужності та ефективності. Також система керування даного класу пристроїв достатньо складна [49] - [51].

Інвертори з розподіленим джерелом [52], [53] були запропоновані як альтернативне рішення для застосування в складі перетворювачів з імпедансною ланкою. Підвищено ефективність розрахунку пасивних компонентів, що працюють з вищими рівнями напруги та струму за умов меншого підвищення напруги, та при цьому втрачено стійкість до перехідних процесів. Необхідність перетворювача з широким діапазоном регулювання вхідної напруги разом з високою питомою потужністю і прийнятним ККД штовхає промисловість та наукові кола до пошук нових та кращих рішень. Кілька цікавих одноступінчастих імпульсних інверторів пропонуються в [54] - [58].

Рішення, що містить високочастотну ланку разом із ланцюгом розгортки видається цікавим для практичних застосувань [59], [60]. Рисунок 1.4 показує початкові рішення. Принцип роботи такої схеми полягає в підвищенні вхідної напруги яка підтримується на бажаному рівні. Ланцюжок що відповідає за зниження напруги виконує подальшу модуляцію, яка розгортається до синусоїдальної напруги на виході.

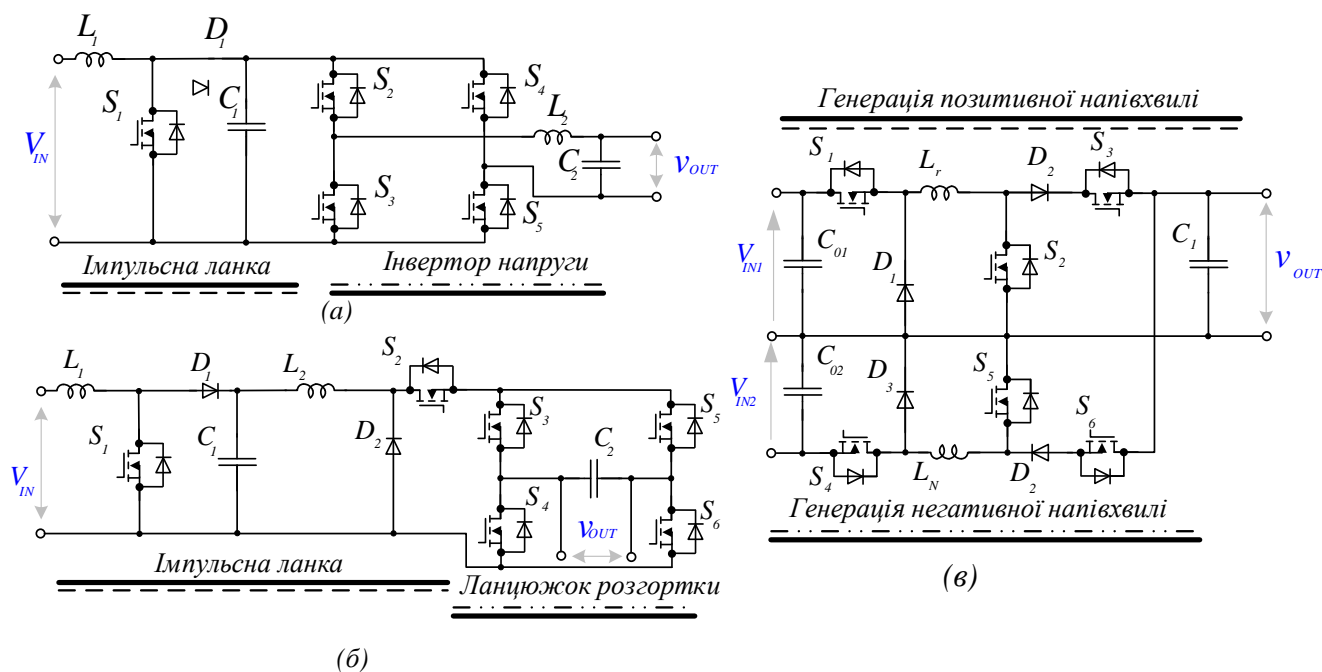


Рисунок. 1.4 – Стандартне рішення з імпульсним перетворювачем та вихідним інвертором напруги (а), імпульсний перетворювач з ланцюжком розгортки (б), Ольборзький інвертор (в)

Дуже цікаве рішення запропоновано в [62], що набуває подальшого розвитку у [62] - [66]. Ольборзький інвертор (Рисунок 1.4 (в)) запропоновано як інвертор, що поєднує в собі зниження та підвищення напруги. Це досягається використанням двох незалежних ланок, що відповідають за генерацію вихідної синусоїдальної напруги. Перша ланка відповідає за позитивну напівхвилю вихідної напруги, друга – за негативну. Одна з основних переваг запропонованого рішення в мінімальному падінні напруги на фільтруючих котушках індуктивності в контурі джерела живлення. У той же час у цьому рішенні використовується вдвічі більше напівпровідників та котушок індуктивності в імпульсних ланках, що є очевидним недоліком. Також потрібні два джерела живлення. Досить схожа ідея з подвійними компонентами обговорюється в [67]. Інвертор з паралельною структурою працює подібним чином, але використовує одне джерело вхідної напруги.

Перша запропонована однофазна схема розгортки на рисунку. 1.5 а зображений лише одна котушка індуктивності. Цей ланцюг складається з вхідної індуктивності L_1 , конденсатора C_1 та ключів S_1 - S_8 . Частково принцип дії такої схеми описаний в [68], передбачена можливість обирати ланцюг, в залежності від співвідношення вхідної та бажаної вхідної напруги.

Очевидно, що велика кількість ключів забезпечує дуже гнучку стратегію модуляції, до якої існує безліч підходів. У будь-якому випадку ключі S_1 і S_3 визначають основні режими роботи перетворювача. Транзистори S_2 і S_4 є необов'язковими, і вони можуть бути замінені діодами, якщо потрібна або використовується лише одна направлена операція зменшення статичних втрат. Але використання транзисторів S_2 і S_4 дозволяє забезпечити двонаправлений потік енергії або режим випрямлення в перетворювачі, що може бути корисним в деяких випадках.

Відповідно до класичного визначення ланцюжка розгортки, транзистори S_5 - S_8 забезпечують зміну напрямку протікання струму в навантаженні. Водночас слід зазначити, що в у загальному випадку ці транзистори можна використовувати для високочастотної модуляції.

Якщо вхідна напруга V_{in} , вище бажаної миттєвої вихідної напруги V_{out} , буде використано режим зниження напруги з відповідним коефіцієнтом зниження B_{11} ,

$$D_{S1} = B_{11}, \quad (1.1)$$

де D_{S1} - коефіцієнт заповнення сигналу керування для транзистора S_1 . У цьому режимі перетворювач має два можливі стани: транзистор S_1 відкритий чи закритий. Якщо вхідна напруга V_{in} нижче бажаного значення миттєвої вихідної напруги V_{out} , транзистор S_1 постійно відкритий, коли транзистор S_3 перемикається, виконуючи класичну функцію підсилення:

$$B_{12} = \frac{1}{1-D_{S3}}, \quad (1.2)$$

де D_{S3} - коефіцієнт заповнення сигналу керування для транзистора S_3 . Це означає, що функція підвищення чи зниження напруги додатково вибирається, залежно від співвідношення вхідної та вихідної напруги.

Друге рішення - інвертор з ланцюжком розгортки та магнітозв'язаними індуктивностями показаний на рисунку 1.5 б. Очевидно, що принцип роботи цього перетворювача дуже схожий на перше рішення. Головна відмінність полягає в наявності магнітозв'язаних індуктивностей. Завдяки різному співвідношенню кількості витків індуктивності, можна досягти більш високого діапазону вхідної напруги.

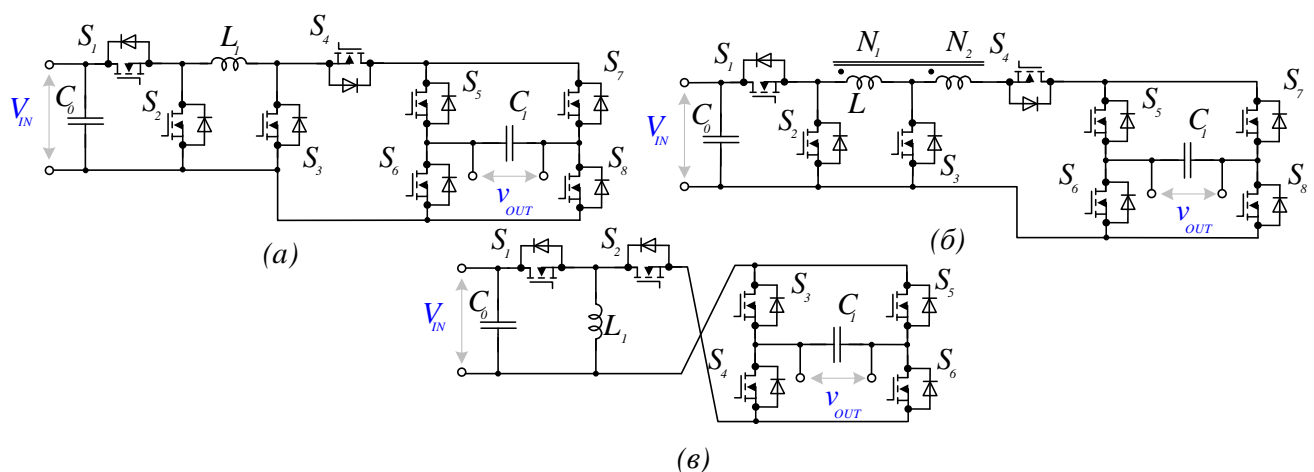


Рисунок 1.5 - Сімейство однофазних одноступінчатих імпульсних інверторів з ланцюжками розгортки: імпульсний перетворювач з ланцюжком розгортки (а), імпульсний перетворювач з ланцюжком розгортки та магнітозв'язаними

індуктивностями (б), імпульсний перетворювач з ланцюжком розгортки та перехресним включенням (в).

Нарешті, на рисунку 1.5 (в) показано імпульсний інвертор з ланцюжком розгортки та перехресним включенням. Дана топологія походить від звичайного імпульсного перетворювача з відомим коефіцієнтом підсилення:

$$B_2 = \frac{D_{S1}}{1-D_{S1}}. \quad (1.3)$$

Це означає, що миттєве значення напруги на виході визначається ключем S_1 , в той час як ланцюжок розгортки реалізується за допомогою транзисторів S_3 - S_6 . Подібно до першого рішення, транзистор S_2 є необов'язковим, і він може замінюватись діодом або використовуватись для зменшення втрат провідності. Це рішення відрізняється від інших оскільки воно використовує той самий режим роботи для випадку підвищення напруги.

Детальний опис можливої стратегії модуляції представлено далі. Незважаючи на підвищену кількість напівпровідникових елементів, лише два з них мають високі частота комутації в будь-якій конкретній робочій точці. Це означає, що очікуються низькі комутаційні втрати разом з незначними електромагнітними завадами. Окрім того, жодне з цих рішень не містить високочастотних гармонік у складі вихідної напруги, що в свою чергу дозволяє зменшити розміри елементів вихідного фільтру.

Через різноманітність станів комутації, можна застосувати декілька методів модуляції для запропонованої схеми. Залежно від методу модуляції, втрати на провідність та комутаційні втрати будуть різними, якість вихідної напруги та навантаження може бути обчислене як похідна. Загалом, під час роботи для кожного запропонованого інвертора можна виділити дві основні ситуації: вхідна напруга (V_{in}) нижче пікового значення опорної напруги ($V_{ref}(t)$) або V_{in} вище пікового значення ($V_{ref}(t)$). У першому випадку перетворювач переключиться відповідно до режиму підвищення напруги рисунок 1.6 (а), тоді як у другому присутній лише режим зниження напруги.

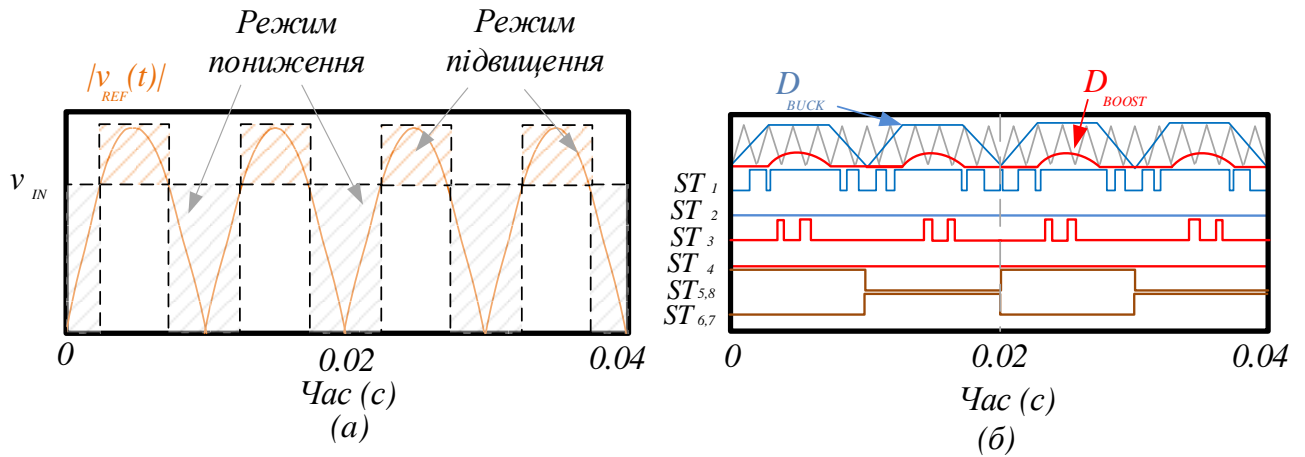


Рисунок. 1.6 - Імпульсний інвертор з ланцюжком розгортки, імпульсний інвертор з ланцюжком розгортки та магнітозв'язаними індуктивностями: ілюстрація того, коли v_{IN} нижче піку значення $v_{ref}(t)$ (а) та модульованих по ширині імпульсу сигналів (б).

На рисунку 1.7 показано, генерацію ШІМ сигналів для цього інвертора рисунок 1.5 (б). Відмітимо, що якщо D вище ніж 0,5, перетворювач працює в режимі підвищення напруги, інакше буде працювати в режимі зниження.

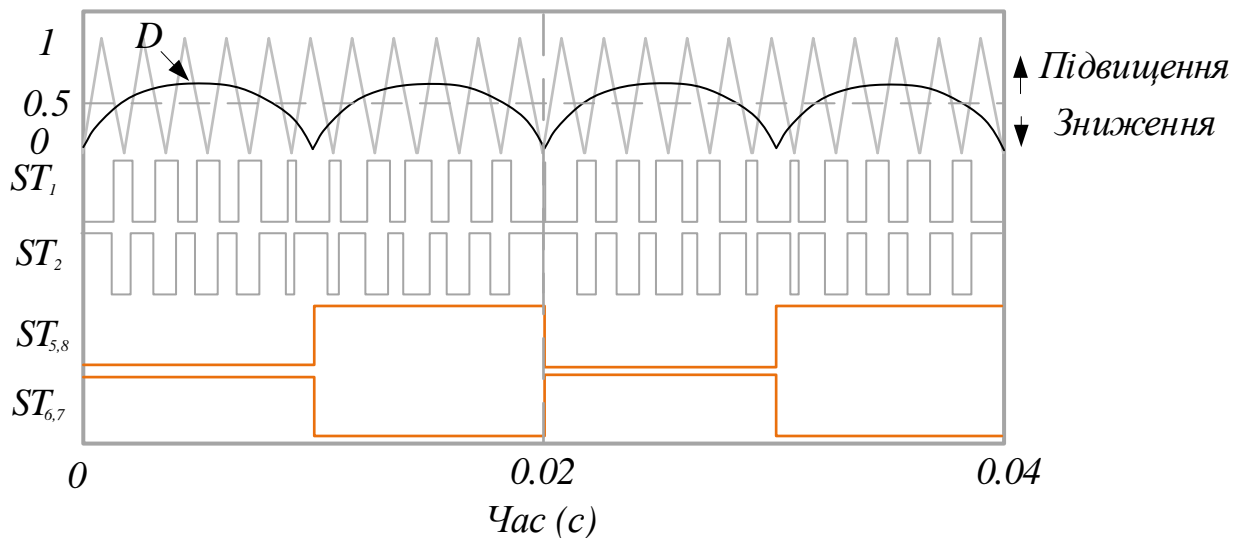


Рисунок. 1.7 – Генерація ШІМ-сигналів керування для імпульсного перетворювача з ланцюжком розгортки та перехрестним включенням у випадку коли v_{in} нижче за пікове значення $v_{ref}(t)$

Для всіх розглянутих топологій інверторів було одержано вирази для розрахунку пасивних компонентів схеми та виконано розрахунок для попередньо

визначених вихідних параметрів. Також було отримано та побудовано залежність номіналу пасивних компонентів від значення вхідної напруги рисунок 1.8.

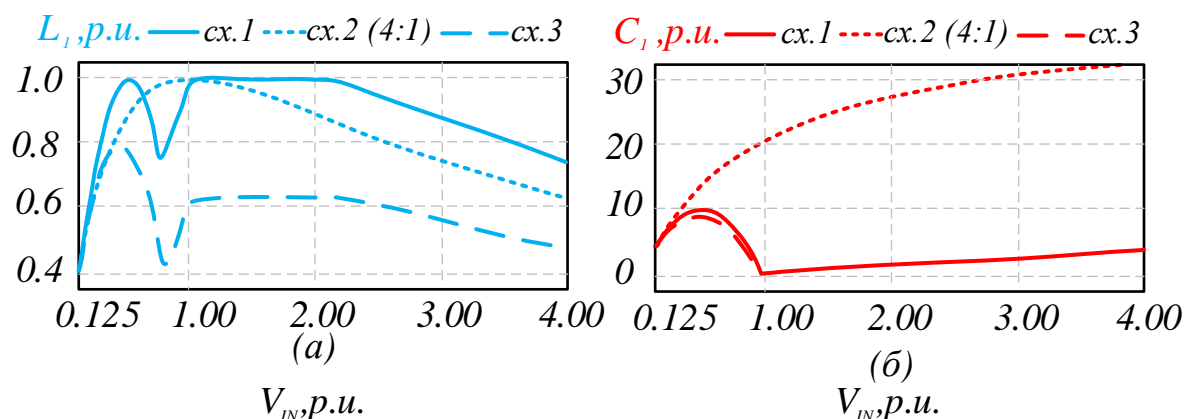


Рисунок 1.8 – Залежність індуктивності (а) та ємності (б) від вхідної напруги

Основний висновок з рисунку 1.8 полягає в тому, що третє рішення вимагає набагато більшого значення ємності на всьому діапазоні вхідної напруги при дуже близьких значеннях індуктивності, режим зниження напруги вимагає вищих значення ємності для всіх рішень.

З метою перевірки теоретичних тверджень, було виконано моделювання для всіх запропонованих рішень. Оскільки системи на основі ФЕП було обрано як сферу застосування для цього типу інверторів, враховується широкий діапазон вхідної напруги з постійним середнім вхідним струмом. Тонкоплівкові ФЕП було обрано для подальшого дослідження. Оскільки їх застосування є новітньою та актуальною тенденцією.

Моделювання було виконано для наступних вихідних умов: вхідна постійна напруга 100 В, середньоквадратичне значення вихідної напруги 230 В, вихідна потужність 250 Вт.

Згідно одержаних результатів моделювання найбільш перспективним було визнано імпульсний інвертор з ланцюжком розгортки через меншу кількість напівпровідникових елементів, простоту індуктивності, оптимальний рівень пульсацій струмів та напруги.

Для обраної топології було проведено порівняльний аналіз з класичним рішенням на основі імпульсного перетворювача та інвертора напруги рисунок 1.9 для режимів підвищення та зниження вхідної напруги. Порівняння виконане за наступними параметрами: P_{CL} - втрати на провідність, E_{LW} - загальна енергія в котушках індуктивності, E_{CW} – загальна енергія в ємностях, T_w – сумарне падіння напруги на напівпровідникових елементах.

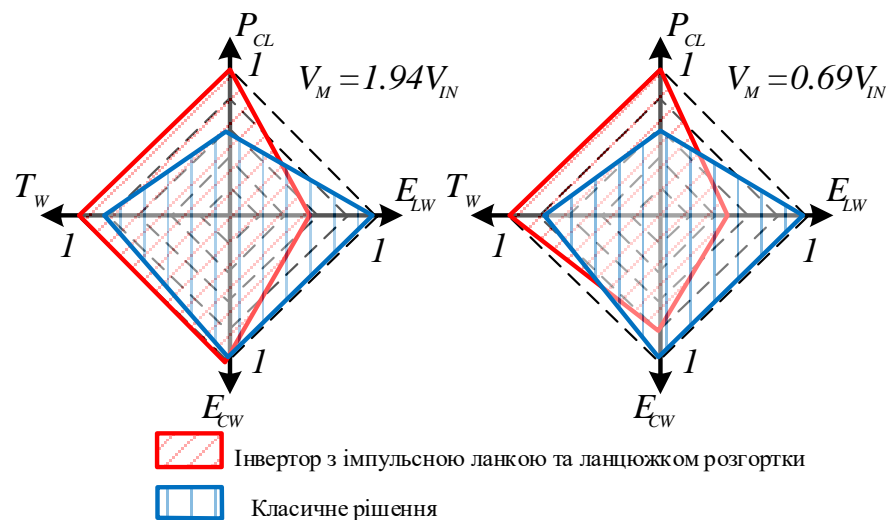


Рисунок 1.9 – Порівняльний аналіз запропонованого рішення з класичним

Як можна побачити з рисунку 1.9 запропоноване рішення значно переважає класичне в розмірах індуктивності, що пропорційні загальній енергії в ній. З іншого боку нове рішення поступається в величині статичних втрат та падінні напруги на напівпровідниках. Оскільки вартість саме напівпровідникових компонентів невпинно знижується, при збереженні ціни індуктивності, саме запропоноване рішення видається найбільш перспективним.

1.4 Акумуляторна батарея як складова системи електричного живлення на основі ФЕП

Із усвідомленням людством своєї відповідальності за погіршення стану навколишнього середовища зростає роль відновлюваних джерел енергії. Значне місце серед таких джерел посідає сонячна енергетика. Нагальною є необхідність збереження електричної енергії. Для її вирішення застосовуються акумулятори різноманітних типів. Широкий вибір існуючих на даний момент акумуляторних

батареї (АКБ) призводить до необхідності вибору конкретного їх типу для кожного специфічного рішення, з урахуванням їх переваг на недоліків.

На рисунку 1 схематично зображено автономну систему електроживлення. Таку систему можна розділити на наступні функціональні частини: сонячний модуль, контролер заряду акумуляторної батареї, акумуляторна батарея (АКБ), інвертор напруги та споживач.

Порівняння акумуляторів буде проводитись за такими критеріями: питомою ємністю вартістю, напругою однієї комірки, об'ємною ємністю, середнім строком експлуатації та екологічністю.

1.4.1 Свинцево-кислотні АКБ (Lead-Acid batteries).

Найбільш поширеним типом АКБ, що запропоновані виробниками для подібних систем є свинцево-кислотні АКБ. Такі акумулятори можна розділити на ті, що потребують обслуговування (з рідким електролітом) та ті, що обслуговування не потребують (типи GEL та AGM). Принцип роботи цього типу акумуляторів засновано на електрохімічній реакції свинцю та діоксиду свинцю в розчині сірчаної кислоти

Відповідно, свинцево-кислотні акумулятори типів GEL та AGM через відсутність рідкого електроліту між свинцевими пластинами є більш зручними в користуванні та надійними [69].

Перевагами даного типу АКБ є:

- Поширеність та доступність.
- Невисока вартість.
- Наявність великої кількості готових рішень.

Недоліками даного типу АКБ є:

- Наявність токсичних речовин.
- Чутливість до низьких температур.
- Порівняно невеликий ресурс при використанні в режимі глибоких розрядів-зарядів.
- Чутливість до повного розряду.

➤ Додаткові вимоги до перевезення та встановлення АКБ з рідким електролітом.

Тип AGM містить абсорбуючі склотканині вставки між пластинами, які безпосередньо зв'язують електроліт. Перевагами даного типу акумуляторів є менша вартість порівняно з типом GEL, нижчі вимоги до якості напруги заряду, більш високі струми заряду/розряду.

В таблиці 1 наведено параметри декількох свинцево-кислотних АКБ для кожного з типів.

Таблиця 1.3

Порівняння свинцево-кислотних АКБ

Найменування	Напруга, В	Ємність, А*год	Ресурс роботи, р, зарядів	Масогабарити ДхШхВ, мм, кг	Вартість, грн
Challenger A12-200[70]	12	202	12, 260	522x240x219, 60	11478
SIAP PzS 4 APH 420[71]	2	420	18, 1200	81x198x540, 25	3991
Ventura GPL 12-200(AGM) [72]	12	200	12, 260	522x238x238, 64	10278
Leoch DJM 12120 (AGM) [73]	12	120	12, 260	177x225x225, 35	8159
Challenger OPzV2-500(GEL) [74]	12	490	18, 1200	166x206x513, 39.5	8324
Ventura VG12-200 (GEL) [75]	12	200	15, 350	526x238x246	11728

В запропонованих на ринку України готових рішеннях для автономної системи електроживлення потужність сонячних панелей співвідноситься з потужністю пропонованого інвертора в межах 1:2 – 1:3. Співвідношення

потужності сонячних панелей та акумуляторних батарей коливається в межах від 1:4 до 1:5.

Даний тип акумуляторів не містить у своєму складі вбудованих контролерів. Отже, застосовують зовнішні контролери заряду, як правило розраховані на напругу 12/24/36/48В сонячної панелі, та широкий діапазон вихідних напруг. Найбільш поширеними є два типи контролерів заряду: ШІМ та СТМІП. Зазвичай контролери з МРРТ більш складні та дорогі, ніж ШІМ, проте їх робота є більш ефективною. Так, з метою здешевлення цього типу контролерів запропоновано відмовитись від використання в їх складі мікропроцесорів, ПЛІС та аналогово-цифрових перетворювачів, замінивши їх функції аналоговими вузлами [76].

Останнім часом з поширенням мережевих та безпроводних технологій [77] такі рішення знаходять своє застосування і в сфері альтернативної енергетики. Так, автор пропонує систему, що забезпечує моніторинг та збереження даних про стан свинцево-кислотних акумуляторів за допомогою веб-сервера. Також система забезпечує високу ефективність роботи АКБ завдяки алгоритму СТМІП.

В таблиці 2 наведено параметри декількох контролерів заряду свинцево-кислотних АКБ.

З наведених даних видно, що контролери заряду з ШІМ є більш дешевими. Проте контролери заряду з СТМІП розраховані на роботу з СБ більшої потужності та більш високим струмом. Також даний тип контролерів забезпечує вищий ККД за умови часткового затінення СБ, підвищує термін служби свинцево-кислотних АКБ [78]. Детальніше ефективність роботи контролера заряду з СТМІП за різних погодних умов (температура, освітленість сонячної панелі) розглянуто в [79].

Недоліком використання в складі автономних сонячних електростанцій свинцево-кислотних АКБ є їх токсичність (через застосування в конструкції кислот та важких металів). Це призводить до виникнення ускладнень при їх утилізації та вносить певні ризики в процес експлуатації (через можливі механічні пошкодження під час роботи). Додаткову небезпеку в даному типі батарей становить наростання тиску всередині корпусу, що може призвести до порушення його цілісності. Тому більшість сучасних моделей обладнані спеціальними клапанами для скидання

надлишкового тиску. Всі розглянуті в даній статті батареї оснащені подібними клапанами.

Таблиця 1.4

Порівняння контролерів заряду свинцево-кислотних АКБ

Найменування	$U_{вх\max}, B$	$I_{н\max}, A$	$U_{вих}, B$	Масогабарит и, ДхШхВ, мм, кг	P_n, Bm	Вартість, грн
EPsolar EPRC10-EC(PWM)	12	10	24	140x89x26, 0,15	120	638
EPsolar LS2024R (PWM)	12	20	24	143x75x45, 0,25	240	1255
EPsolar MPPT TRACER-2210RN	32	20	100	169x118x83, 0,95	640	5243
EPsolar MPPT TRACER-4215RN	32	20	150	242x169x91, 2	640	10983

Проте, як показав аналіз рішень, наявних на ринку України та провідних європейських країн, саме даний тип акумуляторів домінує в побутовому сегменті готових систем. Така ситуація спричинена поширеністю, доступністю, відносно невисокою вартістю свинцево-кислотних акумуляторів при достатньо довгому терміні експлуатації. Також застосування свинцево-кислотних акумуляторів виправдане з метою здешевлення побутових систем малої потужності, де не є критичними масогабаритні параметри.

1.4.2 Нікель-кадмієві АКБ

Нікель-кадмієві АКБ історично є однолітками свинцево-кислотних. Проте початок їх використання відбувся із запізненням через труднощі з виробництвом та подолання технологічних недоліків. В основі роботи даного типу акумуляторів лежить електрохімічна реакція гідроксиду нікелю, кадмію та води.

До переваг нікель-кадмієвих АКБ можна віднести:

- Можливість проведення відносно швидкого та простого заряджання АКБ після тривалого зберігання.
- Кількість циклів повного заряду-розряду більше 1000.
- Можливість роботи в широкому температурному діапазоні -50°C $+60^{\circ}\text{C}$.
- Нормальна робота після повного розряду.
- Відсутність спеціальних вимог до перевезення та зберігання.
- Можливість зберігання в розрядженому стані.

До недоліків таких АКБ належать:

- Ефект пам'яті та заходи по боротьбі з ним.
- Відносно значний саморозряд під час довгого зберігання.
- Токсичність застосованих матеріалів та спеціальна утилізація.

Номинальна напруга елемента складає 1.2 В. Через це потрібно з'єднувати певну кількість елементів для отримання бажаної напруги, що в свою чергу підвищує вартість системи. Знайти приклади застосування даних акумуляторів в складі автономних сонячних електростанцій не вдалося, проте вони застосовуються разом із сонячними панелями в складі деяких аерокосмічних систем.

Приклади деяких наявних на ринку зразків даного типу АКБ та їх параметрів наведено в таблиці 1.5.

В якості контролера заряду для таких батарей було запропоновано алгоритм з використанням нечіткої логіки (Fuzzy Logic) [80]. Так, автори доводять на основі моделювання підвищення ККД системи та подовження терміну роботи АКБ до 3000 циклів заряду-розряду.

Порівняння нікель-кадмієвих АКБ

Найменування	Напруга, В	Ємність, А*год	Ресурс роботи, р, зарядів*	Масогабарити, ДхШхВ, мм кг	Вартість, грн
EverExeed EBH100[81]	1,2	100	20 2050	106x164x345, 6,9	270-4320
EverExeed EBL100[82]	1,2	100	20 2050	80x141x365, 13,7	270-19000
Changhong DMH120[83]	1,2	120	15 1200	93x123x309 5,65	-

1.4.3 Нікель-метал-гідридні АКБ

Нікель-метал-гідридні акумулятори в цілому подібні до нікель-кадмієвих, проте мають низку відмінностей. Катод таких батарей виконано з гідриду металу. Розроблені як заміна нікель-кадмієвих акумуляторів.

Переваги:

- Відсутність ефекту запам'ятовування
- Екологічно безпечні.
- Дещо вища ємність в тих же габаритних розмірах, що і в нікель-кадмієвих АКБ.

Недоліки:

- Значно більший саморозряд, ніж в нікель-кадмієвих АКБ.
- Ресурс на рівні 300 циклів заряду-розряду (до 1500 для акумуляторів з низьким саморозрядом).

Зразки даного типу акумуляторів, які застосовувалися б в системах альтернативної енергетики не відомі. Також у вільному доступі відсутній детальний опис промислового зразка даного типу акумулятора з описом його характеристик, як це було зроблено для інших типів АКБ. Через це більш глибоке порівняння даного типу пристроїв з аналогами в межах поточного огляду не здійснювалося.

1.4.4 Літій-іонні АКБ

Перший літій-іонний акумулятор було випущено компанією Sony в 1991 році.

Через підвищення зарядної напруги такі акумулятори можуть займатися, тому їх часто обладнують вбудованими контролерами заряду. В більш складних моделях такі контролери можуть відслідковувати температуру акумулятора, запобігаючи перегріванню, обмежувати струм та глибину заряду. У разі порушення режимів заряду або розряду АКБ може спалахнути чи навіть вибухнути. Гасіння такого типу пожежі є дуже складним, оскільки типові методи (вода, вуглекислотний вогнегасник) реагують з компонентами акумулятора. Тому найоптимальнішим способом подолання такого типу пожежі – блокувати доступ повітря до полум'я. Для даного типу АКБ було запропоновано контролер заряду з використанням нечіткої логіки [84]. Як свідчить моделювання та експериментальні дані, ефективність роботи такої системи підвищується, а час, необхідний на процес заряджання акумулятора, зменшується на 23%

В 2015 році компанія Tesla презентувала свої АКБ для побутового використання у складі систем альтернативної енергетики Tesla Powerwall [85].

В таблиці 1.6 наведено параметри деяких існуючих літій-іонних акумуляторів. Виробник Changhong оснащує свої акумулятори системою керування батареєю (BMS (battery management system)) що забезпечує захист від надмірного заряду, перевантаження за струмом, збір інформації, контроль температури та інше.

Ресурс роботи наведено в кількості циклів заряду-розряду АКБ кількість при 80% розряді.

Порівняння літій-іонних АКБ

Найменування	Напруга, В	Ємність, А*год	Ресурс роботи, р, зарядів	Масогабарити, ДхШхВ, мм кг	Вартість, грн
Changhong 4-2IFP11200328	12,8	100	10+ 1500+	425 * 425 * 90, 15	-
Changhong 15IFP09155225-7	48	140	10+ 1500+	830 * 395 * 315, 100	-
Sony Module IJ1001M	51,2	42	10+ 1500+	215x160x522, 27	38956
Winston WB- LYP60AHA	4	100	3000+	214x179x106 3,5	4300
LG CHEM RESU 3.3	48	63	2000+	452x402x120 31	73189

1.4.5 Літій-залізо-фосфатні АКБ

Головна відмінність літій-залізо-фосфатних АКБ від літій-іонних АКБ полягає в тому, що матеріалом з якого виготовлено катод є літій-залізо-фосфат. В основі роботи лежить електрохімічна реакція літій-залізо-фосфату з карбоном. В таблиці 1.7 наведені параметри декількох таких акумуляторів.

Переваги:

- Незначний саморозряд.
- Не потребують регламентного обслуговування.
- Екологічно безпечні.
- Наявність готових модулів із вбудованими контролерами заряду та BMS.

До недоліків даного типу акумуляторів можна віднести:

- Високу вартість.
- Ефект запам'ятовування.

➤ Зменшення ємності при порушенні температурних умов заряду-розряду.

Таблиця 1.7

Порівняння літій-залізо-фосфатних АКБ

Найменування	Напруга, В	Ємність, А*год	Ресурс роботи, р, зарядів	Масогабарити, ДхШхВ, мм, кг	Вартість, грн
EverExceed EV48100-T	48	100	15+ 3000+	451* 221 * 65, 15	136 240
BLV-12V-105AH	12	105	-	340x270x65, -	2 953
Victron energy 24V/100Ah	24	100	-	592x154x278, 2,6	142 325
Victron energy 24V/60Ah	24	60	-	214x179x106, 3,5	32 263

1.4.6 Параметри для порівняння АКБ.

В якості першого параметру для порівняння різних типів АКБ введемо відношення вартості однієї ампер-години – питому ємнісну вартість A . Значення цього параметру розрахуємо за формулою (1.4):

$$A = \frac{V}{C} \quad (1.4)$$

де V – вартість, грн; C – електрична ємність, А*год. Результати розрахунків даного параметру наведено в таблиці 1.8. Як видно з наведених значень, найбільша вартість однієї ампер-години у деяких моделей літій-іонних та літій-залізо-фосфатних акумуляторів. Проте дані моделі мають низку додаткових особливостей (система BMS, можливість з'єднання в єдину збірку, наявність інтерфейсів RS-232/CAN, контролер заряду та ін.). Найменш дорогими з розглянутих акумуляторів є свинцево-кислотні. Це є наслідком широкої

номенклатури, поширеністю та відносно нижчою технологічною складністю виготовлення.

Таблиця 1.8

Розраховані значення показників А та В

№	Акумулятор	Тип	А, <i>гpn / A* год</i>	В, <i>(A* год) / см³</i>	V, <i>см³</i>
1	Challenger A12-200	AGM	57,39	7,29	27436,3
2	Ventura GPL 12-200	AGM	51,39	6,76	29568,2
3	Leoch DJM 12120	AGM	67,99	20,26	5923,13
4	SIAP PzS 4 APH 420	VRLA	9,50	48,49	8660,52
5	Challenger OPzV2-500	GEL	16,98	28,5	17542,6
6	Ventura VG12-200	GEL	58,64	6,49	30796,3
7	Challenger OPzV2-500	GEL	16,98	28,5	17542,6
7	EverExceed EBH100	NiCd	21,6	16,7	5997,48
8	EverExceed EBL100	NiCd	80	24,29	4117,2
9	Sony Module IJ1001M	Li-ion	927,52	5,6	17956,8
10	Winston WB- LYP60AHA	Li-ion	43	24,6	4060,2
11	LG CHEM RESU 3.3	Li-ion	1161,73	3,1	20502
12	EverExceed EV48100-T	LiFePO4	1362,4	15,43	6478,62
13	BLV-12V-105AH	LiFePO4	28,12	17,57	5976
14	Victron energy 24V/100Ah	LiFePO4	1423,5	3,94	25334,7
15	Victron energy 24V/60Ah	LiFePO4	537,72	14,77	4060,37

Другим параметром для порівняння розглянутих типів акумуляторів проаналізуємо номінальну напругу однієї комірки. Порівняльна діаграма наведена на рисунку 1.10.

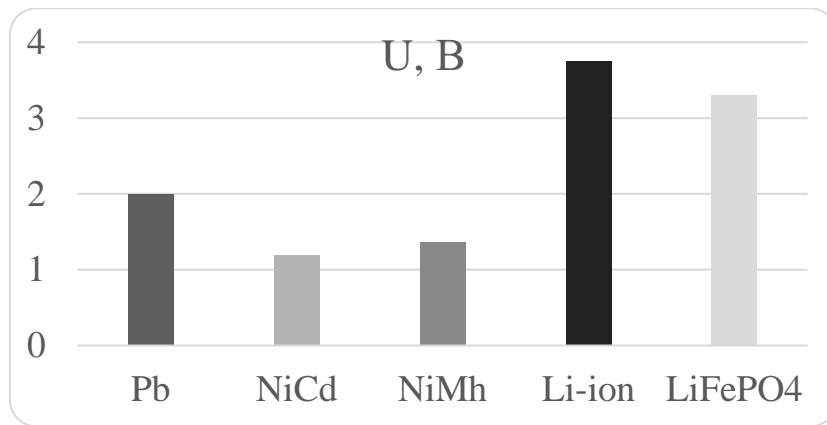


Рисунок 1.10 – Номінальна напруга однієї комірки різних типів АКБ

Як видно з рисунку, найбільшу напругу однієї комірки мають літій-іонні та літій-залізо-фосфатні акумулятори. Це дозволяє обійтись меншою кількістю комірок для одержання тієї ж вихідної напруги елемента або підвищити її.

В якості додаткового параметра для порівняння АКБ різних типів розглянемо об'ємну ємність V – відношення ємності АКБ до її об'єму. Результати розрахунків даних параметрів також наведені в таблиці 6. Як видно з наведених даних, найвищі значення мають свинцево-кислотні акумулятори. Нижчі показники пояснюються тим, що літій-іонні акумулятори мають у своєму складі контролери заряду, систему захисту батареї та інші модулі, окрім власне акумулятора.

За даними таблиці 1.8 було побудовано діаграми що ілюструють співвідношення ємнісної вартості та об'ємної ємності для різних типів АКБ (рисунок 1.11 та рисунок 1.12).

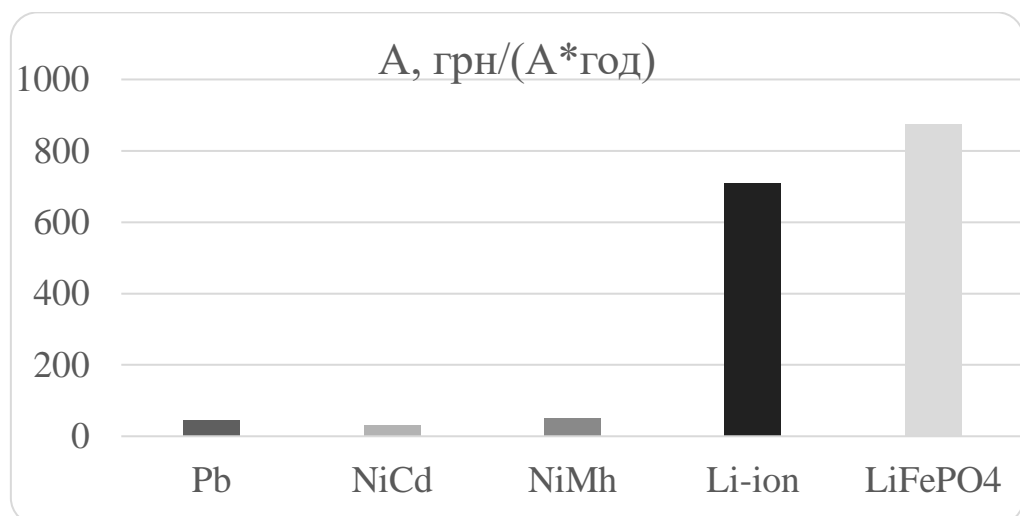


Рисунок 1.11 – Ємнісна вартість АКБ різних типів

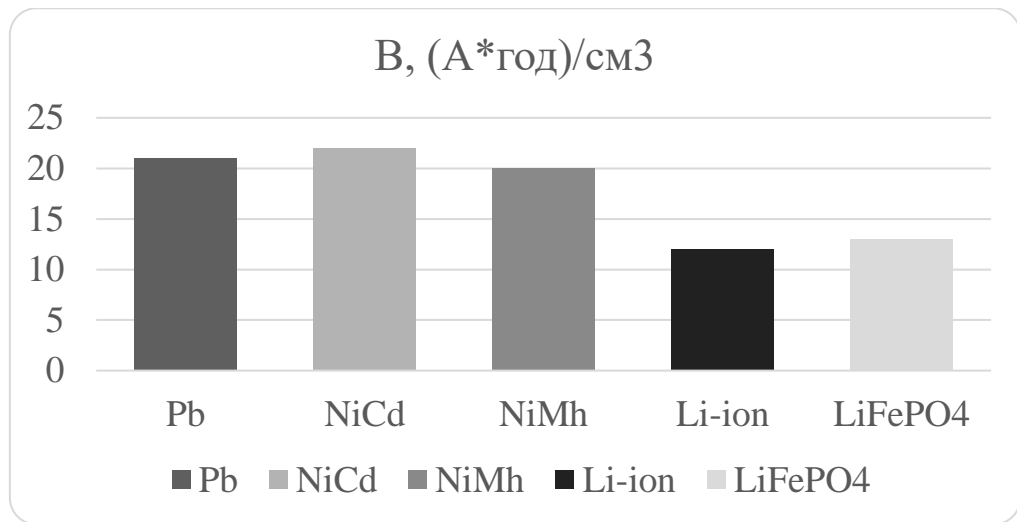


Рисунок 1.12 - Об'ємна ємність АКБ різних типів

В цілому, останній показник не є критичним при виборі акумулятора, оскільки маса та габарити для стаціонарних систем не є настільки значущими, як для бортових систем.

Також важливим критерієм під час вибору АКБ є її ресурс. Як видно з наведених вище даних, всі типи батарей забезпечують досить довгий термін експлуатації в буферному режимі. Стійкість акумуляторів до роботи в режимі розряд-заряд різниться. Так, свинцево-кислотні АКБ більш чутливі до глибоких розрядів та менш стійкі до роботи в режимі розряд-заряд при глибині розряду більше 20%. Інші з розглянутих типів акумуляторів, більш стійкі до такого режиму роботи. Проте в складі автономної системи електроживлення з батареями фотоелектричними перетворювачами АКБ працюватимуть в буферному режимі. Отже, найбільш важливим буде термін експлуатації АКБ.

З-поміж усіх розглянутих моделей найбільший термін використання мають нікель-кадмієві АКБ. Строк експлуатації літєвих батарей сягає 10-15 років, тоді як свинцево-кислотні акумулятори мають цей показник на рівні 12 років. Як видно з наведених показників, свинцево-кислотні акумулятори не надто відстають від більш сучасних та екологічних типів АКБ. А використання типів AGM та GEL дозволяє позбавитись від суттєвих труднощів в експлуатації, що були характерні для моделей з рідким електролітом.

Проаналізувавши наведені вище фактори, можна прийти до висновку, що через найменшу питому ємнісну вартість, задовільну напругу однієї комірки, середнім строком експлуатації на одному рівні з іншими типами АКБ, високу об'ємну ємність, оптимальним варіантом часу для заданого застосування є свинцево-кислотні АКБ. Додатковою перевагою цього типу акумуляторів є їх широка доступність та значний асортимент різноманітних моделей. Такі ж недоліки, як низька екологічність та необхідність регламентного обслуговування, або подолані в сучасних моделях, або є не суттєвими, враховуючи інші переваги. Перспективним також бачиться застосування в складі автономних систем електроживлення на основі фотоелектричних перетворювачів літєвих АКБ, проте їх широке застосування стримується високою вартістю. Саме через це свинцево-кислотні АКБ є найбільш поширеним типом акумуляторів в наявних на світовому ринку готових рішеннях для автономних сонячних електростанцій побутового рівня.

В цілому ж застосування АКБ в складі систем живлення на основі ФЕП окрім очевидних переваг, пов'язаних з можливістю накопичення та зберігання енергії, несе в собі й недоліки. Робота перетворювача з АКБ передбачає певне ускладнення його структури за рахунок введення додаткових ланцюжків що організують процес заряду-розряду та введення в систему керування ланки контролю заряду батареї. До того ж забезпечити зберігання значної кількості електроенергії, що може бути використана в межах домогосподарства, вимагає великої за об'ємом та дорого вартісної збірки з декількох АКБ. Враховуючи високу вартість, значні масогабаритні параметри, ускладнення перетворювача, неможливість накопичувати достатньо енергії для стабільної роботи побутових приладів, додаткові вимоги до обслуговування системи застосування АКБ в якості накопичувального елемента видається недоцільним.

1.5 Висновки до розділу 1

1. За результатами аналізу сучасного стану та основних тенденцій розвитку світової генерації електроенергії виявлено, що найбільш актуальною є

проблема оптимізації масогабаритних параметрів перетворювачів та їх здешевлення.

2. Запропоновано універсальну систему критеріїв оцінки масогабаритних та вартісних параметрів комерційних перетворювачів, що використовуються в системах на основі ФАП.

3. За результатами порівняння існуючих та перспективних топологій, найбільш перспективною для подальшого дослідження та модифікації визначено топологію імпульсного перетворювача з ланцюжком розгортки. Перевагами даної топології є: менша кількість напівпровідникових компонентів, нижчі вимоги до транзисторів повно-мостової схеми, менша енергія накопичена в індуктивних елементах.

4. На основі аналізу наявних даних про властивості та технічні особливості сучасних АКБ було обґрунтовано недоцільність їх застосування як елемента системи через комплекс негативних особливостей пов'язаних з високою вартістю, необхідністю додаткового обслуговування та загальне ускладнення системи.

РОЗДІЛ 2

ЗАПРОПОНОВАНІ РІШЕННЯ ІМПУЛЬСНОГО ІНВЕРТОРА З ЧЕРГУВАННЯМ ФАЗ ТА ЛАНЦЮЖКОМ РОЗГОРТКИ

Як було зазначено у висновках до розділу 1, перспективними методами оптимізації масогабаритних параметрів перетворювача є застосування ланцюжка розгортки, схеми на основі паралельної структури з чергуванням фаз та ланцюжком активної фільтрації. Детальний аналіз ефективності кожного з запропонованих рішень буде виконано у даному розділі за допомогою математичного та імітаційного моделювання.

2.1 Порівняльний аналіз інвертора на основі паралельної структури чергування фаз, імпульсною ланкою та ланцюжком активної фільтрації

Одним з можливих підходів до зменшення об'єму, вартості та маси індуктивних елементів схеми разом з вагою радіатора є застосування структури на основі паралельного чергування фаз.

Він складається з трьох основних функціональних частин. Кожна з яких буде детально розглянута далі.

Запропоноване рішення порівнюється з класичним - імпульсним мостовим інвертором з ланцюжком активної фільтрації. Обидві схеми представлені на рисунку 2.1 де запропоноване рішення виділено червоним кольором, а класичне - чорним. Обидва варіанти включають три подібних функціональних блоки.

Запропоноване рішення містить імпульсний перетворювач що виконує функцію регулювання вхідної напруги. Для моделювання обраний перетворювач з двома паралельними котушками індуктивності. Застосування двох паралельних ланок імпульсного перетворювача раніше неодноразово застосовувалось в перетворювачах різних типів, наприклад – в електрозварювальних інверторах [86]. Даний клас пристроїв є специфічним та вимогливим не тільки до характеристик перетворювача, а й до цілої низки фізичних особливостей реалізації окремих вузлів [87].

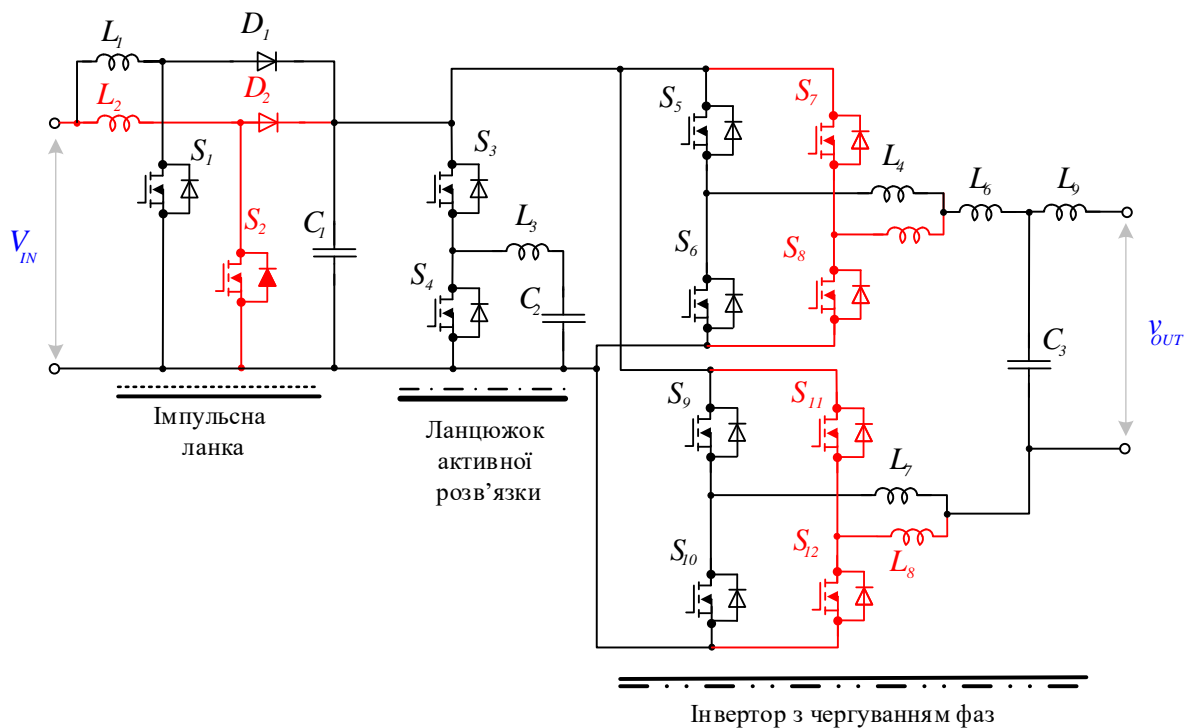


Рисунок 2.1 – Інвертор на основі структури з паралельним чергуванням фаз, імпульсною ланкою та ланцюжком активної фільтрації

Робота цієї схеми заснована на накопиченні енергії в котушці індуктивності та передачі цієї енергії до навантаження. Алгоритм системи керування ключами забезпечує стабілізацію вихідної напруги. Оскільки входним джерелом є послідовно з'єднані фотоелектричні панелі, входна напруга може змінюватися в широкому діапазоні, а вихідна змінна напруга інвертора повинна бути стабільною.

Схема активної фільтрації виконує функцію згладжування пульсацій. Принципи роботи, засновані на накопиченні та передачі енергії в пасивному LC-ланцюзі для компенсації пульсації напруги на вході інвертора. Детальніше методи оптимізації параметрів активних фільтрів розглянуті в [88].

Інвертор забезпечує перетворення енергії постійного струму в енергію змінного струму мережі. Вибране для розгляду рішення представлене інвертором підключеним до мережі з паралельним чергуванням фаз. Основна особливість цього типу інвертора полягає в використанні двох мостових схем для однофазної системи.

Ключі S_5 , S_6 і ключі S_7 , S_8 працюють з фазовим зсувом сигналів керування. Значенням цього зсуву дорівнює половині періоду сигналу перемикавання. Це

дозволяє зменшити струм в кожному ключі та котушці індуктивності. Струм навантаження є сумою струмів в двох паралельних ланках.

Основними перевагами запропонованої схеми є: нижчий струм в котушках індуктивності та ключах, менші та дешевші пасивні компоненти та ключі, нижчі втрати в пасивних елементах. Основними недоліками є: складна система керування, більша кількість ключів. Розрахунок вихідних елементів LCL-фільтра проводився з врахуванням пульсацій напруги та струму за методикою запропованою в [89].

В запропонованій схемі індуктивності L_1 та L_2 є однаковими. Вхідний струм I_L (2.1) імпульсного перетворювача можна розрахувати знаючи вхідні напругу V_{in} та вихідну потужність P_{Boost_out} , за умови що ККД імпульсної ланки більше 90%.

$$I_L = \frac{P_{Boost_out}}{V_{in}}. \quad (2.1)$$

Пульсації струму в індуктивності ΔI_L можна виразити за допомогою виразу (2.2) де T_s період комутації.

$$\Delta I_L = \int_0^{T_s \cdot \gamma} \frac{di_L}{dt} dt = \int_0^{T_s \cdot \gamma} \frac{V_{in}}{L} dt = \frac{V_{in}}{L} \cdot T_s \cdot \gamma. \quad (2.2)$$

Номінал індуктивності може бути виражений за допомогою коефіцієнта пульсацій струму в індуктивності K_L , виходячи з виразів (2.1) та (2.2)

$$K_L = \frac{\Delta I_L}{I_L} = \frac{V_{in}}{L \cdot P_{Boost_out}} \cdot T_s \cdot \gamma. \quad (2.3)$$

З виразу (2.3) можна одержати співвідношення для розрахунку пульсацій струму в індуктивності.

$$\Delta I_L = \frac{V_{PL}^2}{4 \cdot P_{Boost_out} \cdot f_s \cdot K_L}. \quad (2.4)$$

де $V_{PL} = 2 \cdot V_{in}$, f_s – частота комутації.

Звідси виразимо номінали котушок індуктивності, що містяться в імпульсному перетворювачі (2.5).

$$L_1 = L_2 = L \cdot \frac{8 \cdot V_{in}^2 \cdot (V_{PL} - V_{in})}{V_{PL}^3}. \quad (2.5)$$

Напругу на конденсаторі C_1 можна описати виходячи з вхідної напруги за допомогою виразу (2.6)

$$V_{C1} = \frac{V_{dc}}{2} = \frac{V_{PL}}{2}. \quad (2.6)$$

Пульсації напруги на конденсаторі C_1 описуються виразом (2.7):

$$\Delta V_C = \int_0^{T_S \cdot \gamma} i_c(t) dt = \frac{P_{Boost_out}}{V_{DC} \cdot V} T_S \cdot \gamma. \quad (2.7)$$

Індуктивність імпульсного перетворювача може бути отримана з виразу (2.8) для коефіцієнту пульсацій напруги на конденсаторі K_C , з виразів (2.6) та (2.7).

$$K_C = \frac{\Delta V_C}{V_C} = \frac{2 \cdot P_{Boost_out}}{C \cdot 2 \cdot V_{DC} \cdot f_S} \cdot T_S \cdot \gamma. \quad (2.8)$$

З виразу для коефіцієнта пульсацій виразимо ємність конденсатора, враховуючи що $V_{PL} = 2 \cdot P_{in}$,

$$C = \frac{2 \cdot P_{Boost_out}}{K_C \cdot V_{PL}^2 \cdot f_S}. \quad (2.9)$$

Для обраної схеми було одержано вирази для розрахунку пасивних елементів та розраховано їх значення, таблиця 2.1.

Було виконано імітаційне моделювання, за результатами якого одержано діаграми струмів. Серед них: діаграма, що ілюструє співвідношення вхідного струму, та струму в індуктивності імпульсного перетворювача рисунок 2.2 та діаграма, що ілюструє співвідношення струмів в котушках індуктивності вихідного фільтру та струм навантаження рисунок 2.3.

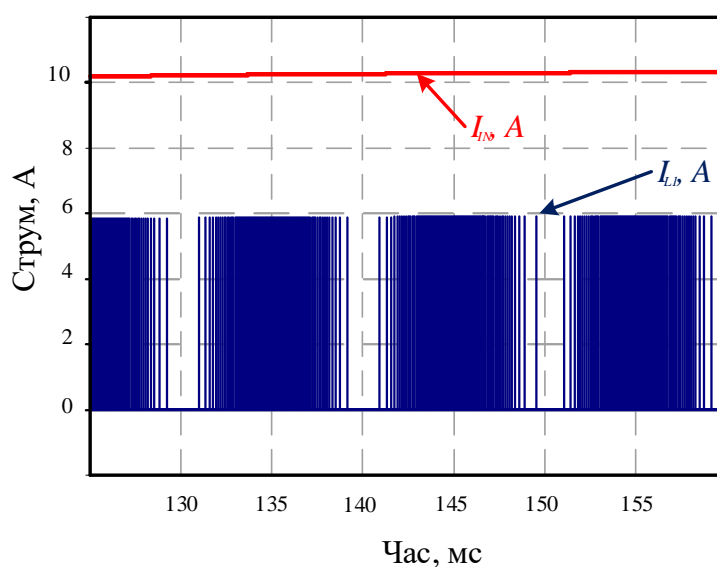


Рисунок 2.2 – Діаграма струму в індуктивності та вхідного струму

Номінали пасивних компонентів для обох порівнюваних топологій

Елемент	Номінал	
	Запропоноване рішення	Класичне рішення
C_1	1.6 мкФ	
C_2	150 мкФ	
C_3	0.66 мкФ	10.0 мкФ
L_1, L_2	1.54 мГн	3.24 мГн
L_3	5 мГн	
L_4, L_5, L_7, L_8	1.2 мГн	2.4 мГн
L_6	66 мкГн	
L_9	20 мкГн	

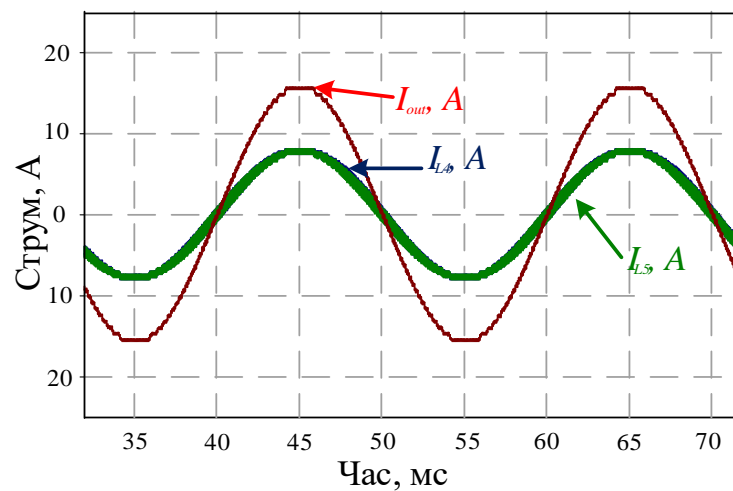


Рисунок 2.3 – Діаграма струмів в котушках індуктивності фільтру та вихідного струму

Об'єм осердя індуктора Vol_L , а також об'єм конденсатора Vol_c можна оцінити на основі максимальної накопиченої енергії.

$$Vol_c \cong W_c \sum_{i=1}^{N_c} C_i \cdot \widehat{v_{C_i}^2}, \quad (2.10)$$

$$Vol_L \cong W_l \sum_{i=1}^{N_L} L_i \cdot \widehat{i_{L_i}^2}. \quad (2.11)$$

де L_i та C_i – значення i -ї індуктивності та ємності, N_L – кількість котушок індуктивності, N_C – кількість конденсаторів, i_L — піковий струм індуктора, v_c — пікова напруга на конденсаторі. Крім того, введемо відносні втрати провідності, які не залежать від вибору напівпровідників. Відносні втрати провідності пропорційні квадрату струму в ключі.

У результаті загальні втрати на провідності P_{CON} можна розрахувати як:

$$P_{CON} \cong \sum_{i=1}^{N_S} \widetilde{i_{S_i}^2} \cdot R_{ds_on}. \quad (2.12)$$

Нарешті, ми можемо оцінити загальну постійну напругу TVS на напівпровідниках:

$$TVS \cong \sum_{i=1}^{N_S} \widehat{V_{S_i}}. \quad (2.13)$$

На основі вищезазначених пунктів було забезпечено однакові умови для всіх розглянутих топологій у середовищі PSIM за умов, які наведено вище. Дані, отримані в результаті імітаційного моделювання інвертора з паралельною структурою чергування фаз, імпульсною ланкою та ланцюжком активної фільтрації та рішення що не містить паралельної структури наведено кількісно в таблиці 2.2. Таблиця містить як виміряні напругу значення, так і розраховані на основі даних моделювання.

Значення об'єму осердя кожного окремого індуктора $Vol_{L1} - Vol_{L3}$ розраховані для окремих котушок індуктивності та сумарно для всіх елементів в перетворювачі Vol_L згідно виразу (2.11). Об'єм окремих конденсаторів $Vol_{c1} - Vol_{c3}$, що входять в дану топологію перетворювача та сумарний їх об'єм Vol_c розраховані згідно виразу (2.10). Сумарне падіння напруги на транзисторах TVS розраховувалось згідно виразу (2.13), а сумарні втрати на провідність P_{CON} згідно виразу (2.12)

Таблиця 2.2

Результати моделювання та розрахунку параметрів імпульсного перетворювача з паралельною структурою та ланцюжком розгортки у порівнянні з класичним рішенням

Параметр	Класичне рішення	Нове рішення	Параметр	Класичне рішення	Нове рішення
$Vol_{C1}, Дж$	$9,86E+01$	$9,86E+01$	$P_{CON1}, Вт$	4,19491	2,0971344
$Vol_{C2}, Дж$	8,37	$7,53E-05$	$P_{CON2}, Вт$	0	2,0971344
$Vol_{C3}, Дж$	$3,34E-02$	$3,34E-02$	$P_{CON3}, Вт$	0,00576	0,0057616
$Vol_C, Дж$	$1,07E+02$	$9,86E+01$	$P_{CON4}, Вт$	0,00104	0,0010368
$Vol_{L1}, Дж$	0,165978	0,032934	$P_{CON5}, Вт$	3,86623	0,5329
$Vol_{L2}, Дж$	$1,1E-09$	0	$P_{CON6}, Вт$	4,08304	0,541696
$Vol_{L3}, Дж$	0,302675	0,036342	$P_{CON7}, Вт$	4,08304	0,498436
$Vol_{L4}, Дж$	0,201954	0,193792	$P_{CON8}, Вт$	4,11719	0,538756
$Vol_{L6}, Дж$	0,018986	0,018357	$P_{CON9}, Вт$	0	0,541696
$Vol_{L9}, Дж$	$3,03E-01$	0,040656	$P_{CON0}, Вт$	0	0,541696
$Vol_L, Дж$	0,992268	0,464045	$P_{CON11}, Вт$	0	0,541696
$V_{S1}, В$	351	351	$P_{CON12}, Вт$	0	0,541696
$V_{S2}, В$	0	351	$P_{CON}, Вт$	20,3512	6,8545512
$V_{S3}, В$	336	336	$V_{S9}, В$	0	336
$T_{S4}, В$	336	336	$V_{S10}, В$	0	336
$V_{S5}, В$	336	336	$V_{S11}, В$	0	336
$V_{S6}, В$	336	336	$V_{S12}, В$	0	336
$V_{S7}, В$	336	336	$TVS, В$	2367	4062
$V_{S8}, В$	336	336			

Як можна побачити, паралельна структура чергування фаз забезпечує зменшення струму в кожній з ланок в понад два рази. Для порівняння енергії в пасивних компонентах та статичних втрат побудовано діаграму, що показана на рисунку 2.4 для обох розглянутих топологій. Синім кольором позначено класичне рішення у вигляді мостового інвертора з імпульсною ланкою та активним фільтром, червоним кольором – запропоноване рішення з паралельною структурою чергування та активним фільтром.

З діаграми видно зменшення енергії в котушках індуктивності на понад 30%, зменшення статичних втрат та збільшення сумарного падіння напруги на напівпровідниках. Отже, запропоноване рішення здатне забезпечити зменшення

габаритів та вартості пасивних компонентів та видається перспективним. Хоча в той же час застосування підходу з чергуванням фаз призводить до збільшення кількості компонентів схеми вдвічі.

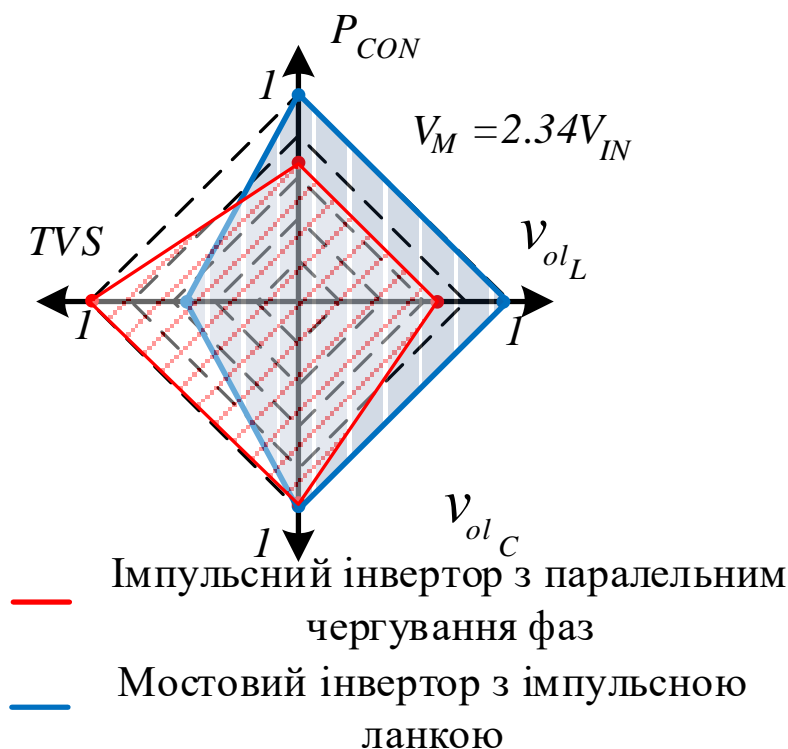


Рисунок 2.4 – Порівняльний аналіз запропонованого та класичного рішення

2.2 Порівняльний аналіз ефективності застосування паралельної структури чергування фаз для інвертора з ланцюжком розгортки

Ефективність застосування ланцюжка розгортки як частини імпульсного інвертора з точки зору зменшення енергії в пасивних компонентах обговорювалась у [90], [91]. Сімейство пропонованих топологій було розглянуто в розділі 1.3. Перша топологія є найбільш перспективним рішенням для фотоелектричного застосування і показана на рисунку 2.5.

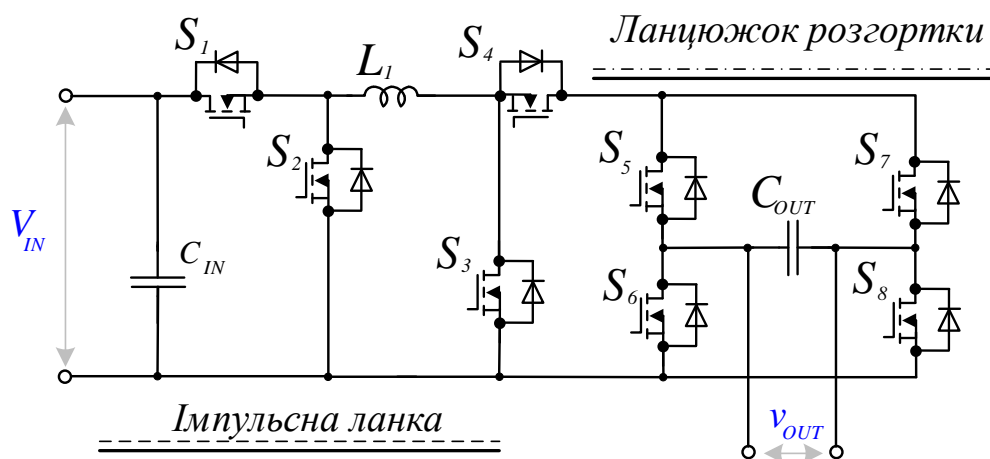


Рисунок 2.5 – Інвертор з імпульсною ланкою та ланцюжком розгортки

Ще одним методом зменшення розміру пасивних компонентів є використання підходу на основі паралельної структури чергування фаз [92] - [97]. У загальному випадку цей метод передбачає використання двох паралельних схем з фазовим зсувом керуючих сигналів. Головною перевагою такого підходу є зменшення струму через кожен окремий компонент. А це дозволяє зменшити пасивну складову втрати енергії в транзисторах, яка пропорційна струму та розмірам.

Основними недоліками цієї топології є більша кількість пасивних та активних компонентів, більш високе падіння напруги на активних компонентах, більш складний метод управління.

Незважаючи на ці недоліки, топологія на основі паралельної структури чергування фаз представляє великий інтерес, оскільки дозволяє зменшити енергію в котушках індуктивності на 40-60%, а загальні втрати на провідність зменшити на 15-25%.

Вибране рішення - це модифікований інвертор з ланцюжком розгортки, та використанням підходу на основі паралельної структури чергування фаз. Імпульсний перетворювач складається з ключів $S_1 - S_8$ та котушок індуктивності L_1 , L_2 . Паралельна схема представлена перемикачами S_2 , $S_4 - S_6$ та котушкою індуктивності L_2 , позначена червоним кольором на рисунку 2.6.

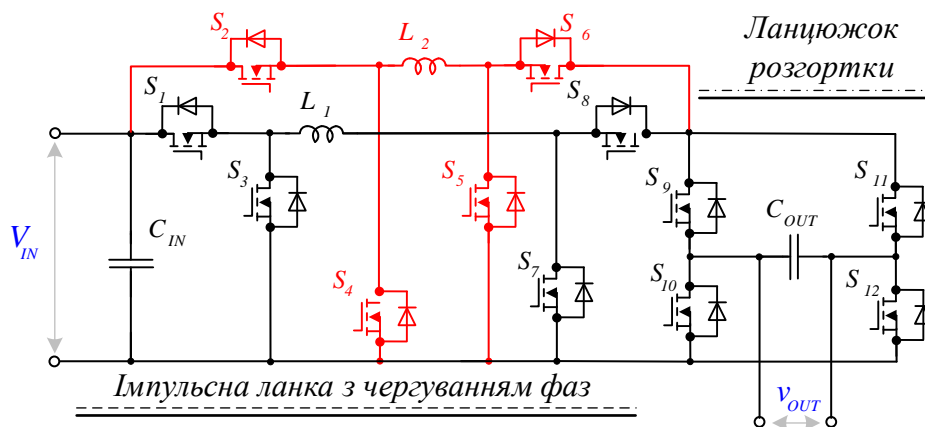


Рисунок 2.6 – Інвертор з імпульсною ланкою та ланцюжком розгортки на основі паралельної структури чергування фаз

Ключі S_1, S_2 забезпечують режим зниження напруги. Режим підвищення забезпечується ключами S_5 і S_7 . Мостова схема забезпечує зміну полярності напруги на виході інвертора.

Ця схема поєднує в собі переваги обох рішень. Головною особливістю є зменшення енергії в котушках індуктивності за рахунок зменшення струму для кожної окремої індуктивності. Також очікується, що втрати на провідність у ключах будуть зменшені, оскільки струм одного ключа зменшиться. Очевидним недоліком цього підходу є збільшення кількості ключів, збільшення падіння напруги на активних компонентах.

Струм крізь індуктивність можна виразити виходячи з відомих потужності, вхідної та вихідної напруги для режиму підвищення (2.14) та зниження напруги (2.15)

$$I_{L1} = \frac{2 \cdot P}{V_{OUT}} \quad (2.14)$$

$$I_{L1} = \frac{2 \cdot P}{V_{in}} \quad (2.15)$$

У випадку ж схеми з чергуванням фаз та двома паралельними ланками струм крізь індуктивності визначатиметься співвідношенням 2.16 для режиму підвищення напруги та 2.17 для режиму зниження напруги.

$$I_{L1} = I_{L2} = \frac{P}{V_{OUT}} \quad (2.16)$$

$$I_{L1} = I_{L2} = \frac{P}{V_{in}} \quad (2.17)$$

Стратегія проектування основних компонентів була описана в [98]. Вона включає два випадки: режими з підвищенням та зниженням напруги. Початковими умовами були наступні: діапазон вхідної напруги $V_{IN} = 100 - 450$ В, пікова вихідна напруга $V_M = 325$ В, частота комутації $f = 64$ кГц, вихідна потужність $P = 1$ кВт. Пульсація напруги на конденсаторах $K_C < 10\%$, пульсації струму в котушках індуктивності $K_L < 20\%$.

В процесі розрахунку виходимо з передумови, що ефективність перетворювача близька до 100 відсотків, тоді:

$$P_{OUT} = P = P_{IN}. \quad (2.18)$$

Виходячи з того, що частота комутації напівпровідникових ключів досить висока, та середнє значення струму за один період комутації змінюється в часі, пульсації струму в індуктивності схеми з ланцюжком розгортки в режимі зниження напруги можна описати як:

$$\Delta I_L = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{2 \cdot L_1} \cdot D_{S1} \cdot T_S, \quad (2.19)$$

де T_S – період комутації, D_{S1} - коефіцієнт заповнення імпульсів керування транзистора S_1 .

$$D_{S1} = \frac{v_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{V_M \cdot \sin(\varphi)}{V_{IN}}. \quad (2.20)$$

Коефіцієнт пульсацій струму в індуктивності визначається співвідношенням (2.21)

$$K_L = \frac{2 \cdot \Delta i_L}{I_{L1}}. \quad (2.21)$$

З виразу 2.21 можна одержати співвідношення для розрахунку номіналу індуктивності в схемі з ланцюжком розгортки.

$$L_1 = \frac{V_{IN} - V_{OUT} \cdot \sin(\varphi)}{2 \cdot P \cdot V_{IN} \cdot K_L \cdot f_S} \cdot V_{OUT}^2 \cdot \sin(\varphi). \quad (2.22)$$

У випадку схеми з чергуванням фаз вираз для номіналу індуктивності в режими зниження напруги (2.32) та підвищення напруги (2.24) матимуть наступний вигляд.

$$L_1 = L_2 = \frac{(V_{IN}^2 - V_{OUT} \cdot \sin(\varphi)) \cdot D}{K_L \cdot f_s} \quad (2.23)$$

$$L_1 = L_2 = \frac{V_{OUT} \cdot V_{IN}}{2 \cdot K_L \cdot f_s \cdot P} \quad (2.24)$$

Було одержано вирази для розрахунку основних елементів схеми, таблиця 2.3.

Таблиця 2.3

Основні співвідношення для порівнюваних схем

Параметр	Інвертор з імпульсною ланкою та ланцюжком розгортки		Інвертор з імпульсною ланкою та ланцюжком розгортки на основі паралельної структури чергування фаз			
	Buck	Boost	Buck		Boost	
Коефіцієнт заповнення	$\frac{V_M \cdot \sin(\varphi)}{V_{IN}}$	$\frac{V_M \cdot \sin \sin(\varphi) - V_{IN}}{V_M \cdot \sin \sin(\varphi)}$	$0 \leq D \leq \frac{T_s}{2}$	$\frac{T_s}{2} \leq D \leq T_s$	$0 \leq D \leq \frac{T_s}{2}$	$\frac{T_s}{2} \leq D \leq T_s$
Δi_L	$\frac{V_{IN} - V_M \cdot \sin(\varphi)}{2 \cdot L_1 \cdot f_s}$	$\frac{V_{IN}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot D$	$\frac{V_{IN} - V_M \cdot \sin \sin(\varphi)}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot D$		$\frac{V_{IN}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot D$	
ΔV_{OUT}	$\frac{\Delta i_L}{8 \cdot C_1 \cdot f_s}$	$\frac{P \cdot \sin(\varphi)}{C_1 \cdot V_M} \cdot D$	$\frac{P \cdot \sin(\varphi)}{8 \cdot C_1 \cdot f_s} \cdot (1 - \frac{1}{2 \cdot (1-D)})$	$\frac{P \cdot \sin(\varphi)}{8 \cdot C_1 \cdot f_s} \cdot (1 - \frac{1}{2 \cdot D})$	$\frac{P \cdot \sin(\varphi)}{V_M \cdot C_1 \cdot f_s} \cdot D$ $\cdot 2 \cdot V_{IN} (1 - V_M \cdot \sin(\varphi))$	$\frac{P \cdot \sin(\varphi)}{V_M \cdot C_1 \cdot f_s} \cdot \frac{2D - 1}{2}$

Результати моделювання отримані у версії PSIM 11.1 для загальних початкових параметрів для режимів підвищення та зниження напруги для обох схем.

Було одержано діаграми струму та напруги для обох схем у випадках коли вхідна напруга нижча за вихідну та вища. Діаграми для інвертора з імпульсною ланкою та ланцюжком розгортки наведено на рисунках 2.7-2.9. Рисунок 2.7 демонструє співвідношення вхідної та вихідної напруги для двох режимів роботи схеми.

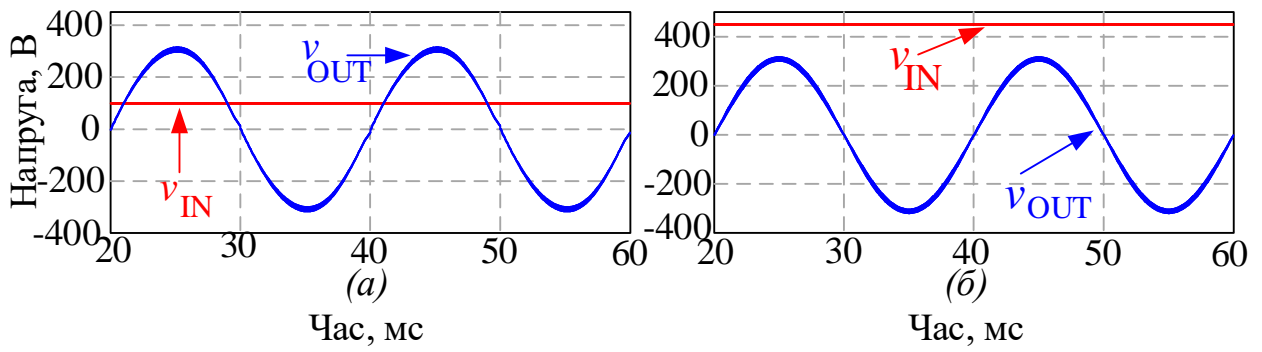


Рисунок 2.7– Діаграма вхідної та вихідної напруги для режиму підвищення (а) та зниження напруги (б)

Струм крізь індуктивність для режиму підвищення напруги рисунок. 2.8 (а) буде наближатися до вхідного струму перетворювача якісно та кількісно. У випадку ж режиму зниження напруги рисунок 2.8 (б) вхідний струм крізь котушку індуктивності містить пульсації амплітудою понад 1 А.

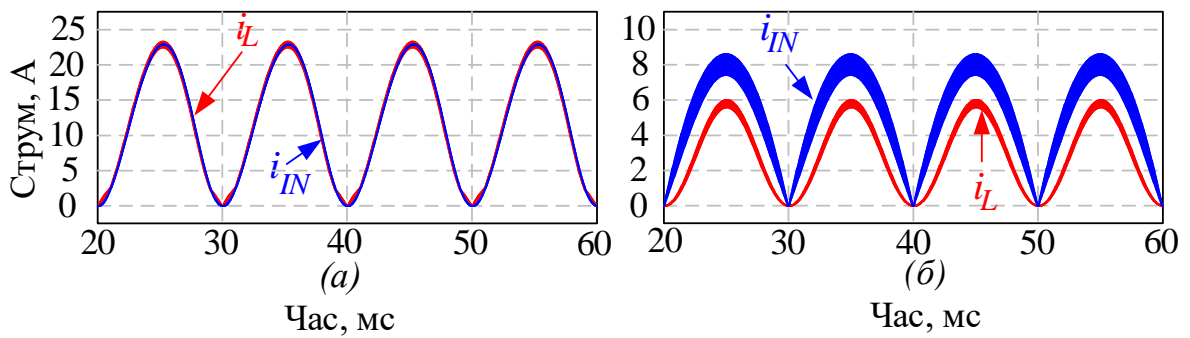


Рисунок 2.8 – Діаграма вхідного струму та струму у індуктивності для режиму підвищення (а) та зниження напруги (б)

Рисунок 2.9 демонструє співвідношення пульсацій вхідного струму та струму крізь індуктивність для режиму підвищення напруги рисунок 2.9 (а) та режиму зниження напруги рисунок 2.9 (б).

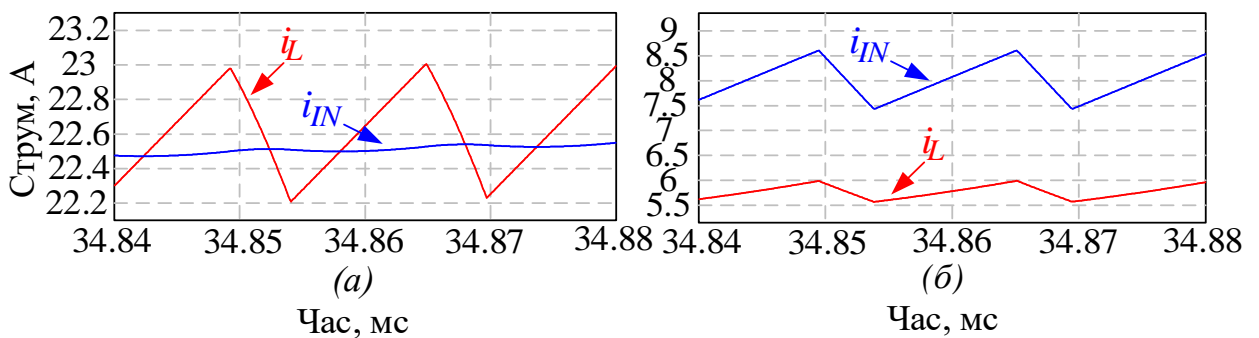


Рисунок 2.9 – Діаграма вхідного струму та пульсацій струму у індуктивності для режиму підвищення (а) та зниження напруги (б)

Діаграми роботи інвертора з паралельною стриктурою, представлені на рисунку 2.10-2.12. Для більшої наочності на рисунку 2.11 показано струм лише в одній з двох паралельних котушок індуктивності, оскільки струми відрізняються лише величиною фазового зсуву. На рисунку 2.10 (б) – с представлені результати, що відповідають режиму зниження напруги, рисунок 2.10 (а) відповідає режиму підвищення напруги.

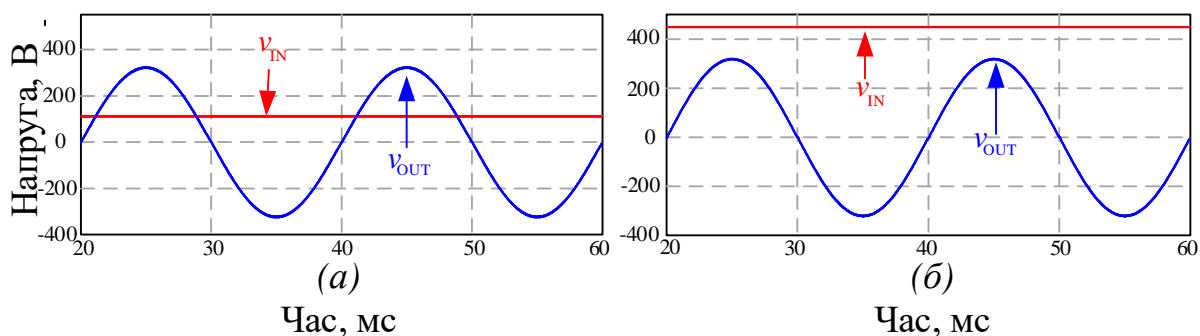


Рисунок 2.10 – Діаграма вхідної та вихідної напруги для режиму підвищення (а) та зниження напруги (б)

Як видно з рисунку 2.11, у режимі зниження напруги значно зростають пульсації струму в індуктивності, рис. 2.11 (б) і перевищують 2 А. Більш детально пульсації показані на рисунку 2.12 (а) для режиму підвищення напруги, та на рисунку 2.12 (б) для режиму зниження напруги.

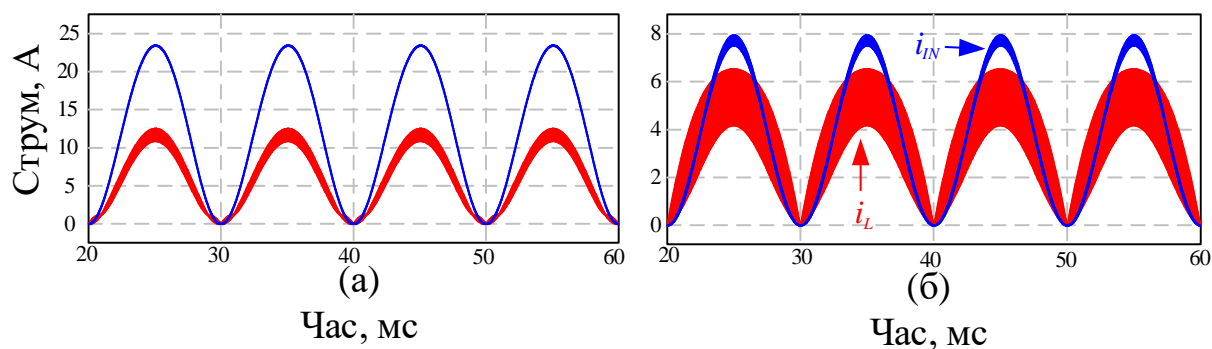


Рисунок 2.11 – Діаграма вхідного струму та струму у індуктивності для режиму підвищення (а) та зниження напруги (б)

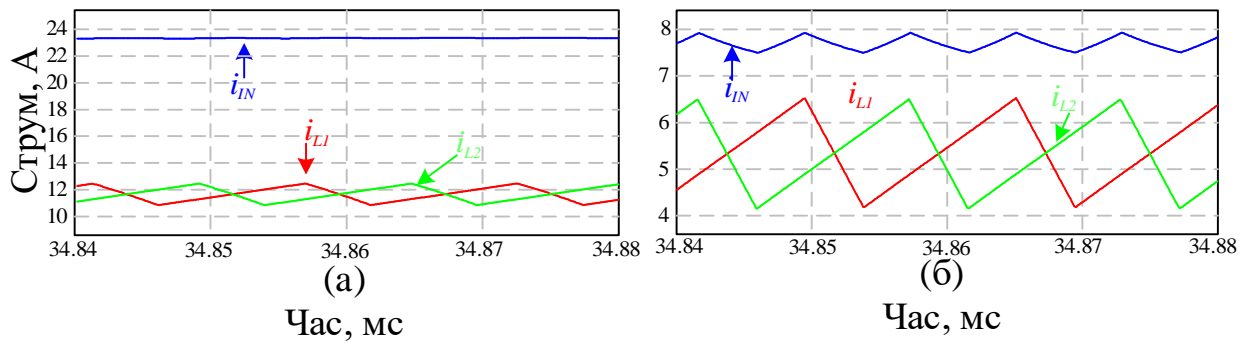


Рисунок 2.12 – Діаграма вхідного струму та пульсацій струму у котушках індуктивності для режиму підвищення (а) та зниження напруги (б)

Слід окремо відзначити що збільшення амплітуди пульсацій струму в паралельних котушках індуктивності не призводить до збільшення пульсацій вихідної напруги та вхідного струму.

Отримані в ході імітаційного моделювання дані кількісно представлені в таблиці 2.4 для роботи перетворювача в режимі підвищення вхідної напруги. Комплекс розглянутих параметрів в цілому аналогічний до представлених в таблиці 2.3 та включає: об'єм конденсаторів Vol_C , об'єм осердя котушок індуктивності Vol_L , падіння напруги на транзисторах V_S та сумарну постійну напругу на напівпровідникових компонентах TVS а також втрати на провідність P_{CON} .

Результати імітаційного моделювання для режиму підвищення напруги наведені в таблиці 2.5. Таблиця організована аналогічно до таблиці 2.4 та містить ті ж самі чисельні параметри. Всі значення в таблицях 2.4 та 2.5 є абсолютними та розраховані за результатами імітаційного моделювання. Відсоткові співвідношення між основними величинами для класичного та запропонованого рішення також були розраховані та графічно представлені на рисунку 2.13.

Таблиця 2.4

Результати моделювання топології з паралельною структурою чергування фаз імпульсної ланки та ланцюжком розгортки в режимі підвищення напруги

Параметр	Класичне рішення	Нове рішення	Параметр	Класичне рішення	Нове рішення
$Vol_{C1}, Дж$	$1,62E+01$	$1,58E+01$	$P_{CON1}, Вт$	0,027973	0,007886809
$Vol_{C2}, Дж$	0	0	$P_{CON2}, Вт$	0,023702	0,007886809
$Vol_{C3}, Дж$	0	0	$P_{CON3}, Вт$	$2,02E-11$	0,009420685
$Vol_C, Дж$	$1,62E+01$	$1,58E+01$	$P_{CON4}, Вт$	0,051673	0,009420685
$Vol_{L1}, Дж$	0,005189936	0,000859471	$P_{CON5}, Вт$	0,026415	$4,68245E-12$
$Vol_{L2}, Дж$	0	0,000859471	$P_{CON6}, Вт$	0,026415	$4,68245E-12$
$Vol_{Lin}, Дж$	$1,33054E-06$	$2,42422E-08$	$P_{CON7}, Вт$	0,026415	0,011682478
$Vol_{Lout}, Дж$	0,000191657	0,000142504	$P_{CON8}, Вт$	0,026415	0,011682478
$Vol_L, Дж$	0,005382924	0,00186147	$P_{CON9}, Вт$	0	0,026414582
$V_{S1}, В$	500,92	294,94838	$P_{CON10}, Вт$	0	0,026414582
$V_{S2}, В$	1,00001	294,94838	$P_{CON11}, Вт$	0	0,026414582
$V_{S3}, В$	324,622	204,95615	$P_{CON12}, Вт$	0	0,026414582
$V_{S4}, В$	1,00001	204,95615	$P_{CON}, Вт$	0,209006	0,163638274
$V_{S5}, В$	323,57	204,95615	$V_{S9}, В$	0	319,66239
$V_{S6}, В$	323,57	204,95615	$V_{S10}, В$	0	319,66239
$V_{S7}, В$	323,57	114,7899	$V_{S11}, В$	0	319,66239
$V_{S8}, В$	323,57	114,7899	$V_{S12}, В$	0	319,66239
			$TVS, В$	1756,19	1987,5137

Результати розрахунку порівняльних параметрів, представлені на рисунку 2.13. Він включає дві схеми для обох режимів. Схема з паралельною структурою має перевагу у втратах в котушках індуктивності та на провідність ключів. Енергія конденсаторів майже еквівалентна для двох режимів і рішень. Тільки при падінні напруги на напівпровідниках класичне рішення має перевагу.

В середньому енергія індуктивності в схемі з паралельною структурою нижча, ніж у класичному випадку, на 67%. Середні втрати провідності для обох режимів нижчі у випадку паралельної структури на 42%.

Результати моделювання топології з паралельною структурою чергування фаз імпульсної ланки та ланцюжком розгортки в режимі зниження напруги

Параметр	Класичне рішення	Нове рішення	Параметр	Класичне рішення	Нове рішення
Vol_{C1} , Дж	$1,65E-02$	$3,07E-01$	P_{CON1}	$0,493837$	$1,63E-01$
Vol_{C2} , Дж	0	0	P_{CON2}	$8,66E-05$	$0,163227474$
Vol_{C3} , Дж	$1,52E-02$	$1,52E-02$	P_{CON3}	$0,3641$	$0,000234059$
Vol_C , Дж	$3,17E-02$	$3,22E-01$	P_{CON4}	$0,129824$	$0,000234059$
Vol_{L1} , Дж	$0,015523412$	$0,002239657$	P_{CON5}	$0,064878$	$0,118006939$
Vol_{L2} , Дж	0	$0,002239657$	P_{CON6}	$0,066231$	$0,118006939$
Vol_{Lim} , Дж	$9,12649E-07$	$9,12649E-07$	P_{CON7}	$0,066231$	$0,045455118$
Vol_{Lout} , Дж	$2,25E-04$	$3,12E-04$	P_{CON8}	$0,064878$	$0,045455118$
Vol_L , Дж	$0,015749501$	$0,004792175$	P_{CON9}	0	$0,064810365$
V_{S1} , В	$0,20156$	$0,1364272$	P_{CON10}	0	$0,064810365$
V_{S2} , В	$71,2234$	$0,1364272$	P_{CON11}	0	$0,064810365$
V_{S3} , В	$337,714$	$71,255079$	P_{CON12}	0	$0,064810365$
V_{S4} , В	$1,00006$	$71,255079$	P_{CON}	$1,250065$	$0,913$
V_{S5} , В	$336,512$	$0,1364281$	V_{S9}	0	$307,43308$
V_{S6} , В	$336,512$	$0,1364281$	V_{S10}	0	$307,43308$
V_{S7} , В	$336,512$	$307,36275$	V_{S11}	0	$307,43308$
V_{S8} , В	$336,512$	$307,36275$	V_{S12}	0	$307,43308$
			TVS , В	$1756,19$	$1987,5137$

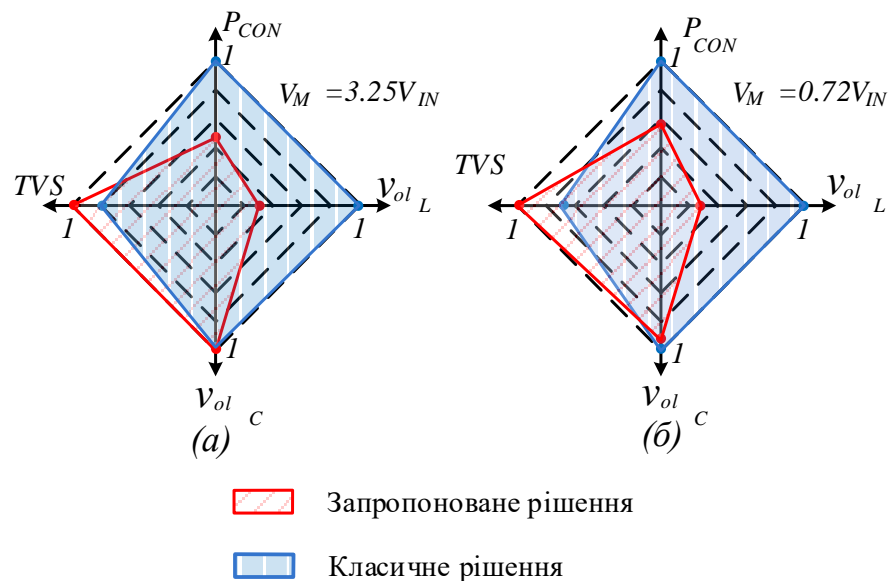


Рисунок 2.13 – Порівняльний аналіз схеми з паралельним чергуванням фаз для режиму підвищення напруги (а) та зниження напруги (б)

Що стосується кожного окремого параметра для паралельної схеми, втрати на провідність у режимі зниження нижчі, ніж у режимі підсилення напруги майже на 5%. Енергія в котушках індуктивності знижується, ніж при підсиленні на 4%. Енергія конденсаторів в режимі зниження менша на 2%.

Більш детальні втрати на провідність представлені на рисунках 2.14 та 2.15 для кожного ключа імпульсної ланки, відповідно до схеми з рисунку 2.5 та їм відповідним компонентами схеми з чергуванням фаз рисунок 2.6.

Втрати на провідність для режиму зниження вхідної напруги наведено на рисунку 2.14. Застосування схеми з чергуванням фаз призводить до зменшення комутаційних втрат в окремих транзисторах на понад 60% порівняно з класичною схемою з ланцюжком розгортки. Результати для ключа S2 пояснюються тим, що в режимі зниження вхідної напруги даний ключ не задіяний.

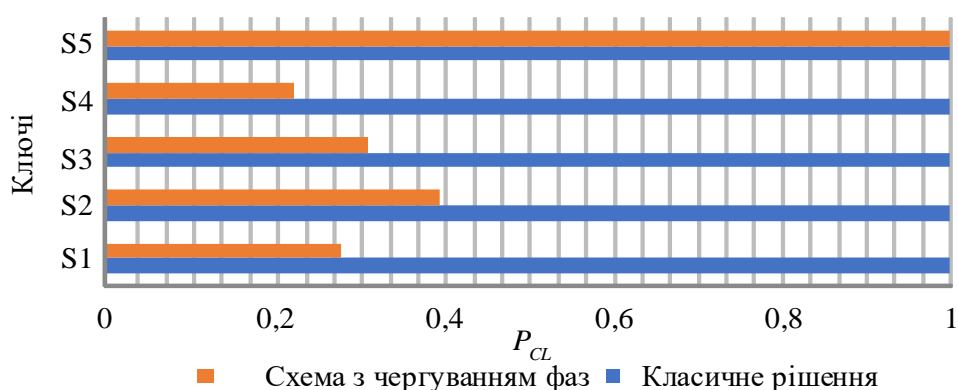


Рисунок 2.14 – Детальні втрати на провідність для режиму зниження вхідної напруги

Для режиму підвищення вхідної напруги деталізована картина статичних втрат наведена на рисунку 2.15. Застосування структури на основі чергування фаз дозволило зменшити втрати на провідність на понад 60%. Деякі вищі значення втрат для ключів S4 та S1 пояснюються тим, що в даному режимі струми через кожен окремий компонент імпульсною ланки значно менші, ніж для режиму підвищення вхідної напруги.

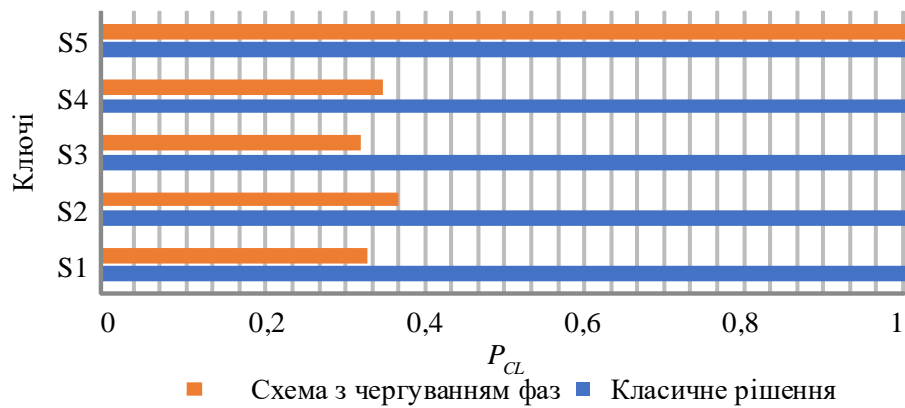


Рисунок 2.15 – Детальні втрати на провідність для режиму підвищення вхідної напруги

2.3 Порівняльний аналіз запропонованого рішення з іншими перетворювачами які мають спільний нульовий провід

Постійно зростаючі енергетичні потреби людства підштовхують дослідження в галузі нових джерел енергії, оскільки очікується, що до 2050 року споживання електроенергії подвоїться [98]. Частка невичерпних джерел енергії, таких як сонячна енергія, енергія вітру та інших відновлюваних джерел енергії (ВДЕ) має зростати. Більшість ВДЕ генерують постійну напругу. Серед них сонячна енергія від ФЕП є одним із найважливіших джерел енергії постійного струму. Передача електроенергії від ВДЕ до традиційної мережі змінного струму стикається з певними проблемами. Акумуляторна батарея є основною формою зберігання електроенергії. ВДЕ постійного струму та акумуляторні батареї відроджують тему мікромереж постійного струму [99,100] і роблять їх сучасним трендом [101–103]. Вони не наділені звичайними проблемами мереж змінного струму, таких як високочастотні гармоніки, регулювання реактивної потужності, стабільність частоти тощо. Беручи до уваги як технічні, так і економічні фактори, найбільш прийнятним рівнем постійної напруги є 326 В [104]. Однак інші дослідження показують, що рівень напруги від 350 В до 380 В може стати майбутнім стандартом [105]. Пропонується трипровідна конфігурація мережі постійного струму, що містить +350 В, –350 В і нейтральну точку. Крім того, мережа 700 В постійного струму розглядається як мікромережа для інтеграції ВДЕ.

З огляду на переваги систем постійного струму та проблеми, пов'язані з їх впровадженням, вважається, що силові перетворювачі, здатні функціонувати як у системах постійного, так і в змінному струмі, можуть бути перспективним рішенням. Підхід подвійного призначення DC-DC/AC пропонує засоби для мінімізації інвестиційних ризиків в інфраструктуру постійного струму та забезпечує більшу гнучкість для споживачів. Ця концепція була запропонована в кількох джерелах, включаючи [106–109]. Запропонований в цій роботі інвертор може бути дуже легко адаптований до мережі постійного струму.

Одним з недоліків систем електричного живлення на основі ФЕП є можливість протікання струму витоку, що призводять до небажаних наслідків, таких як корозія, ураження струмом та вихід з ладу іншого обладнання. Заземлення в подібних системах може бути організоване різними методами [110] та забезпечує захист обладнання та персоналу [111]. Низьковольтні мережі можуть бути заземлені з низьким або високим опором заземлення. Методика заземлення відрізняється типом з'єднання ланок постійного та змінного струму. Водночас, заземлення, яке необхідне для безпеки користувачів створює контур протікання струмів витоку.

На рисунку 2.16 показано різні випадки реалізації підключення сонячних інверторів та їх заземлення. По-перше, для уникнення струмів витоку можна використати низькочастотний трансформатор та неізолюваний перетворювач (рисунок 2.16(а)). На рисунку 2.16(б) наведено ізолюваний перетворювач. На рисунку 2.16(в) показаний класичний варіант неізолюваного перетворювача з синфазним фільтром. Такий спосіб є найбільш поширений в індустріальному виконанні. Нарешті, на рисунку 2.16 (г) показано неізолюваний випрямляч зі спільним нульовим проводом. Недоліком трансформаторних рішень є висока вартість, маса, та металоємність. Топологія зі спільним нульовим проводом є перспективною для таких систем з точки зору повного усунення струмів витоку без ізоляції та синфазного фільтру.

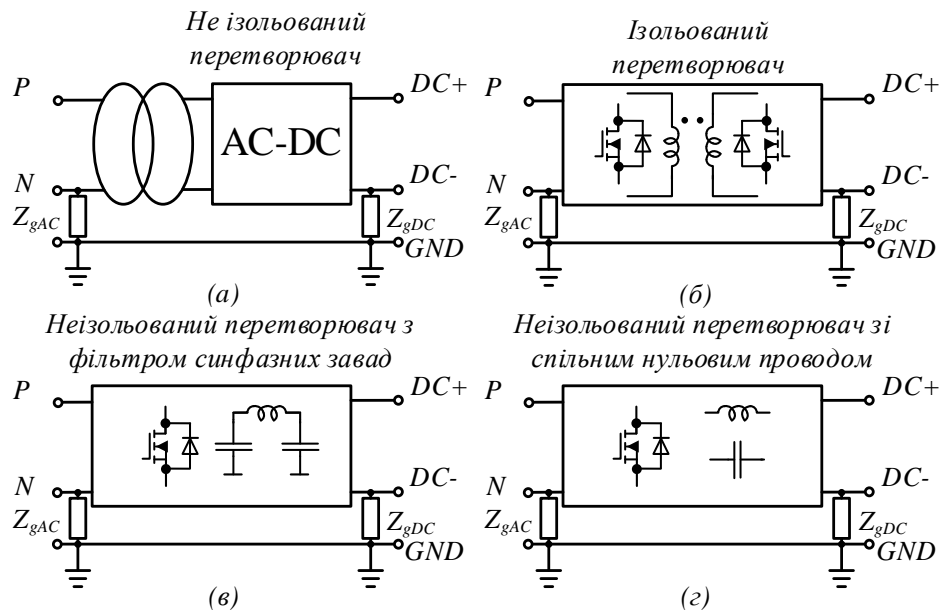


Рисунок 2.16 – Схема підключення сонячних інверторів до мережі: (а) – не ізолюваний перетворювач з низькочастотним трансформатором, (б) – ізолюваний перетворювач, (в) – неізолюваний перетворювач з фільтром синфазних завад, (г) – неізолюваний перетворювачем зі спільним нульовим проводом

Існує багато перетворювачів змінного струму зі спільним нульовим проводом [115]-[120]. Рішення з комутованим конденсатором (КК) або плаваючим конденсатором (ПК) [113], [114] і їх похідні [114] мають спільні особливості. Але вони не можуть забезпечити режим підвищення напруги і наділені високим пусковим струмом. Багаторівневі структури на основі КК представлені в [115-120]. Крім того, такі пристрої мають сталий коефіцієнт підвищення напруги. Між тим, було запропоновано кілька нових спільних рішень, придатних для інверторів з широким діапазоном регулювання вхідної напруги [121]-[123].

Обрані для порівняння топології зображені на рисунку 2.17. З рисунку видно, що всі рішення є подібними, за винятком імпульсного перетворювача з ланцюжком розгортки який показаний на рисунку 2.17 (а). Слід зазначити, що хоча це рішення не може повністю усунути струм витоку, воно може значно його зменшити без використання синфазного фільтру задовольняючи всі вимоги стандартів.

Представлений у [121] перетворювач з плаваючим конденсатором базується на трирівневому інверторі, рисунок 2.18 (б). Плаваючий конденсатор накачує енергію під час негативних пів періодів вихідної напруги. Представлений в [120] інвертор, рисунок 2.17(г) використовує два конденсатори як джерела напруги в негативному півперіоді. Хоча в цих топологіях використовується конденсатор в якості джерела напруги, метод заряду відрізняється.

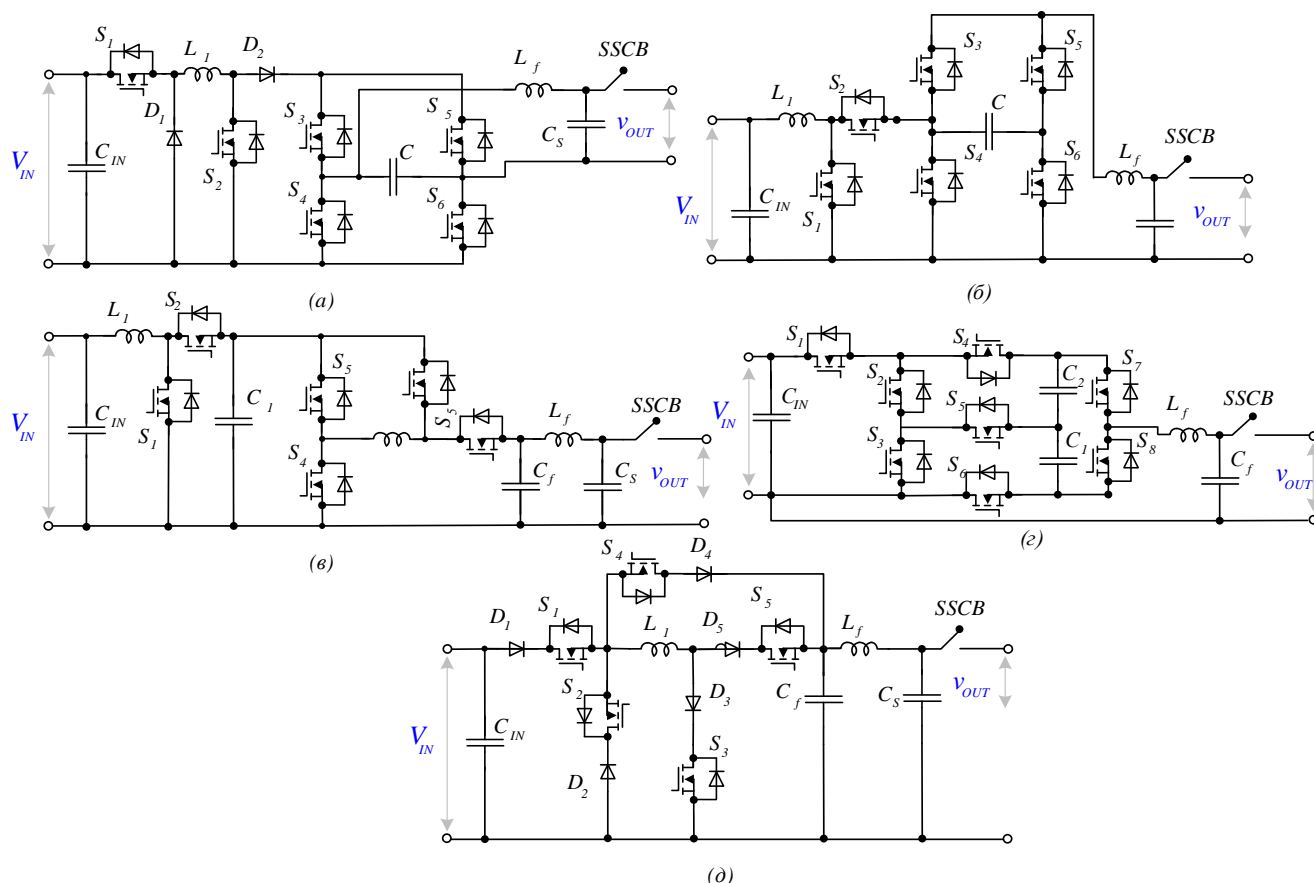


Рисунок 2.17 – Порівнювані топології: (а) – імпульсний перетворювач з ланцюжком розгортки, (б) - перетворювач з навісним конденсатором [122], (в) - перетворювач з навісною індуктивністю [125], (г) - перетворювач з комутованим конденсатором [121], (д) - перетворювач з навісною індуктивністю [126].

Навпаки, використаний конденсатор у топології, введеної у [120], плавно заряджається через котушку індуктивності. Подібно до запропонованого перетворювача подвійного призначення з НІ, представлені перетворювачі в [123] і [120] базуються на плаваючих котушках індуктивності, і необхідна енергія

перекачується з котушок індуктивності на вихід. Серед порівнюваних топологій перетворювач з КК в [120] має можливість фіксованого подвійного підвищення напруги, тоді як інші рішення можуть працювати в широкому діапазоні вхідної напруги. Мета полягає в тому, щоб порівняти та проаналізувати переваги та недоліки кожної топології. Напрямку порівняти досить різні топології неможливо, проте можливо порівнювати енергетичні параметри активних та пасивних компонентів, ККД, рівні струму та напруги, інші параметри. З метою кількісного порівняльного аналізу запропоновано систему критеріїв.

Котушки індуктивності були вибрані таким чином, щоб пульсації струму не перевищували 20% номінального значення. Виходячи з цього припущення, номінал використаної зарядної котушки у [106], [121] становить 3,3 мГн, дві котушки індуктивності в перетворювачі з навісною індуктивністю в [125] становлять 1 мГн, індуктивність у перетворювачі з навісною індуктивністю в [126] становить 1,1 мГн, а котушка індуктивності в розглянутому перетворювачі подвійного призначення DC-DC/AC становить 1 мГн. Конденсатори були вибрані так, щоб пульсації напруги дорівнювали 10% від номінального значення. Виходячи з цього, номінал конденсатора становить 10 мкФ у перетворювачі на основі ПК в [121], становить 2 мкФ у імпульсній схемі з ланцюжком розгортки в [108], становить 300 мкФ у перетворювачі потужності на основі ПІ в [123], і становить 1600 мкФ для C_1 і 680 мкФ для C_2 в інверторі на базі КК в [120]. У всіх порівнюваних топологіях конденсатор вихідного фільтра становить 3,3 мкГн. Слід зазначити, що використаний конденсатор в схемі розгортки виконує роль конденсатора вихідного фільтра і дорівнює 2 мкФ. У топології [126] немає додаткового конденсатора вихідного фільтра. У запропонованій топології індуктивність дроселя вихідного фільтра становить 500 мкГн. Це призводить до 2,5 % коефіцієнту нелінійних спотворень (КНС) у вихідному струмі. Таким чином, котушки індуктивності вихідного фільтра вибираються так, щоб мати однаковий КНС у вихідному струмі. Виходячи з цього припущення, індуктивність вихідного фільтра становить 750 мкГн для імпульсного перетворювача з ланцюжком

розгортки, 1700 мкГн для перетворювача потужності на основі ПК у [121], 1 мГн для перетворювача на основі ПІ в [123], 700 мкГн для перетворювача на основі ПІ в [125], 2000 мкГн для перетворювача на основі КК в [122]. Наступні параметри були розглянуті для всіх порівнюваних топологій: вхідна напруга $V_{IN} = 200$ В, пікове значення вихідної напруги $V_{OUT} = 325$ В, частота комутації $f_S = 25$ кГц, середня вихідна потужність $P_{OUT} = 1$ кВт. Опір відкритого каналу транзисторів ($R_{on, S}$) взято рівним 0,028 Ом, виходячи з документації на компоненти NVHL020N120SC1. Опір відкритих силових діодів ($R_{on, D}$) і пряме падіння напруги на відкритих діодах ($V_{FW, D}$) вважались рівними як 0,05 Ом і 0,65 В відповідно. Проведене порівняння базується на накопиченій енергії конденсаторів (W_C), накопиченій енергії котушок індуктивності (W_L), загальній постійній напрузі (T_{SV}) напівпровідників, втратах провідності напівпровідників (P_{CON}) і кількості використаних активних компонентів. У [122] обговорюється, що менша кількість використовуваних силових транзисторів не призводить до підвищення ефективності.

На рисунку 2.18 показано результат порівняння у форматі діаграми, яка відображає обчислені параметри у відносних значеннях. Представлений інвертор у [122] базується на схемі КК. Він має найвищу ємність конденсаторів серед порівнюваних топологій, що призводить до накопичення значної енергії в конденсаторах. Крім того, з рисунку 2.18 видно, що цій топології властиві значні втрати на провідності. Схеми з комутуваними конденсаторами зазнають стрибків струму, які з'являються під час заряджання конденсаторів. Пускові струми проходять через ключі живлення на шляху заряджання, що призводить до більшого струмового навантаження та вищих втрат. Коли вихідна потужність зростає, величина стрибків струму зростає також, і ключі живлення піддаються пошкодженню через струмове перевантаження. Отже, рішення на основі КК не підходять для застосувань в потужних пристроях. Найбільше значення статичних втрат має топологія з навісною індуктивністю [111]. Це є наслідком втрат потужності через послідовно з'єднані силові діоди з ключем живлення. Крім того,

показано, що ця топологія, на ряду із запропонованим перетворювачем подвійного призначення з навісною індуктивністю, перетворювачем потужності на основі НК у [125] та імпульсна топологія з ланцюжком розгортки в [122] має найнижчу накопичену енергію в конденсаторах. Запропонований перетворювач, представлений у [126], базується на архітектурі НІ, а конденсатор фільтра є єдиним використовуваним конденсатором у схемі. Що стосується накопиченої енергії всередині котушок індуктивності, запропонований перетворювач виділяється серед порівнюваних топологій, однак перетворювач потужності на основі НК, представлений у [125], стоїть на першому місці. З точки зору TSV, представлений перетворювач подвійного призначення з плаваючою індуктивністю у [123] має найвище падіння напруги на ключах.

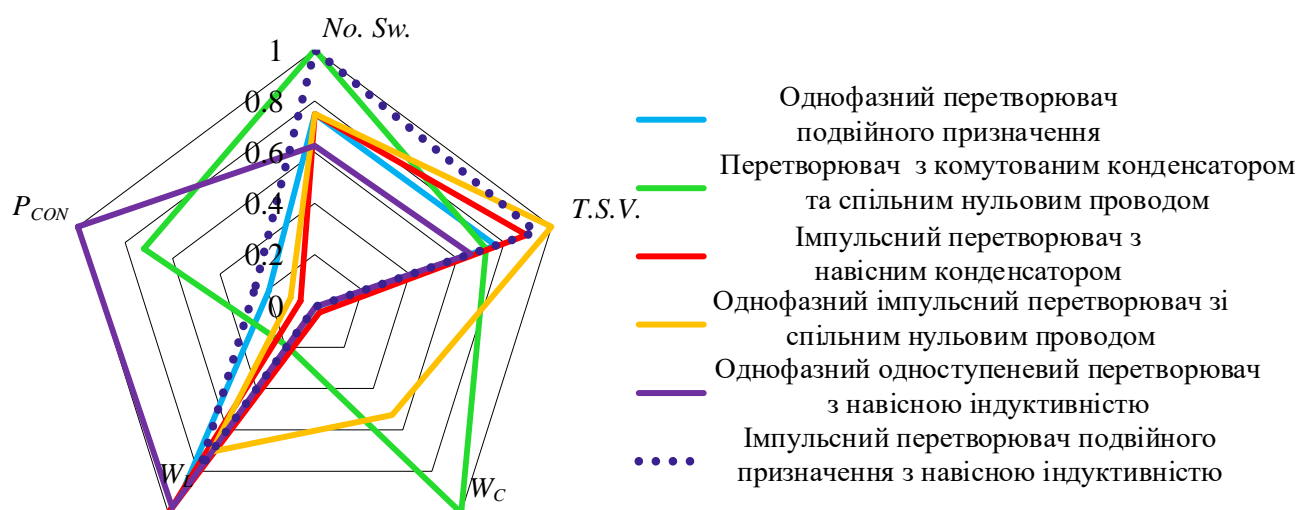


Рисунок 2.18 – Діаграма порівняння розглянутих топологій

Результати аналітичного порівняння були перевірені імітаційним моделюванням. Як аналітичні результати, так і моделювання свідчить, що рішення на основі ланцюжка розгортки має найкращі параметри у порівнянні з усіма іншими рішеннями з спільним нульовим проводом.

2.4 Висновки до розділу 2

1. За результатами імітаційного моделювання схеми з паралельною структурою чергування фаз було доведено перспективність даного підходу в зменшенні комутаційних втрат в активних компонентах схеми на 40-45% в залежності від режиму роботи, та енергії в індуктивності на 60-65%.

2. Застосування схеми з ланцюжком активної фільтрації дозволяє зменшити пульсації вихідної напруги. З іншого боку призводить до ускладнення схеми перетворювача та алгоритму керування активними компонентами.

3. Найбільш перспективним для подальших досліджень є схема з ланцюжком розгортки та схемою чергування фаз в імпульсній ланці перетворювача. Причинами цього є відносно невелика кількість компонентів та оптимізація втрат в напівпровідникових та пасивних елементах.

4. Виконано порівняльний аналіз топологій з спільним нульовим проводом та ланцюжком розгортки. Згідно результатів імітаційного моделювання підтверджено ефективність топології імпульсного перетворювача з ланцюжком розгортки в термінах зменшення статичних втрат, масогабаритних параметрів пасивних компонентів та складності перетворювача.

РОЗДІЛ 3

СИСТЕМА КЕРУВАННЯ ІНВЕРТОРОМ

Для ефективного керування запропонованим у розділі 2 перетворювачем з чергуванням фаз та ланцюжком розгортки необхідно дослідити замкнену систему керування. В даному розділі описано та розглянуто замкнену систему керування перетворювачем, наведено результати розрахунку та моделювання. Розглянуто роботу алгоритму слідкування за глобальною точкою максимуму потужності ФЕП у складі замкненої системи керування.

3.1 Замкнена система керування імпульсним інвертором з чергуванням фаз та ланцюжком розгортки

Загальний вигляд системи керування наведено на рисунку 3.1. Він включає три блоки: блок фазового авто підлаштування частоти (ФАПЧ) для синхронізації, блок слідкування за точкою максимальної потужності (СТМП) і блок широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). Блоки СТМП і ФАПЧ тут докладно не розглядаються. З огляду літератури можна зробити висновок, що звичайний регулятор узагальненого інтегратора другого порядку (SOGI) є одним з найкращих варіантів для ФАПЧ [127]. Подібним чином, найпоширенішими методами для реалізації СТМП є: збурення та спостереження (ЗтС) або метод додаткової провідності (ДП) [128]-[132]. У деяких дослідженнях використовуються модифікації методів ЗтС або ДП СТМП. Системи керування імпульсними перетворювачами що підвищують напругу детально розглянуто та проаналізовано в [133]

У таблиці 3.1 наведено значення пасивних і активних компонентів. Вибір пасивних компонентів не входить до переліку задач даного розділу та базується на методиці яка була розроблена в попередніх дослідженнях [134].

Параметри компонентів

Параметр	Значення
Конденсатор C_0	4.2 мкФ
Конденсатор C_f	1.3 мкФ
Індуктивність L_1	1.6 мГн
Індуктивність з боку мережі L_g	330 мкГн
Максимальна частота комутації	62 кГц
ВЧ транзистори $S_1 - S_4$	СЗМ0021120К
Транзистори розгортки $T_1 - T_4$	FSH060N80
Мікроконтролер	TMS32028379DPTPT

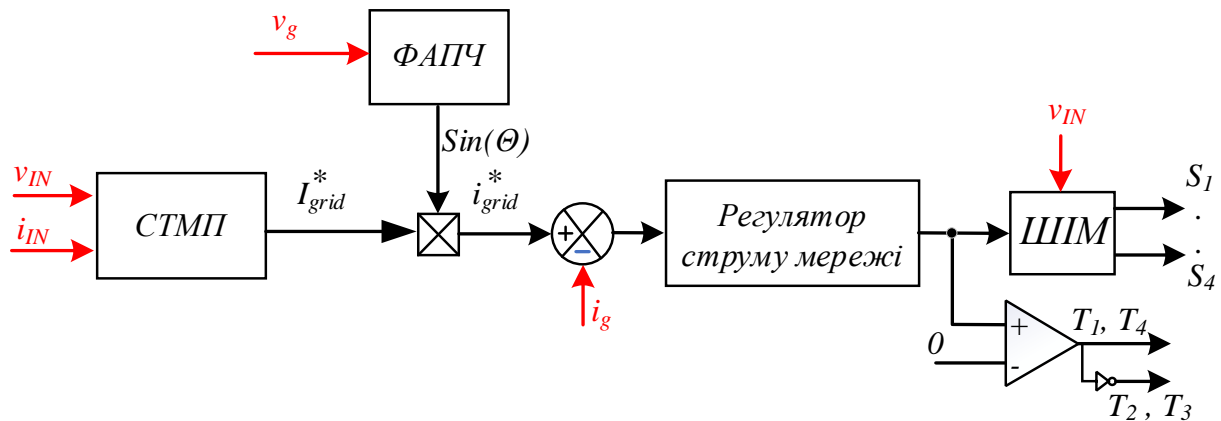


Рисунок 3.1 – Загальний вигляд системи керування

Особливої уваги заслуговує блок ШІМ. Наприклад, у [135] застосовано підхід на основі подвійного опорного сигналу. Принцип реалізації проілюстровано на рисунк. 3.2. Він має два незалежні несучі сигнали і є дуже простим у реалізації. У даному випадку коефіцієнт заповнення у режимі підвищення напруги d_{boost}^* розраховується наступним чином:

$$d_{boost}^*(t) = \frac{|v_M(t)|}{v_{IN}(t)} - 1. \quad (3.1)$$

Однак це суперечить виразу для розрахунку коефіцієнта підсилення в режимі підвищення напруги:

$$\frac{v_{DC}}{v_{IN}(t)} = \frac{1}{1 - d_{Boost}(t)}, \quad (3.2)$$

що вносить спотворення. Значення постійної напруги v_{DC} є бажаною напругою на конденсаторі в ланцюзі розгортки і відповідає абсолютному значенню сигналу

модуляції v_M , який надходить від контролера. Це, в свою чергу, призводить до спотворень форми струму при переході через нуль. Незважаючи на проблеми, пов'язані з переходом через нуль, у [136] було запропоновано модифікацію ШІМ. Суть запропонованої модифікації полягає у застосування ШІМ на основі несучої зі змінною частотою; однак це неможливо реалізувати засобами мікроконтролерів.

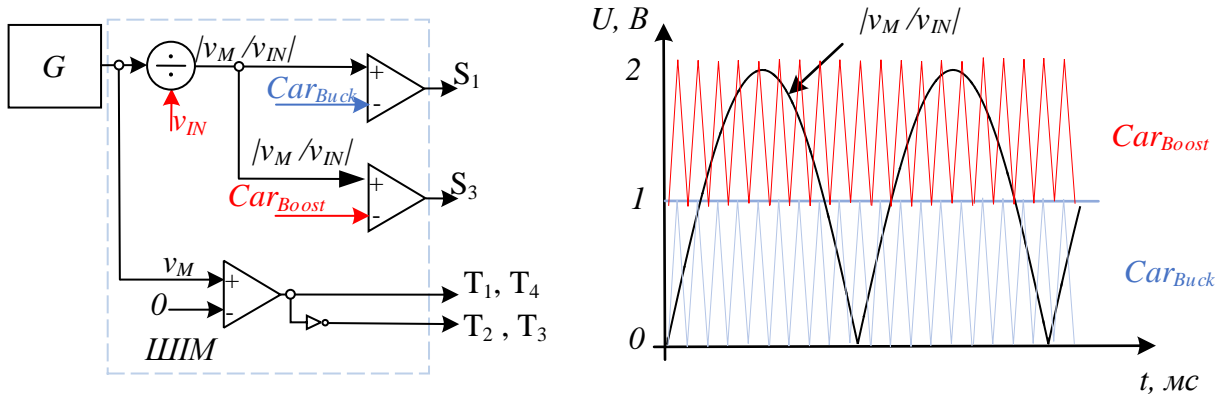


Рисунок 3.2 – Структурна схема реалізації тривіневого ШІМ сигналу

Для вирішення цієї проблеми був запропонований інший підхід який полягає в реалізації лінійної ШІМ лише з одним сигналом несучої але з обчисленням проміжного значення коефіцієнт заповнення. Ідея проілюстрована на рисунку 3.3 .

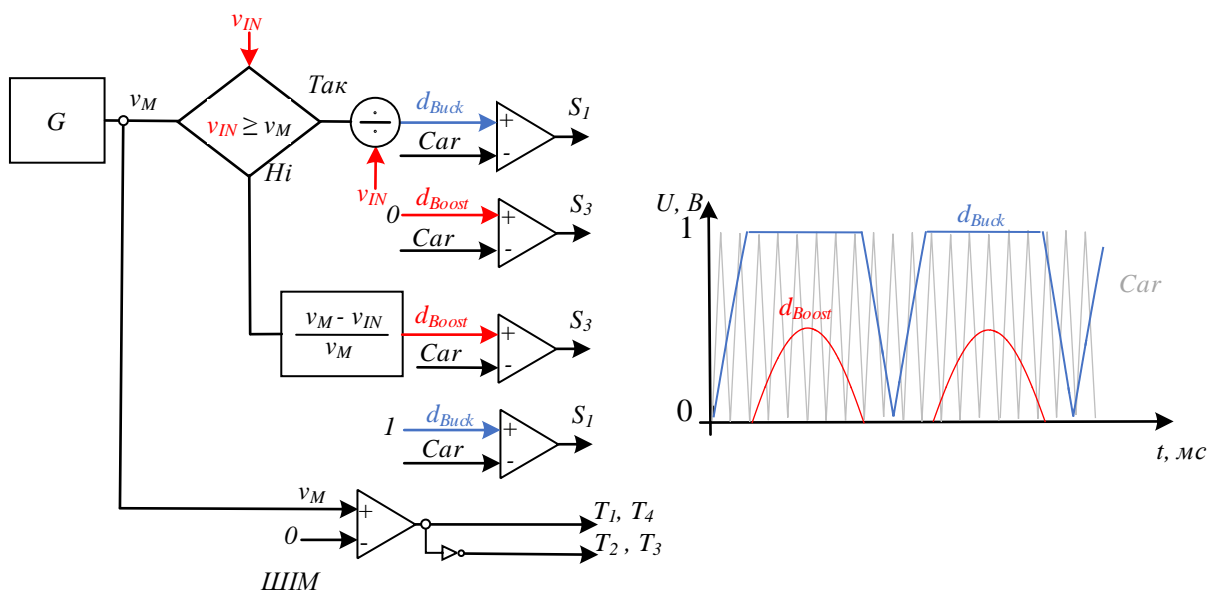


Рисунок 3.3 – Структурна схема реалізації ШІМ з однією несучою та обчисленням проміжного значення коефіцієнта заповнення.

У цьому випадку коефіцієнт заповнення в режимі підвищення напруги розраховується відповідно до рівняння (3.3):

$$d_{boost}^*(t) = \frac{|v_M(t)| - v_{IN}(t)}{|v_M(t)|} = 1 - \frac{v_{IN}(t)}{|v_M(t)|}. \quad (3.3)$$

Різниця між коефіцієнтами заповнення в режимі підвищення напруги проілюстрована на рисунку 3.4. Показано, що значення коефіцієнт заповнення для підходу на основі двох несучих сигналів d_{boost}^* є дещо більшим, ніж потрібно, що може призвести до виникнення додаткових спотворень. Це особливо помітно при високих значеннях коефіцієнта.

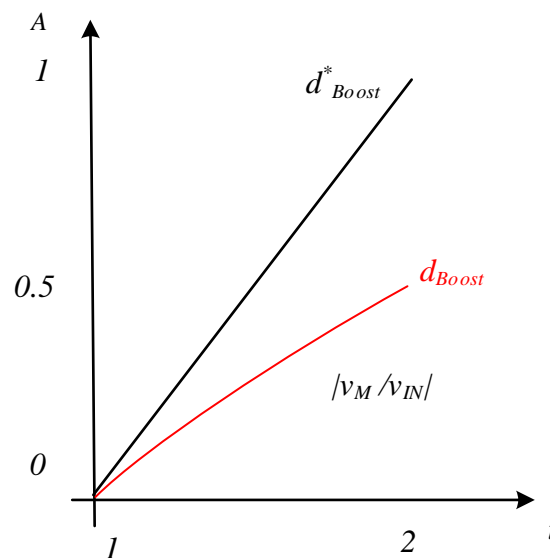


Рисунок 3.4 – Порівняння коефіцієнтів заповнення для запропонованих підходів

Ключовим об'єктом обговорення є регулятор струму. Існує кілька різних підходів лінійного керування, які можуть бути застосовані. По-перше, простий пропорційно-інтегральний (ПІ) регулятор може бути застосований для мережевого інвертора [137]-[140]. Основною перевагою є висока гнучкість налаштування регулятора, оскільки кожен фактор призводить до значних змін потужності що передається в мережу. У той же час цей простий регулятор може мати значний фазовий зсув між струмом мережі та напругою, і він чутливий до високочастотних гармонік. Не має можливості вирішити проблему зі стрибком струму при переході

через нуль, враховуючи затримку цифрової системи. Також слід зазначити, що для однофазної системи можна застосувати систему координат на основі трансформації Парка. З огляду на кількість компенсуючих гармонік цей метод керування є громіздким і застосовується переважно в трифазних системах.

Пропорційний резонансний регулятор (ПРР) належить до лінійних регуляторів на основі ПІ, запропонованих у [141]. Цей регулятор часто застосовується в мережевих інверторах [142]-[144]. ПРР дозволяє контролювати основну гармоніку з достатньо високою точністю. У той же час ПРР регулювання не може впоратися з нелінійністю системи. Для вирішення цієї проблеми може бути використаний регулятор на основі повторюваного регулювання (ПР) (repetitive controller). Отримані дані помилки за попередній період, використовуються для покращення керування за поточний період [145] – [147]. При цьому динаміка ПК очікується дуже низькою. Зважаючи на наведені вище твердження, було висунуте припущення, що ПРР разом із ПР може бути ефективним рішенням для практичного впровадження. Це може вирішити проблеми гармонійної компенсації та нелінійного стаціонарного спотворення при переході через нуль.

Для налаштування цифрового регулятора необхідно вивести передавальну функцію об'єкта керування. Традиційний підхід, заснований на реакції на ступінчасте збурення з подальшою ідентифікацією передавальної функції, не застосовується в цьому випадку, оскільки перемикання між режимом зниження та підвищення призводять до нелінійності системи у всьому робочому діапазоні, як показано на рисунку 3.2. На рисунку 3.5(а) зображено узагальнені форми сигналів вхідної напруги v_{IN} , абсолютного значення напруги мережі v_g і напруги на конденсаторі ланцюжка розгортки v_C . Це показує, що на основі порівняння рівня вхідної напруги з рівнем напруги мережі, обирається або режим підвищення, або зниження напруги.

Інша проблема, яку слід підкреслити, це перемикання ланцюжка розгортки, котрий повинен комутуватись в точці перетину нуля. Однак найважливішим є те,

що при переході через нуль напруги мережі, напруга на конденсаторі та сигнал модуляції регулятора відрізняються. При перемиканні ланцюжку розгортки при переході через нуль напруги на конденсаторі можна уникнути стрибків струму. У той же час це неможливо реалізувати даний метод шляхом відстеження переходу через нуль напруги конденсатора з прямим вимірюванням напруги конденсатора в цифровій системі. Щоб змінити полярність зарядки конденсатора в ланцюжку розгортки, необхідно попередньо перемкнути схему розгортки. Таким чином, найкращим способом є перемикання ланцюжка розгортки за допомогою порівняння з сигналом модуляції v_M . Однак якщо час переходу через нуль сигналу модуляції відрізняється від часу переходу через нуль напруги конденсатора, очікуються спотворення струму мережі. Це показано на рис. 3.5(a). Проблема вирішується саме завдяки наявності регулятор ПР, який генерує додатковий нелінійний компонент, який реалізує необхідний зсув між сигналом модуляції та напругою на конденсаторі Δt на рисунк 3.5(a).

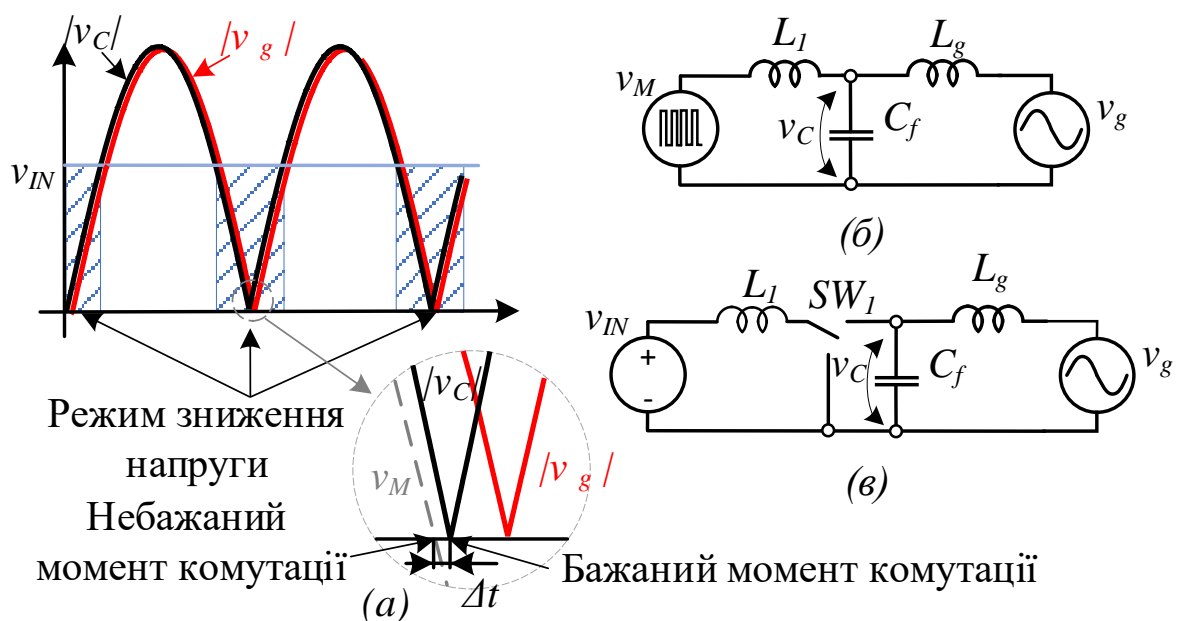


Рисунок 3.5 – Діаграми напруги (а) разом з еквівалентними схемами інвертора в режимі зниження (б) та режимі підвищення (в) напруги.

У режимі зниження напруги комутація реалізується перемиканням транзисторів S_1 і S_2 , при цьому транзистор S_4 постійно відкритий. Транзистори ланцюжка розгортки забезпечують зміну знаку синусоїдального сигналу. У цьому

випадку перетворювач можна представити у вигляді звичайного інвертора напруги v_{INV} з вихідним фільтром LCL (рисунок 3.5 (б)). Крім того, як можна побачити, в режимі підвищення напруги транзистор S_1 постійно проводить, тоді як транзистори S_1 і S_4 реалізують перемикач SW_1 .

У режимі підвищення напруги еквівалентна схема відповідає звичайному перетворювачу постійного струму з еквівалентною схемою, як показано на рисунку 3.5(в). Обидва режими потрібно аналізувати та налаштовувати окремо. На рисунку 3.6 наведено схематичне зображення системи керування в режимі зниження напруги. Система керування складається з пропорційного регулятора $G_{PR}(z)$, резонансного регулятора $G_{RC}(z)$, елемента екстраполяції нульового порядку (ЕНП) і об'єкту керування. Цифровий вихід регулятора струму мережі надсилається до блоку ЕНП.

$$d_{BUCK}^*(t) = \frac{v_M(t)}{v_{INV}(t)} \quad (3.4)$$

де рівень вхідної напруги $v_{INV}(t)$ отримано з вимірювального блоку.

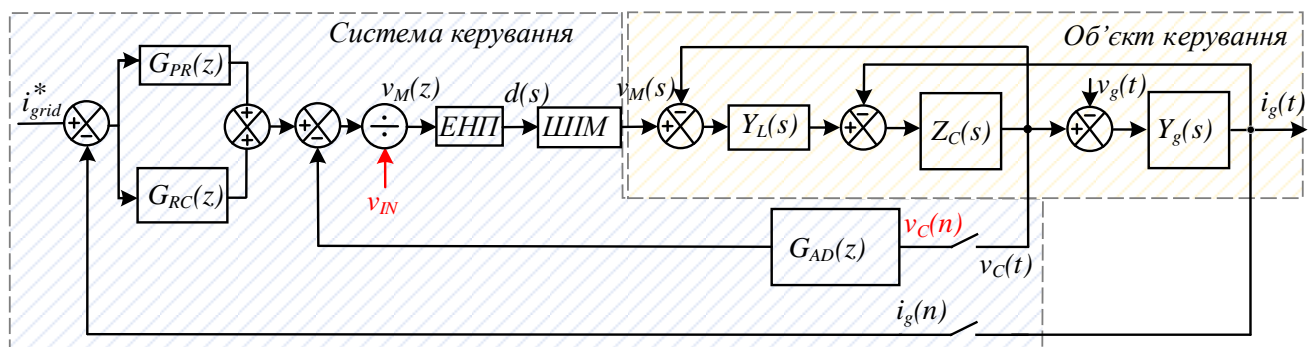


Рисунок 3.6 - Структура системи керування в режимах зниження напруги

На рисунку 3.6 показано, що в режимі зниження напруги перетворювач дуже схожий на звичайний інвертор напруги, підключений до мережі, тобто представлення вихідного каскаду відповідає звичайному фільтру LCL, як

$$Y_L(s) = \frac{1}{s \cdot L_1}, Y_g(s) = \frac{1}{s \cdot L_g}, Z_C(s) = \frac{1}{s \cdot C_f}, \quad (3.5)$$

де L_1, L_g, C_f – параметри фільтра LCL.

Напруга на конденсаторі вимірюється для реалізації активного демпфування з відповідною передавальною функцією $G_{AD}(z)$, що в свою чергу забезпечує стійкість системи керування:

$$G_{AD}(s) = k_d \cdot s \cdot C_f, \quad (3.6)$$

яка реалізується на основі зворотного зв'язку по напрузі конденсатора, де k_d – коефіцієнт, що визначає рівень демпфування і змінюється в діапазоні від 0 до 1.

На рисунку 3.7 показано структуру системи керування для другого випадку, коли перетворювач працює в режимі підвищення напруги. Основна ідея цього підходу подібна до режиму зниження і полягає в генерації сигналу модуляції $v_M(t)$ як опорної напруги на конденсаторі ланцюжка розгортки. Проміжний блок розрахунку реалізовано, як обговорювалося вище, відповідно до рівняння (3.3).

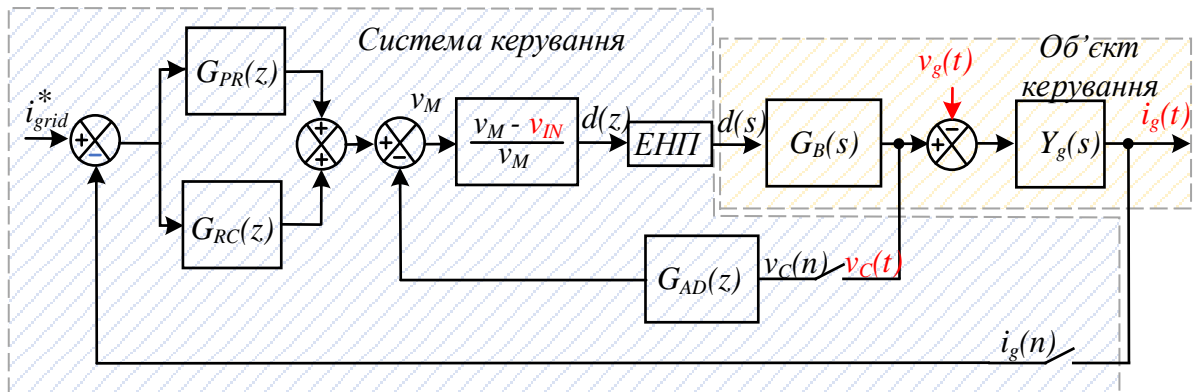


Рисунок 3.7 - Структура системи керування в режимі підвищення напруги

В результаті сигнал модуляції $v_M(t)$ і коефіцієнт заповнення сигналу керування $d_{boost}(t)$ транзистора S_2 встановлюються у відповідності. У цьому випадку структурна схема являє собою послідовність із передавальної функції регулятора, підвищуючого перетворювача та мережі. Усереднена передавальна функція підвищуючого перетворювача може бути виражена як:

$$G_B(s) = \frac{\hat{v}_C(s)}{\hat{d}_B(s)} = \frac{v_{IN}}{1 + D_{Boost}^2 + C_f \cdot L_1 \cdot s^2 - 2 \cdot D_{Boost}}, \quad (3.7)$$

де D_{Boost} — усереднене значення коефіцієнту заповнення. Цей вираз отримано на основі методу усереднення малого сигналу в просторі станів [128]. Слід зазначити, що режим холостого ходу імпульсного перетворювача використовується в цьому випадку без вихідного опору. Це відповідає еквівалентній схемі на рисунку 3.5(в). Модель перетворювача в режимі підвищення напруги виглядає наступним чином:

$$G_{Boost_plant}(s) = \frac{\hat{i}_g(s)}{\hat{d}_B(s)} = G_B(s) \cdot Y_g(s). \quad (3.8)$$

Подібно до режиму зниження напруги, сигнал зворотного зв'язку напруги на конденсаторі можна використовувати, щоб уникнути резонансних коливань. Рівняння (3.5) і (3.7) описують передавальну функцію об'єкта керування в Лаплас-області.

У той час як перетворювач працює в двох різних режимах, ідея плавного переходу між режимом зниження та підвищення напруги полягає у використанні тих самих регуляторів ПРР і РР. Основна мета полягає в тому, щоб налаштувати ці регулятори, забезпечивши високу статичну та динамічну якість струму мережі. При цьому розглядається схема цифрового регулятора. Це означає, що всі структурні одиниці системи керування повинні бути проаналізовані в z -області. Слід зазначити, що можливе також налаштування регулятора в області Лапласа та його подальша дискретизація. Загалом, щоб врахувати затримку цифрової системи керування в області Лапласа, вводиться ірраціональний поліном, який не сприймається багатьма програмними засобами.

Точне представлення об'єкта керування в z -області є дуже важливим для точного налаштування системи керування. Існує принаймні шість добре відомих методів дискретизації: прямий та зворотний методи Ейлера, білінійне перетворення, та метод передвикривлення частоти білінійного перетворення, узгоджене Z -перетворення, екстраполяція нульового порядку (ЕНП) або екстраполяція першого порядку (ЕПП). В нашій системі постійна часу

наближається до часу вибірки. Це означає, що метод дискретизації має бути дуже ретельно обраний, щоб імітувати поведінку реальної системи.

На рисунку 3.8 показано порівняння між різними методами дискретизації, застосованими до перетворювача в режимі зниження (а) та підвищення напруги (б) без активного демпфування.

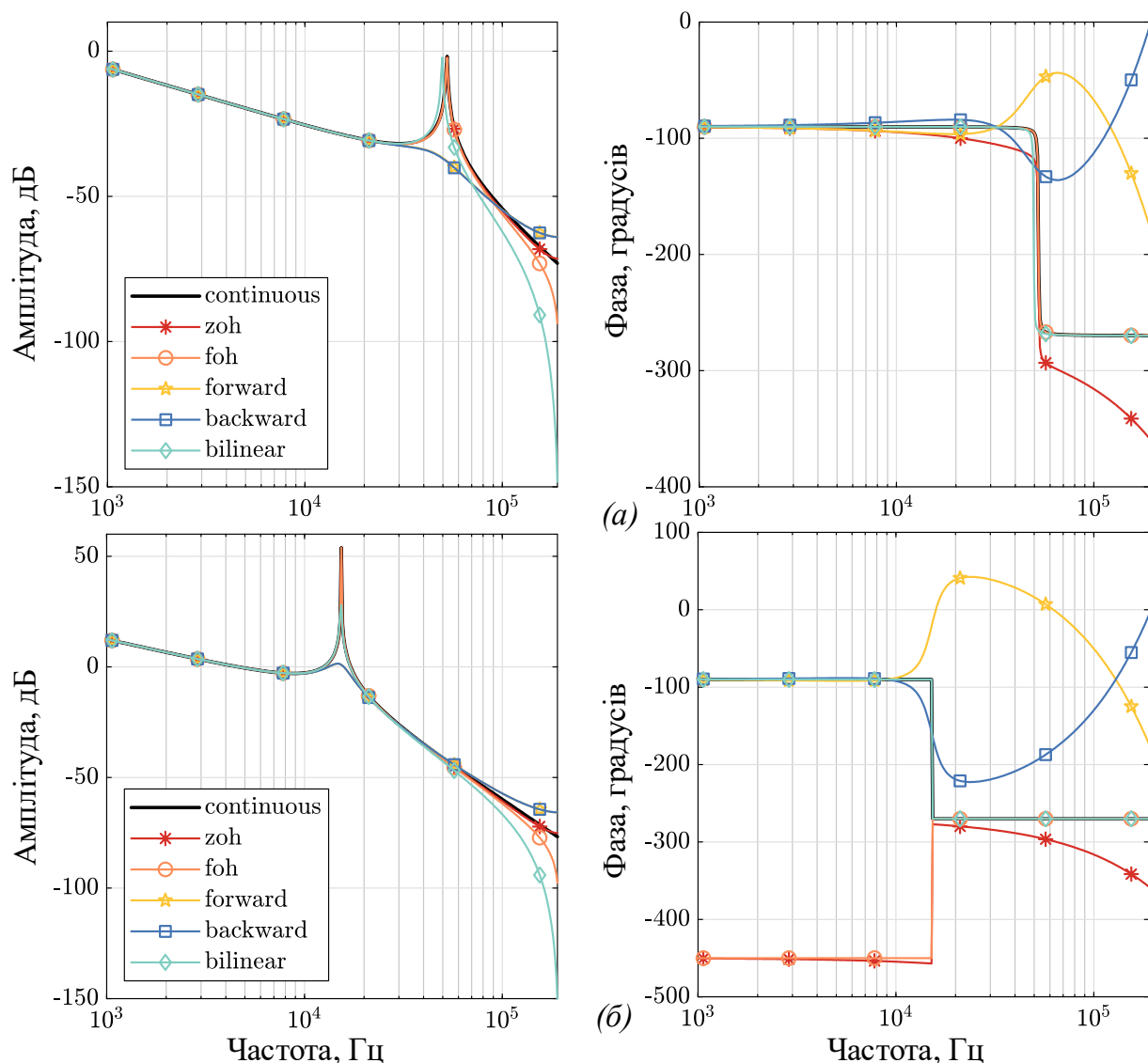


Рисунок 3.8 – Логарифмічна амплітудо-частотна характеристика перетворювача в режимах зниження (а) та підвищення (б) напруги: амплітуда та фаза.

Логарифмічна амплітудо-частотна характеристика демонструє відмінності між різними методами дискретизації для випадків як режиму зниження напруги, який задається рівнянням (3.5) з параметрами, визначеними в таблиці 3.1, так і режиму підвищення напруги, що реалізується рівнянням (3.8). Частота

дискретизації обрана рівною 62 кГц, що дозволяє контролювати частотний діапазон до 31 кГц. Крива «continuous» відповідає області Лапласа ЛАЧХ, що ілюструє динамічну характеристику системи. Як видно, криві для всіх методів дискретизації мають розбіжність порівняно з початковою кривою в неперервній області. Зокрема, крива «zoh» відповідає простому методу екстраполяції нульового порядку. Амплітудна крива повністю відповідає вихідній установці, а фазова крива має значний зсув у високочастотній області. Друга крива «foh» відповідає ЕПП і найбільш схожа на початкову характеристику об'єкта керування. Крива «forward» відповідає прямому методу дискретизації; крива «backward» відповідає зворотному методу; крива «bilinear» відповідає білінійному методу та методу передвикривлення частоти білінійного перетворення. Криві «forward» і «backward» показують, що прямий і зворотний методи дають значну розбіжність як в амплітуді, так і в фазі, тоді як білінійні методи мають незначний зсув резонансної частоти.

Висновок полягає в тому, що для аналізу стабільності системи в z-області об'єкт може бути найкраще представлений у широкому діапазоні частотної області методом дискретизації ЕПП.

Беручи до уваги наведений вище висновок, представлення об'єкта керування в режимі зниження напруги в z-області є

$$Y_L(z) = \frac{T_S(z+1)}{2 \cdot L_1(z-1)}, Y_g(z) = \frac{T_S(z+1)}{2 \cdot L_g(z-1)}, \quad (3.9)$$

$$Y_C(z) = \frac{T_S(z+1)}{2 \cdot C_f(z-1)}, \quad (3.10)$$

де T_S – час вибірки.

Передавальна функція активного демпфування $G_{AD}(z)$ в цифровій системі керування представлена як:

$$G_{AD}(z) = \frac{k_d \cdot C_f(z-1)}{T_S \cdot z}. \quad (3.11)$$

Дотримуючись процедури, подібної до описаної вище, ми можемо отримати передавальну функцію перетворювача в режимі підвищення напруги. Однак, оскільки вираз громіздкий, його тут опущено.

Після представлення об'єкта керування, щоб налаштувати цифрову систему керування, відповідні регулятори повинні бути визначені в z-області. По-перше, раніше згаданий ПРР можна представити в області Лапласа як

$$G_{PR}(s) = K_p + \sum_{h=1,3,5..}^N K_h \frac{2(s \cdot \cos \cos(\varphi_h) - \omega_h \cdot \sin \sin(\varphi_h))}{s^2 + 2 \cdot \omega_{Ch} \cdot s + \omega_h^2}. \quad (3.12)$$

Цей вираз відповідає ПРР регулятора з фазовою компенсацією та аперіодичною ланкою, що збільшує стійкість системи. Він має пропорційний коефіцієнт K_p , відповідний коефіцієнт резонансу K_i , фазову затримку для кожної гармоніки φ_h , резонансну частоту ω_h і частоту зрізу ω_{Ch} . Усі ці змінні та їхній вплив на ефективність регулятора обговорювалися в [149]. Крім того, там вказується, що метод дискретизації на основі передвикривлення частоти білінійного перетворення є оптимальним для цього типу регулятора. У z-області ПРР, представлений рівнянням (3.12) виражається наступним чином:

$$G_{PR}(z) = K_p + \sum_{h=1,3,5..}^N \frac{a_{0h} - a_{1h} \cdot z^{-1} - a_{2h} \cdot z^{-2}}{b_{0h} - b_{1h} \cdot z^{-1} + b_{2h} \cdot z^{-2}}, \quad (3.13)$$

де коефіцієнти задані як:

$$k_{sh} = \frac{\omega_h}{\tan \tan(\omega_h \cdot \frac{T_S}{2})}, a_{0h} = 2k_{rh}(k_{sh} \cdot \cos \cos \varphi_h - \omega_h \cdot \sin \sin \varphi_h), \quad (3.14)$$

$$a_{1h} = 4k_{rh}\omega_h \cdot \sin \sin \varphi_h,$$

$$a_{2h} = 2k_{rh}(k_{sh} \cdot \cos \cos \varphi_h + \omega_h \cdot \sin \sin \varphi_h),$$

$$b_{0h} = k_{sh}^2 + 2 \cdot \omega_{Ch} \cdot k_{sh} + \omega_h^2, b_{1h} = 2 \cdot k_{sh}^2 - 2 \cdot \omega_h^2,$$

$$b_{2h} = k_{sh}^2 - 2 \cdot \omega_{Ch} \cdot k_{sh} + \omega_h^2.$$

Вирази передавальної функції ПК в z-області також добре відомі:

$$G_{RC}(z) = \frac{k_0 \cdot k_1 \cdot z^{-1}}{1 - k_1 \cdot z^{-1}} \cdot \frac{\omega_c \cdot T_s \cdot z}{\omega_c \cdot T_s \cdot z + z - 1}, \quad (3.15)$$

де k_0 — коефіцієнт підсилення ПРР, а T_s — час дискретизації.

Далі було описано процес налаштування регулятора в замкнутій системі та аналіз стійкості. Припускається, що дані миттєво доступні для мікроконтролері, і тому можна знехтувати відповідною величиною затримки в контурі зворотного зв'язку як несуттєвою. При цьому слід враховувати затримку цифрової системи керування та блоку ЕНП, тоді як блок ЕНП разом з блоком ШІМ виконує перетворення з цифрової форми в аналогову. Він забезпечує безперервне представлення сигналів керування, що надходять від мікроконтролера. Передавальна функція замкнутого контуру в режимі зниження напруги задана як:

$$G_{buck}(z) = \frac{G_C(z) \cdot z^{-N} \cdot Y_L(z) \cdot Z_C(z) \cdot Y_g(z)}{G_{Denum}(z)}, \quad (3.16)$$

$$G_{Denum}(z) = G_C(z) \cdot z^{-N} \cdot Y_L(z) \cdot Z_C(z) \cdot Y_g(z) + (z^{-N} G_{AD}(z) + 1) Z_C(z) Y_L(z) + Y_L(z) \cdot Z_C(z) + 1 \quad (3.17)$$

де N — затримка системи керування та ЕНП мікроконтролера, $G_C(z)$ — передавальна функція регулятора.

Подібну передавальну функцію можна отримати для режиму підвищення напруги:

$$G_{boost}(z) = \frac{z^{-N} G_C(z) \cdot G_B(z) Y_g(z)}{z^{-N} G_C(z) \cdot G_B(z) Y_g(z) + z^{-N} G_B(z) \cdot G_{AD}(z) + 1}, \quad (3.18)$$

В обох випадках налаштування зводиться до знаходження набору коефіцієнтів, для яких система є стійкою та має мінімальну статичну помилку. На основі рівняння (3.18), було проаналізоване характеристичне рівняння та отримати діаграму нулів і полюсів.

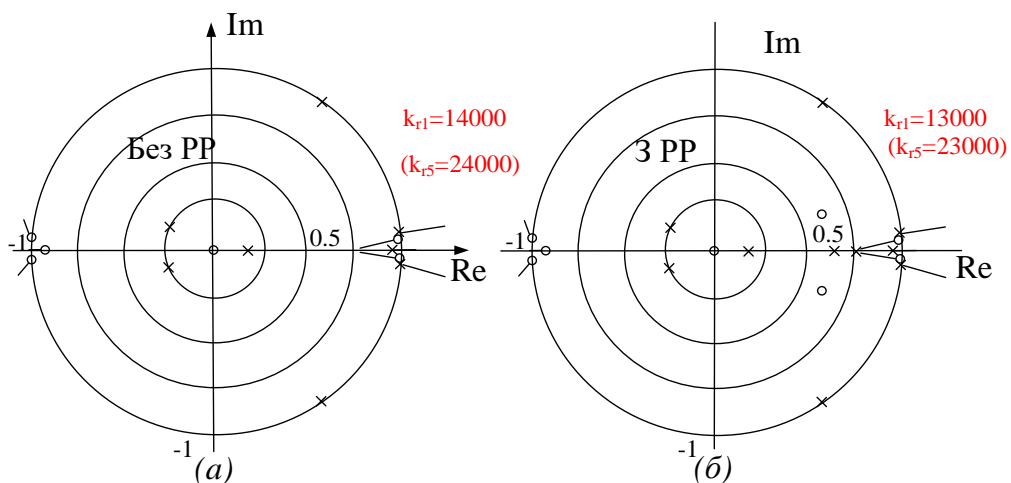
На рисунку 3.9 показано геометричне місце кореня замкнутої системи в режимі зниження напруги. Перший випадок відповідає варіації коефіцієнту

резонансного підсилення k_r . Зі збільшенням коефіцієнта k_r деякі корені перетинають одиничне коло, тобто система втрачає стійкість. У випадку першої гармоніки резонансного регулятора критичний коефіцієнт становив приблизно $k_{r1} = 14000$, тоді як у п'ятій гармоніці він може досягати $k_{r5} = 24000$. Коли додається регулятор з ПК, на діаграмі з'являються додаткові нулі та полюси. Слід зазначити, що додавання ПК не має істотного впливу на стабільність системи. Єдиним незначним впливом є те, що критичні коефіцієнти резонансного регулятора трохи зменшуються. Обмежена стійкість тут пояснюється цифровою затримкою в системі.

Робота в режимі підвищення напруги призводить до більш складної ситуації. По-перше, система керування, зображена на рисунку 3.9 (б), є нелінійною та складається з двох еквівалентних схем. Як результат передавальна функція системи в режимі підвищення напруги базується на моделі малого сигналу. Таким чином, ми можемо вивести малу складову сигналу коефіцієнта заповнення з рівняння (3.3):

$$D_{boost}(t) + d_{Boost}(t) = \frac{\langle v_M(t) \rangle + v_M(t) - \langle v_{IN}(t) \rangle}{\langle v_M(t) \rangle + v_M(t)}, \quad (3.19)$$

$$d_{Boost}(t) = \frac{v_M(t)}{\langle v_M(t) \rangle}. \quad (3.20)$$



Рисунку 3.9. Корені характеристичного рівняння при зміні коефіцієнту резонансного підсилення без (а) та з (б) ПК в режимі зниження напруги.

Таким чином, щоб оцінити стабільність, необхідно застосувати правильне масштабування. Цей підхід, очевидно, має інші обмеження. Зокрема, оцінка стійкості дійсна лише в околі робочої точки. Для отримання достовірної оцінки стійкості необхідно проаналізувати набір робочих точок. У той же час, очевидно, що стійкість залежить від усередненого значення коефіцієнту заповнення, який безпосередньо визначається співвідношенням між напругою модуляції та вхідною напругою згідно рівняння (3.3).

На рисунку 3.10 показана траєкторія зміни коренів у випадку зміни коефіцієнту резонансного підсилення з різними робочими точками. У першому випадку, рисунок 3.10(а), коефіцієнт заповнення був мінімальним ($D_{Boost}=0,01$). Це відповідає активації режиму підвищення напруги, але з мінімальним коефіцієнтом підсилення, коли вхідна напруга трохи менша, ніж необхідна вихідна напруга на конденсаторі. У цьому випадку діапазон резонансних коефіцієнтів при стабільній поведінці системи подібний до режиму зниження напруги. Наявність ПК не чинить істотного впливу на стійкість системи. Рисунок 3.10(б) відповідає подальшому збільшенню коефіцієнту підсилення в режимі підвищення напруги. Досліджувана робоча точка відповідає найменшій вхідній напрузі $v_{IN}=100$ В і найбільшому значенню сигналу модуляції $v_M=330$ В.

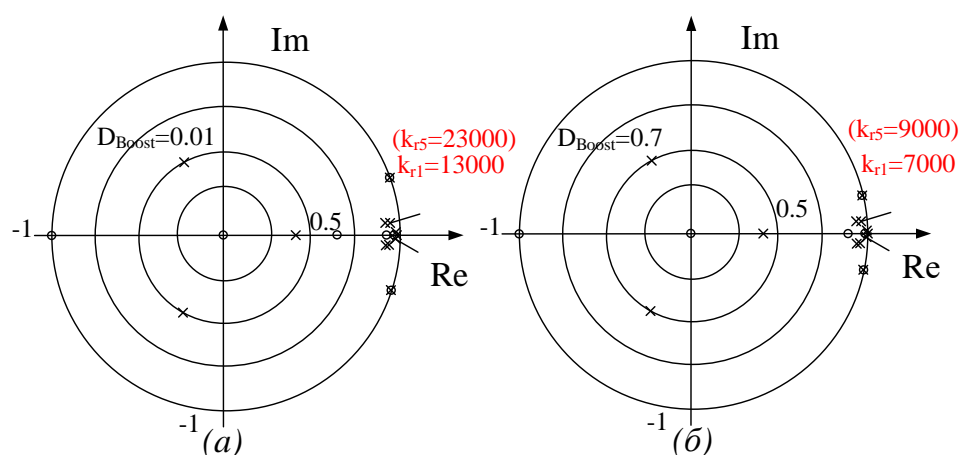


Рисунок 3.10 – Розташування коренів у випадку зміни коефіцієнту резонансного підсилення з різними значеннями коефіцієнту заповнення: $D_{boost}=0,01$ (а) та $D_{boost}=0,7$ (б)

На діаграмі можна виявити деяке зміщення полюсів і нулів, але в той же час найважливішим результатом є те, що максимальне значення коефіцієнту резонансного підсилення регулятора менше ніж у попередньому випадку. Це означає, що режим підвищення напруги більш чутливий до динаміки системи керування. Фактично, точка мінімальної вхідної напруги є найгіршим сценарієм. Найнижчі коефіцієнти забезпечать стабільну роботу в будь-якій робочій точці.

Таблиця 3.2 підсумовує результати аналітичного дослідження та показує максимальні значення коефіцієнтів резонансного підсилення в режимі зниження та підвищення напруги при мінімальній вхідній напрузі. Також досліджувався вплив усіх інших коефіцієнтів. Коефіцієнти регулятора ПРР мають значний вплив на стійкість системи, тоді як коефіцієнти компонентів ПК і АД відповідають рекомендаціям, наведеним у дослідницькій літературі, і вони не мають прямого впливу на стійкість системи. Вплив інших параметрів регулятора ПРР добре продемонстровано в [148]. Наприклад, збільшення граничної частоти будь-якої гармоніки розширить діапазон стабільності системи, але може з'явитися статична помилка. Подібні залежності можна отримати і для пропорційного коефіцієнта. У всіх випадках цифрова затримка припускалася рівною $N = 2$. При збільшенні величини затримки необхідно відповідно зменшити граничні коефіцієнти резонансу.

Основний висновок з теоретичного аналізу полягає в обмежених значеннях коефіцієнтів резонансу, які залежать від робочої точки. Було продемонстровано, що режим підвищення напруги більш чутливий. Найважливіша робоча точка відповідає мінімальній вхідній напрузі. Система, налаштована на стабільну роботу в цій точці, залишається стабільною в будь-якій іншій робочій точці. Крім того, аналіз показує, що для зменшення статичної та динамічної помилки коефіцієнти можна змінювати відповідно до таблиці резонансних коефіцієнтів як функції вхідної напруги.

Значення коефіцієнтів за умови стійкості замкненої системи керування

Регулятор	Коефіцієнт	Зниження напруги	Підвищення напруги
ПР	P	0.9	
	k_{r1}	14000	7000
	k_{r5}	24000	9000
	ω_{c1}	0.31	
	ω_{c5}	3.14	
РР	k_0	0.85	
	k_1	0.7	
	ω_c	15500	
АД	k_d	0.8	

3.2 Система слідкування за точкою максимальної потужності в складі імпульсного перетворювача з чергуванням фаз

Імпульсний перетворювач з чергуванням фаз може працювати в широкому діапазоні вхідної напруги. Вхідна потужність обмежена параметрами вхідного джерела. В якості ФЕП для подальшого розгляду було обрано HNS-SD140 компанії Nanergy що має потужність до 140 Вт у разі нормальних умов навколишнього середовища. Основні параметри розглянутої сонячної панелі зібрані в таблиці 3.3.

З метою подолання проблеми падіння вихідної потужності ФЕП під час часткового затінення застосовують системи пошуку точки максимуму потужності. Ці системи покликані організувати відбір потужності найбільш оптимальним чином за наявних погодних умов.

Було розглянуто послідовне з'єднання трьох панелей. В цьому випадку напруга холостого ходу становитиме до 225 В, а максимальна вхідна напруга в нормальному режимі роботи становить 177 В.

Електричні параметри ФЕП HNS-SD140

Параметр	Значення
Номінальна потужність, Вт	140
Максимальна напруга, В	59
Максимальний струм, А	2.17
Вихідна напруга, В	75
Струм короткого замикання, А	2.58

На рисунку 3.11 (червона крива) показана ВАХ фотоелектричної установки з одним локальним максимумом (точка 3). Простий алгоритм СТМП забезпечує ефективну роботу системи за умов незначних затінь панелі. Проте під час негоди (часткове затінення кількох панелей) з'являється декілька локальних максимумів, що показано на рисунку 3.11 (синя крива). В цьому випадку, яка з точок максимуму потужності буде обрана в якості робочої достеменно невідомо. Саме за вибір найбільш оптимальної точки максимуму потужності серед декількох локальних відповідає алгоритм пошуку глобальної точки максимальної потужності.

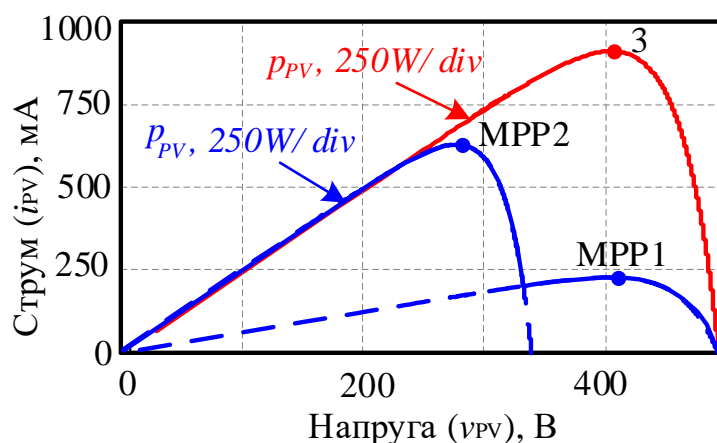


Рисунок. 3.11 – Теоретична характеристика послідовного з'єднання 3 панелей HNS-SD140.

Зазвичай алгоритм ГСТМП передбачає поступові зміни потужності від нуля до максимуму, а потім повернення знову до нуля. Таким чином, система керування

визначає точку максимальної потужності під час оцінки вихідної потужності ФЕП. Система переходить до знайденої точки після ГСТМП. Як правило, час який займає виконання ГСТМП становить до 10 секунд. З одного боку, якщо СТМП не здатне виявити глобальний максимум, ГСТМП приносить значний приріст потужності, що відбирається від панелі. З іншого боку, СТМП може коливатися навколо точки глобального максимуму, тому ГСТМП не є завжди необхідним. Використання ГСТМП в іншому випадку призводить до втрати енергії, яку не можна передати в навантаження під час виконання алгоритму.

Принцип дії запропонованого ГСТМП полягає в створенні короткого замикання та вимірюванні лише струму КЗ замість вимірювання струму та напруги в класичному варіанті. Точка максимуму потужності, як правило, становить 80-85% від струму короткого замикання. Отже, ідея полягає в тому, щоб виміряти точне значення струму КЗ панелі і після цього встановити струм рівним 80% від максимально можливого значення. На рисунку 3.12 показано криві струму та потужності ГСТМП в порівнянні з традиційним (рисунок. 3.12 (а)) та запропонованим методом (рисунок. 3.12 (б)). Головною складністю запропонованого ГСТМП є управління розрядом вхідного конденсатора, тому що він супроводжується великим струмом. Замальовані області відповідають втратам потужності. Основна гіпотеза полягає в тому, що втрати потужності можна зменшити, зменшивши час роботи алгоритму ГСТМП.

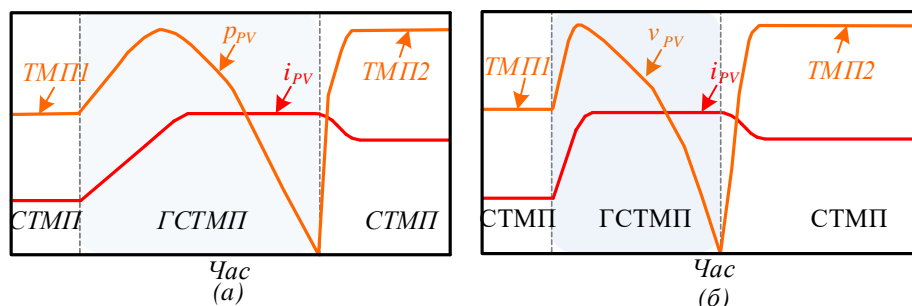


Рисунок 3.12 – Робота СТМП в межах ГСТМП

Запропонований ГСТМП може бути реалізований шляхом досягнення стану короткого замикання ланцюга ФЕП: тільки транзисторами, через вхідну індуктивність з або без активного фільтру або встановлення більшої потужності на стороні входу. Стрибок струму, що виникає у випадках короткого замикання обмежений індуктивністю. Еквівалентну схему режиму короткого замикання наведено на рисунку 3.13

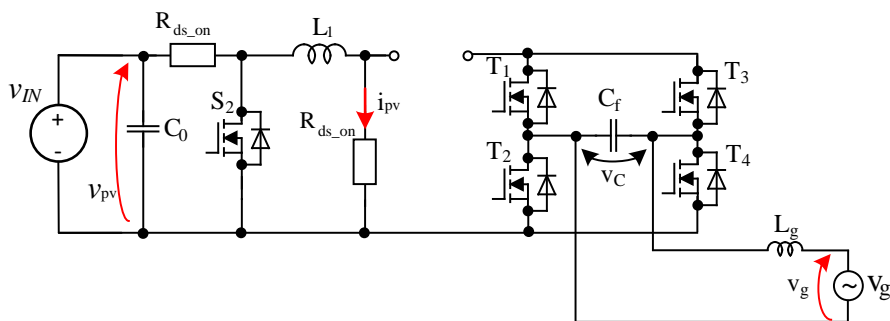


Рисунок 3.13 – Еквівалентна схема режиму короткого замикання для ГСТМП

Активний фільтр є хорошим способом керування розподілом енергії між елементами трикутника ФЕП, батареєю (або малим конденсатором) і перетворювачем. Однак для цього потрібні додаткові ключі зі схемами драйверів. Алгоритм роботи ГСТМП наведено на рисунку 3.14.

На рисунку 3.15 показана структура системи керування. У випадку, коли навантаження має чисто активний характер, змінювати вхідну потужність можна тільки за допомогою рівня вихідної напруги. В якості основного регулятора використано ПІ-регулятор для подачі вихідної напруги. Незважаючи на те, що ПІ-регулятори використовуються для ГСТМП, СТМП також керує вихідною напругою щодо необхідного струму на вході на основі ПІ-регулятора. Рівень вихідної напруги можна розрахувати виходячи зі навантаження:

$$i_{in} = \frac{|v_{OUT}^2|}{R_{LOAD} \cdot v_{IN}} \quad (3.21)$$

де R_{LOAD} - опір навантаження.

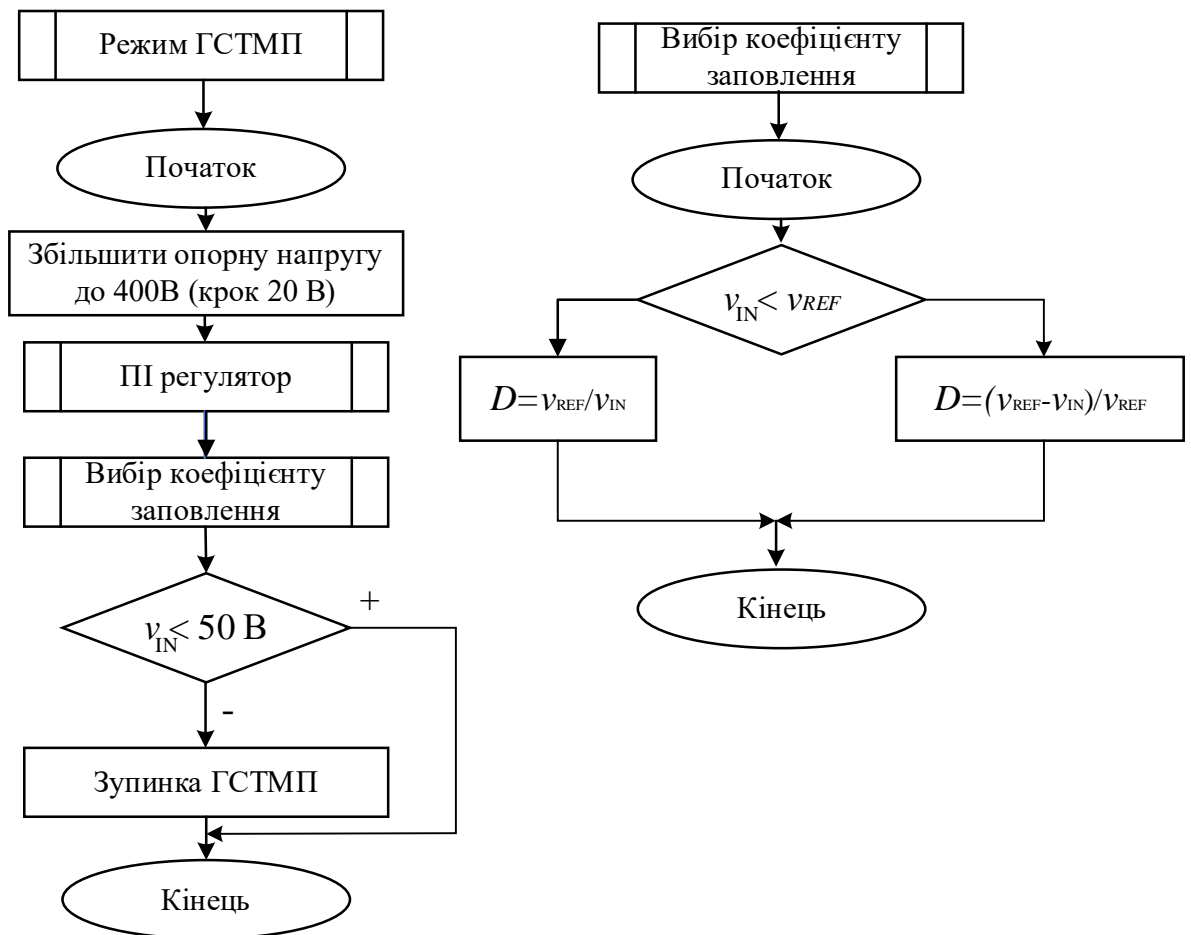


Рисунок 3.14 – Алгоритм роботи ГСТМП

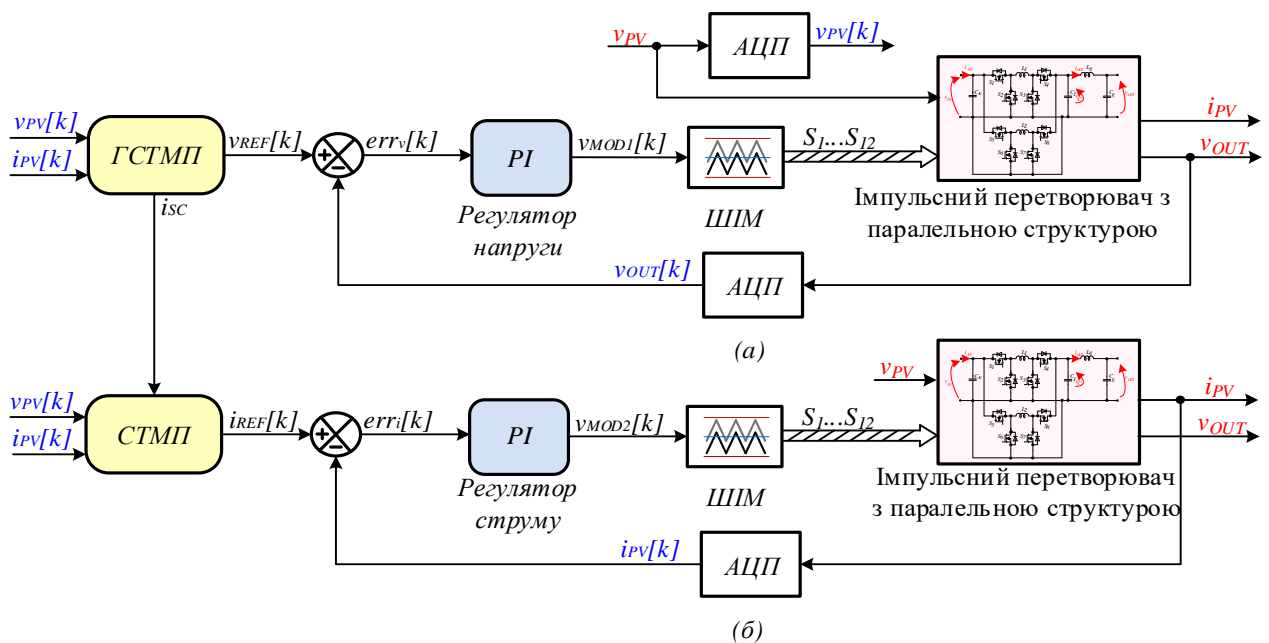


Рисунок 3.15 – Структура системи керування з ГСТМП

Таким чином, у формуванні опорного сигналу беруть участь тільки результати вимірювання напруги. Модулюючий сигнал також генерується за допомогою залежності коефіцієнту заповнення для режиму зниження та підвищення вхідної напруги:

$$D_{BUCK} = \frac{v_{OUT}}{v_{IN}}, D_{BOOST} = \frac{v_{OUT}-v_{IN}}{v_{IN}} \quad (3.22)$$

Сигнали для другого модуля імпульсного перетворювача мають фазовий зсув на 180 градусів. Система керування включає ФАПЧ як фільтр. ФАПЧ обчислює величину і фазу вихідної напруги.

Робота ГСТМП починається з різкого збільшення опорної напруги. Збільшення вихідної напруги призводить до підвищення вхідної потужності та струму ФЕП. Система може досягти струм КЗ, як тільки напруга ФЕП значно впаде. Усі ключі вимкнені протягом певних часових інтервалів після відповідного визначення струму, тому що він повинен повернути ФЕП до нормальних значень напруги. Нарешті, система встановлює вхідний струм відповідно до визначеної ГСТМП робочої точки і запускає СТМП для вимірюваного струму.

Моделювання запропонованої схеми було виконано в PSim 11. Під час моделювання було включено додатковий невеликий опір кожного пасивного елемента. З метою перевірки теоретичної гіпотези було виконано порівняльний аналіз класичного та запропонованого алгоритмів ГСТМП. На рисунку 3.16 показані результати моделювання для ГСТМП. Традиційний метод зайняв більше часу перетворення для підняття струму ФЕП в режим короткого замикання (рисунк 3.16(б)) порівняно із запропонованою методикою (рисунк 3. 16 (д)). На рисунку 3.16(д), (е) показано зміну споживаної потужності ФЕП від меншого локального максимуму до більшого локального екстремуму. Напруга холостого ходу така ж, як і в класичному випадку. Менший локальний максимум відповідає значенню вхідного струму 1,6 А. Більший локальний екстремум відноситься до 2,17 А, який був встановлений після інтервалу ГСТМП. Час роботи класичного

алгоритму ГСТМП досягає 30 мс. При цьому запропонований алгоритм ГСТМП дозволив скоротити час роботи до 10 мс.

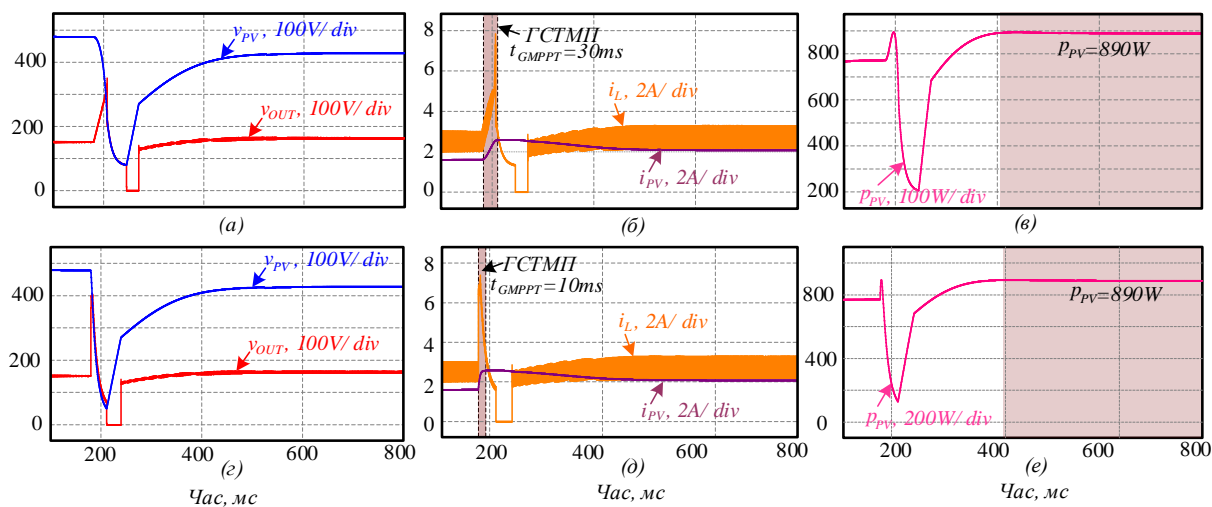


Рисунок 3.16 – Результати імітаційного моделювання запропонованого і класичного алгоритмів ГСТМП

3.3 Висновки до розділу 3

1) Обрано та налаштовано ефективну замкнену систему керування для запропонованого перетворювача на основі паралельної структури чергування фаз та ланцюжком розгортки з застосуванням сучасних алгоритмів керування. Виконано розрахунок та імітаційне моделювання розглянутої системи.

2) Запропоновано модифікований алгоритм слідкування за глобальної точкою максимуму потужності ФЕП, що покликаний забезпечити покращену швидкодію системи керування та збільшити ефективність відбору потужності. Результати імітаційного моделювання підтверджують підвищення швидкості роботи запропонованого алгоритму ГСТМП в три рази, порівняно з класичним рішенням.

3) Запропонована система обрана для практичної реалізації та дослідження шляхом натурних експериментів.

РОЗДІЛ 4

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ВТРАТ

Відомо, що результати розрахунків та результати експерименту не можуть бути абсолютно однаковими, оскільки експериментальні параметри залежать від різних факторів, таких як умови навколишнього середовища, паразитних параметрів компонентів, якості друкованих плат та інших факторів. Таким чином, наступний розрахунок стосується втрат потужності за ідеальних зовнішніх умов.

Розроблена модель включає обидва різновиди втрат потужності: динамічні та статичні. Сигнали були детально проаналізовані під час розробки моделі. Рисунок 4.1 демонструє високочастотні пульсації струму в напівпровідникових компонентах під час роботи перетворювача. Крім того, режими зниження та підвищення напруги вимагають окремого розрахунку втрат потужності. Тому потрібно мати відповідність транзисторів режимам:

$$S_1 \equiv S_{BUCK}, S_2 \equiv S_{NBUCK}, S_3 \equiv S_{BOOST}, S_4 \equiv S_{NBOOST}, S_6 \equiv S_7 \equiv S_{UNFOLD}, S_5 \equiv S_8 \equiv S_{NUNFOLD}, \quad (4.1)$$

Для початку необхідно одержати залежності коефіцієнту заповнення для кожного режиму. Вирази коефіцієнту заповнення такі ж, як і у випадку простого перетворювача постійного струму, але вихідна напруга розглядається як синусоїдальна:

$$D_{BUCK} = \frac{|v_{GRID}|}{v_{PV}}, D_{BOOST} = \frac{|v_{GRID}| - v_{PV}}{|v_{GRID}|}, v_{GRID} = V_M \cdot \sin(\varphi), \quad (4.2)$$

де v_{GRID} - напруга мережі, v_{PV} - напруга на виході ФЕП, V_M - амплітуда напруги мережі, φ - фаза струму мережі, падіння напруги на вихідному конденсаторі v_C .

Оскільки струми залежать від вхідної потужності та коефіцієнту заповнення, очевидно, що струм в котушці індуктивності обернено пропорційний кількості імпульсних ланок. Вирази матимуть наступний вигляд:

$$i_{PV} = \frac{2 \cdot P}{v_{PV}} \sin^2(\varphi), i_{L_BUCK} = \frac{i_{PV}}{N \cdot D_{BUCK}}, i_{L_BOOST} = \frac{i_{PV}}{N} \quad (4.3)$$

де P -середнє значення вхідної потужності, N -кількість імпульсних ланок.

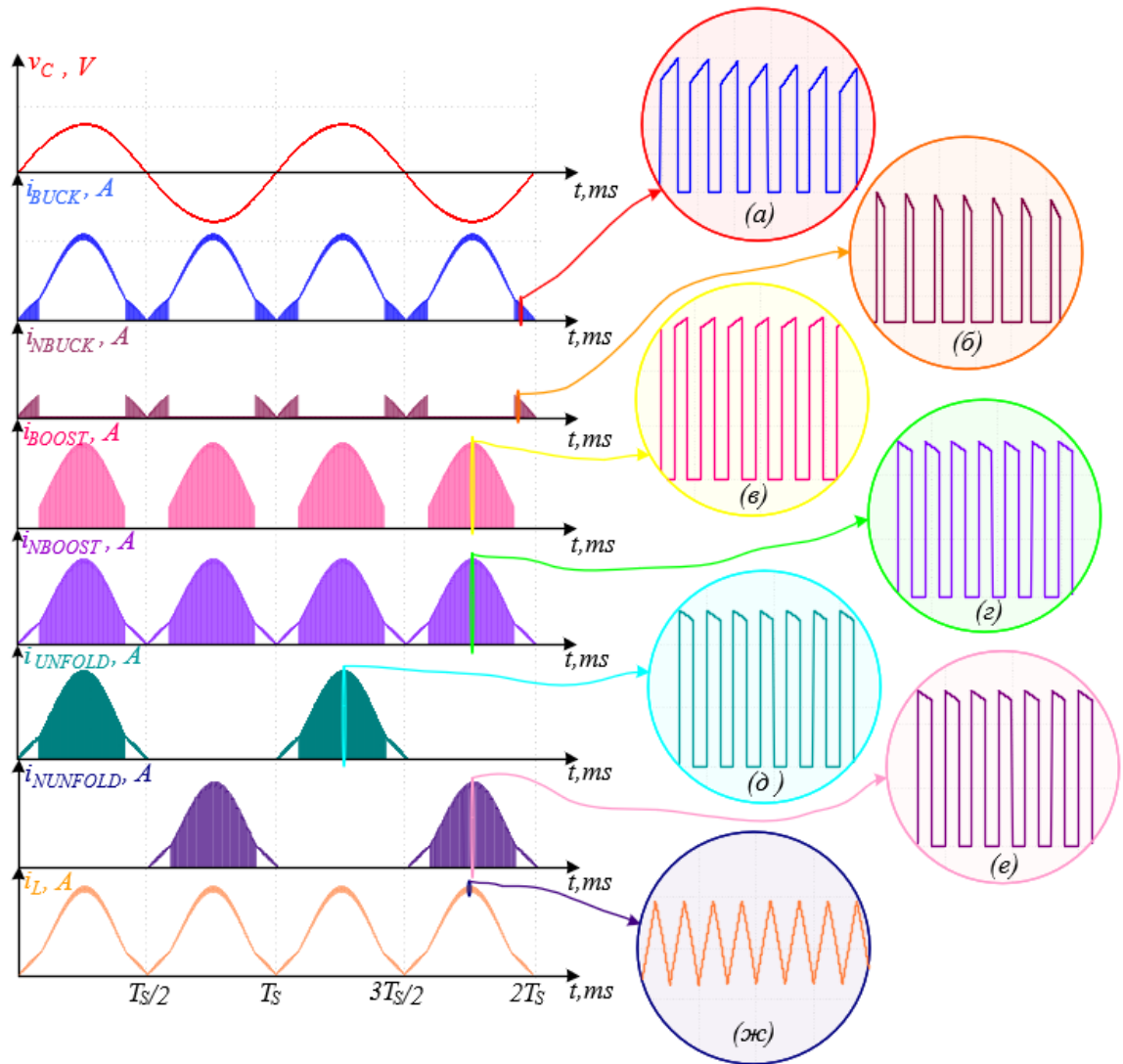


Рисунок 4.1 – Високочастотні пульсації струмів та напруги: (а) – пульсації струму крізь вхідний ключ S_{BUCK} , (б) – комплементарний ключ S_{NBUCK} , (в) – транзистор S_{BOOST} , (г) – комплементарний транзистор S_{NBOOST} , (д) – ключ ланцюжка розгортки, (е) – ключ зворотної полярності ланцюжка розгортки S_{UNFOLD} , (ж) – струм крізь індуктивність i_L .

Аналіз стаціонарних станів дозволяє отримати вирази що описують пульсації у пасивних елементах. Рисунок 4.1 (ж) демонструє високочастотні пульсації струму в котушці індуктивності. Вираз для пульсацій струму в індуктивності для різних режимів наведено нижче:

$$\Delta i_{L_BUCK} = \frac{v_{PV} - |v_{GRID}|}{2 \cdot f_{SW} \cdot L_1 \cdot N} \cdot D_{BUCK}, \Delta i_{L_BOOST} = \frac{v_{PV}}{2 \cdot f_{SW} \cdot L_1 \cdot N} \cdot D_{BOOST} \quad (4.4)$$

де f_{SW} – частота комутації, L_1 – номінал індуктивності.

Подальші розрахунки враховують кожен період комутації. Вираз, що враховує зростаючі та спадаючі пульсації струму в індуктивності отримано за допомогою канонічного рівняння прямої. Струм індуктивності залежить від часу та від періоду комутації. Вирази для режиму зниження напруги мають наступний вигляд:

$$i_{L_BUCK_RISE} = i_{L_BUCK} - \Delta i_{L_BUCK} + 2 \cdot \Delta i_{L_BUCK} \cdot \frac{t - i \cdot T_{SW}}{D_{BUCK} \cdot T_{SW}}, \quad (4.5)$$

$$i_{L_BUCK_FALL} = i_{L_BUCK} + \Delta i_{L_BUCK} - 2 \cdot \Delta i_{L_BUCK} \cdot \frac{t - (i + D_{BUCK}) \cdot T_{SW}}{(1 - D_{BUCK}) \cdot T_{SW}}, \quad (4.6)$$

де T_{SW} – період комутації, i – порядковий номер поточного періоду комутації.

Подібні рівняння використовуються для режиму підвищення напруги. Крім того, інші сигнали або інші змінні представлені як функція поточного періоду комутації:

$$\varphi \rightarrow \varphi(i) = \omega_0 \cdot i \cdot T_{SW}, i_{L_BUCK_RISE} \rightarrow i_{L_BUCK_RISE}(i), i_{L_BUCK_FALL} \rightarrow i_{L_BUCK_FALL}(i), \quad (4.7)$$

$$D_{BUCK} \rightarrow D_{BUCK}(i), D_{BOOST} \rightarrow D_{BOOST}(i), \quad (4.8)$$

Однак струми крізь транзистори не є безперервними, тому для кожного напівпровідникового компоненту потрібно враховувати струми в різні проміжки часу.

4.1 Статичні втрати

Модель статичних втрат побудована згідно закону Джоуля-Ленца. Так, сумарні статичні втрати в напівпровідникових компонентах дорівнюють сумі втрат статичних втрат в кожному з напівпровідникових компонентів. Сумарні статичні втрати можна описати за допомогою наступного виразу:

$$P_{CLOSS} = \sum_{i=1}^N (I_{i_rms}^2 \cdot R_{DS(on)}), \quad (4.9)$$

де N – кількість транзисторів, $I_{i,rms}$ – середньоквадратичне значення струму крізь транзистор, R_{DSON} – еквівалентний опір відкритого каналу транзистора, взятий з документації.

З іншого боку, пульсації струму через напівпровідниковий елемент були враховані під час розрахунку середньоквадратичного значення струму. Пульсації потрібно враховувати для кожного з періодів високочастотної комутації. Отже, середньоквадратичні значення струмів в квадраті крізь напівпровідникові компоненти можна описати як:

$$I_{T_BUCK_RMS}^2 = \frac{1}{T_{sine}} \cdot \sum_{i=0}^Q \left[\int_{i \cdot T_{sw}}^{(i+D_{BUCK(i)}) \cdot T_{sw}} (i_{L_{BUCK_{rise}}}(i) \cdot dt) \right], \quad (4.10)$$

$$I_{T_NBUCK_RMS}^2 = \frac{1}{T_{sine}} \cdot \sum_{i=0}^Q \left[\int_{(i+D_{BUCK(i)}) \cdot T_{sw}}^{(i+1) \cdot T_{sw}} (i_{L_{BUCK_{fall}}}(i) \cdot dt) \right], \quad (4.11)$$

$$I_{T_BOOST_RMS}^2 = \frac{1}{T_{sine}} \cdot \sum_{i=0}^Q \left[\int_{i \cdot T_{sw}}^{(i+D_{BOOST(i)}) \cdot T_{sw}} (i_{L_{BOOST_{rise}}}(i) \cdot dt) \right], \quad (4.12)$$

$$I_{T_NBOOST_RMS}^2 = \frac{1}{T_{sine}} \cdot \sum_{i=0}^Q \left[\int_{(i+D_{BOOST(i)}) \cdot T_{sw}}^{(i+1) \cdot T_{sw}} (i_{L_{BOOST_{fall}}}(i) \cdot dt) \right], \quad (4.13)$$

$$I_{T_UNFOLD_BUCK_RMS}^2 = \frac{1}{T_{sine}} \cdot \sum_{i=0}^Q \left[\int_{i \cdot T_{sw}}^{(i+D_{BUCK(i)}) \cdot T_{sw}} (i_{L_{BUCK_{rise}}}(i) \cdot dt) + \int_{(i+D_{BUCK(i)}) \cdot T_{sw}}^{(i+1) \cdot T_{sw}} (i_{L_{BUCK_{fall}}}(i) \cdot dt) \right], \quad (4.14)$$

$$I_{T_NFOLD_BOOST_RMS}^2 = \frac{1}{T_{sine}} \cdot \sum_{i=0}^Q \left[\int_{(i+D_{BOOST(i)}) \cdot T_{sw}}^{(i+1) \cdot T_{sw}} (i_{L_{BOOST_{fall}}}(i) \cdot dt) \right]. \quad (4.15)$$

де T_{sine} – період синусоїдальної напруги, Q – кількість періодів високочастотної комутації, що припадає на один період синусоїдальної мережевої напруги.

4.2 Динамічні втрати

Динамічні втрати в напівпровідникових компонентах залежать від фізичних властивостей та характеристик використаних напівпровідникових компонентів. На

основі інформації, що міститься в технічній документації на транзистори та діоди можна отримати параметри елементів, що впливають на динамічні втрати.

Сумарні динамічні втрати можна виразити як суму динамічних втрат окремих напівпровідникових компонентів в кожний період високочастотної комутації. Наступний вираз дозволяє розрахувати динамічні втрати за один період синусоїдальної напруги:

$$P_{DLOSS} = \frac{1}{T_{sw}} \cdot \left(\frac{(t_{d_ON} + t_r + t_{d_OFF} + t_f) + (C_{OSS} \cdot V_{P_AVG})}{2} \cdot I_{P_AVG} \cdot V_{P_AVG} + \frac{5}{4} \cdot Q_{rr} \cdot V_{P_AVG} \right), \quad (4.16)$$

де t_{d_ON} – час відкриття каналу транзистора, t_r – довжина переднього фронту сигналу комутації, t_{d_OFF} – час закриття транзистора, t_f – довжина заднього фронту сигналу комутації, I_{P_AVG} – середнє значення пульсацій струму в транзисторі за період мережевої напруги, V_{P_AVG} – середнє значення напруги сток-витік транзистора за період мережевої напруги, Q_{rr} – заряд відновлення зворотного діода, C_{OSS} – вихідна ємність.

Середні значення пульсацій струму за період мережевої напруги можуть бути розраховані виходячи з виразів (4.2) - (4.14) для кожного з ключів. Ці пульсації рівні максимальному значенню пульсації струму в індуктивності в кожен момент часу інтервалу провідності транзистора:

$$I_{T_{BUCK}}(i) = i_{L_{BUCK}}(i), \quad I_{T_{NBUCK}}(i) = i_{L_{BUCK}}(i), \quad (4.17)$$

$$I_{T_{BOOST}}(i) = i_{L_{BOOST}}(i), \quad I_{T_{NBOOST}}(i) = i_{L_{BOOST}}(i). \quad (4.18)$$

Середні значення пульсацій напруги можна отримати з простих диференційних рівнянь для еквівалентних схем. Амплітудні значення пульсацій напруги на високочастотному періоді комутації наступні:

$$v_{DS_{BUCK}}(i) = v_{pv}(i), \quad v_{DS_{NBUCK}}(i) = v_{pv}(i), \quad (4.19)$$

$$v_{DS_{BOOST}}(i) = v_{pv}(i), \quad v_{DS_{NBOOST}}(i) = v_{pv}(i). \quad (4.20)$$

4.3 Вибір оптимальної кількості модулів

Як було показано в розділі 2, запропоноване рішення з чергуванням фаз та ланцюжком розгортки має ряд переваг та недоліків порівняно з класичним. Використання паралельних модулів призводить до збільшення кількості напівпровідникових компонентів, що мають високу частоту комутації та може в результаті збільшити габаритні розміри перетворювача. З іншого боку такий підхід дозволяє розподілити струм між транзисторами, що призводить до зменшення втрат в активних компонентах і можливості застосувати індуктивності, що розраховані на менший струм. Тому питання вибору оптимальної кількості паралельних модулів є актуальним для даного рішення.

У розділі 4.1 та 4.2 описано розрахунок на основі реальних параметрів напівпровідника. Для імпульсної частини було обрано транзистор UJC0650K, а в схемі розгортки - IPP60R060P7. Параметри транзисторів наведені в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1

Параметри напівпровідникових компонентів

Параметр	UJC0650K	IPP60R060P7
V_{DS} , В	650	650
R_{DS_on} , мОм	34	60
I_{D_max} , А	36.5	38
t_{d_ON} , нс	29	23
t_r , нс	10	12
t_{d_OFF} , нс	70	79
t_f , нс	15	4
Q_{rr} , мкФ	0.95	2.9

Слід зазначити, що параметри напівпровідникових компонентів з технічної документації наведені за деяких умов: постійний струм, температура навколишнього середовища, температура корпусу та інші умови. Паразитні параметри плати також впливають на динамічні характеристики транзисторів.

Тому розрахунок має деякі похибки і виражає наближений вигляд характеристик порівняно з реальним випадком.

По-перше, було розглянуто статичні втрати. Логічно, що при збільшенні кількості елементів, статичні втрати будуть зменшуватись, оскільки струм рівномірно розподіляється між компонентами. На рисунку 4.2 представлені залежності для статичних втрат, отримані за допомогою математичного моделювання. Для режиму підвищення напруги спостерігається суттєва різниця статичних втрат для різної кількості модулів. Для випадків з потужністю понад 1 кВт ця різниця суттєво збільшується, як показано на рисунку 4.2 (а). З іншого боку, менша вхідна потужність не впливає суттєво на статичні втрати, навіть при великому коефіцієнті підсилення (рисунок 4.2(б)).

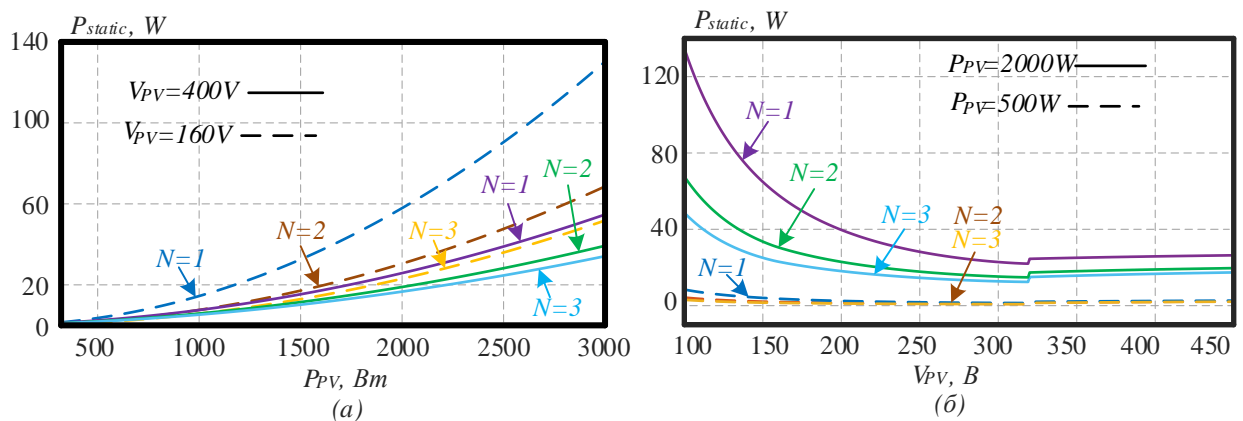


Рисунок 4.2 – Залежність статичних втрат від вхідної потужності за фіксованої вхідної напруги (а), залежність статичних втрат вхідної напруги за фіксованої потужності (б)

Незважаючи на те, що статичні втрати зменшуються при більшій кількості модулів, динамічні втрати залишаються незмінними або навіть зростають. Причина в зростанні кількості комутацій, тому що до кожної додаткового модуля додаються чотири напівпровідникові компоненти. Однак розподіл струму між декількома паралельними компонентами забезпечує менші динамічних втрат для кожного окремого компонента при зростанні кількості компонентів. На рисунку 4.3 показані залежності динамічних втрат від напруги ФАП та вхідної потужності. Динамічні

втрати лінійно зростають із зростанням вхідної потужності, тоді як напруга ФЕП залишається постійною, як показано на рисунку 4.3 (а). Динамічні втрати з трьома паралельними модулями значно зростають в режимі зниження напруги, порівняно з однією або двома ланками в широкому діапазоні змін вхідної потужності та напруги. Таким чином, під час вибору кількості паралельних модулів слід оцінювати вплив статичних втрат порівняно з наявними динамічними втратами.

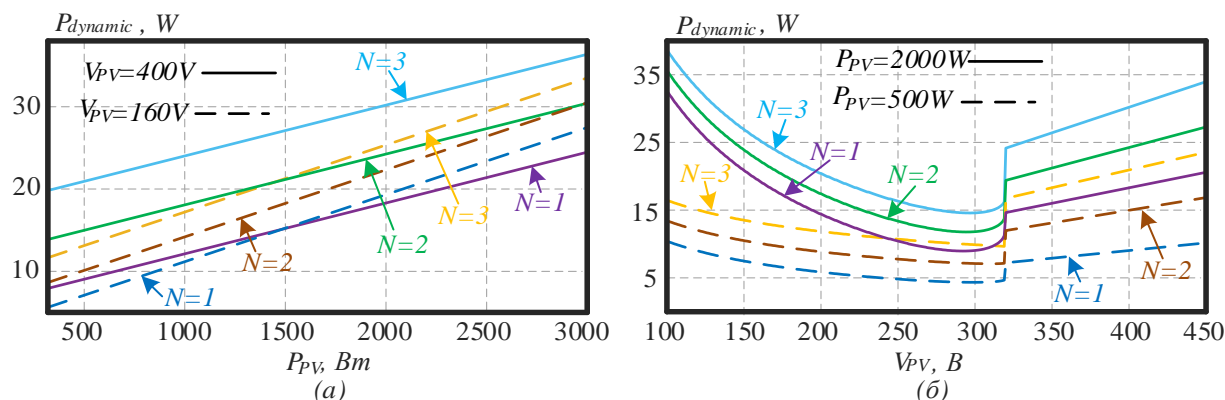


Рисунок 4.3 – Залежність динамічних втрат від вхідної потужності за фіксованої напруги ФЕП (а), залежність статичних втрат від напруги ФЕП за фіксованої вхідної потужності (б)

Було побудовано залежності ККД від вхідної напруги та вхідної потужності. На рисунку 4.4 показано, що схема на основі паралельної структури з чергуванням фаз є більш ефективною при більшій вхідній потужності. Інвертор з двома або трьома модулями має вищий ККД при вхідній потужності понад 800 Вт у режимі підвищення напруги, рисунок 4.4 (а). Режим зниження вхідної напруги більш ефективний при вхідній потужності понад 2 кВт, як показано на рисунку 4.4 (б). Слід зазначити, що ефективність залежить від обраних транзисторів, отже наведена залежність дійсна лише для перетворювача з обраними вище транзисторами (таблиця. 4.1).

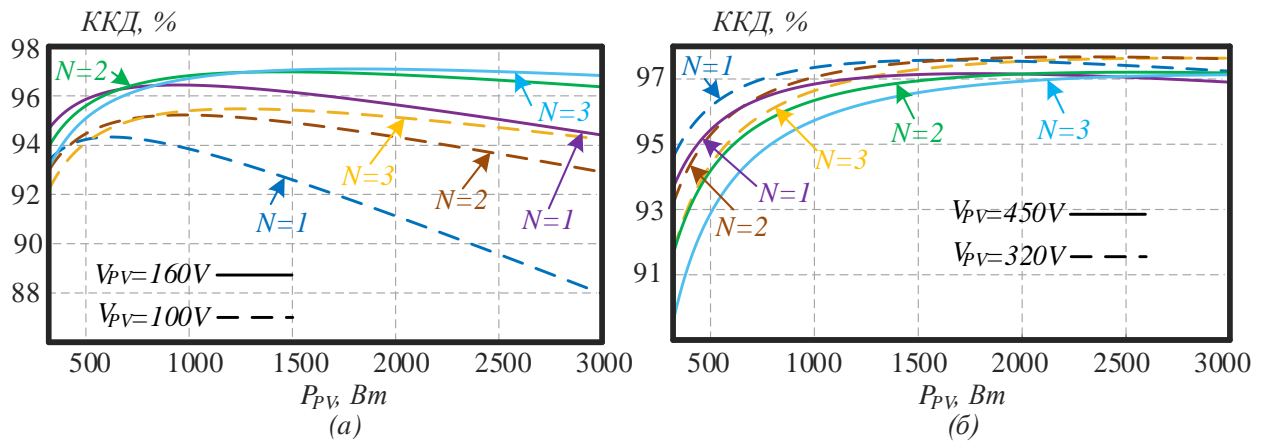


Рисунок 4.4 – Залежність ККД від вхідної потужності за фіксованої напруги ФЕП у режимі підвищення (а), та зниження вхідної напруги (б)

Ключ S_2 можна замінити на діод. У розділах 4.1 та 4.2 були представлені рівняння для кожного з транзисторів. За результатами порівняльного аналізу системи з транзистором і діодом було виявлено незначний вплив цього чинника на ККД в цілому. Транзистор замість діода дозволяє використовувати більш гнучку методику керування. З іншого боку, слід зазначити, що транзистор у режимі зниження напруги має більші статичні втрати, порівняно з динамічними. А в режимі підвищення напруги динамічні втрати переважають над статичними. На рисунку 4.5 показано незначний вплив типу компонента на ефективність у режимах підвищення та зниження напруги для різної кількості паралельних модулів. З цих причин для експериментального дослідження був обраний діод.

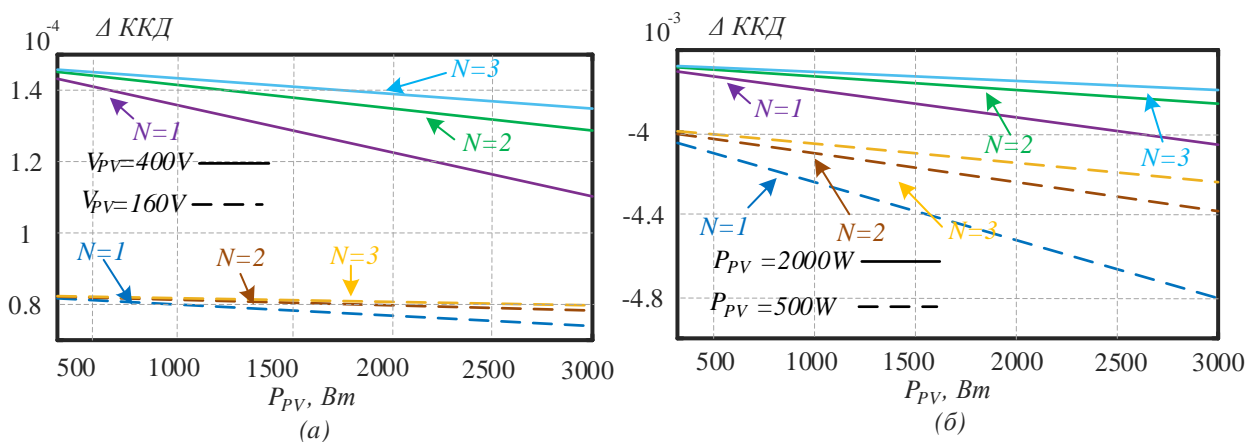


Рисунок 4.5 – Результати порівняння ефективності імпульсних ланок в режимі зі зниженням та підвищенням напруги (а), лише зниження вхідної напруги (б)

На основі отриманих результатів було перевірено теоретичне припущення щодо ефективності підходу з чергуванням фаз для імпульсного модуля з точки зору втрат в активних компонентах. З іншого боку, існують інші параметри, які слід враховувати під час проектування, такі як габаритні розміри перетворювача, оскільки він вимагає більшої кількості активних компонентів і більш комплексної системи керування, вартість елементної бази, параметри пасивних компонентів.

Було проаналізовано вплив підходу з чергуванням фаз на лінійний розмір перетворювача. Цей параметр встановлює залежність між кількістю активних компонентів, їх ланцюгами керування та розміром друкованої плати. Область для одного модуля S_{BB_cell} складається з області дроселів S_L , площі активного перемикача S_{SW} , яка помножена на кількість активних компонентів, і площі драйвера S_{Driver} для кожного напівпровідника. Площа для ланцюжка розгортки була розрахована одним і тим же методом для різних типів ключів і представлена як постійний параметр S_{UNF} . Загальну площу інвертора можна розрахувати за наступним виразом:

$$S = N \cdot (S_L + 4 \cdot (S_{SW} + S_{Driver})) + 4 \cdot ((S_{UNF} + S_{Driver})). \quad (4.21)$$

Другим порівнюваним параметром є загальна енергія індуктивності інвертора. Цей параметр містить суму енергій всіх дроселів. Енергія індуктивності дозволяє непрямо оцінити розмір індуктивності, оскільки вона залежить від значення індуктивності та максимального струму. Загальна енергія в дроселях розраховується як:

$$E_L = N \cdot \frac{I_L^2 \cdot L_1}{2} + \frac{I_{GRID}^2 \cdot L_{GRID}}{2}. \quad (4.22)$$

Третій параметр - вартість. Що стосується підходу з чергуванням фаз, то необхідно враховувати вартість всіх напівпровідників C_{BB_SW} , C_{UNFOLD_SW} та їх драйверів C_{Driver} . Окрім того, вартість інвертора частково залежить від розміру друкованої плати C_{PCB} . Вартість інвертора виходячи з кількості модулів розраховується згідно наступного виразу:

$$C = 4 \cdot N \cdot (C_{BB_{SW}} + C_{Driver}) + 4 \cdot (C_{UNFOLD_{SW}} + C_{Driver}) + C_{PCB}. \quad (4.23)$$

Останнім параметром, згаданим у розділі 4.1, є ефективність. Усі параметри були нормовані до відносних значень, за винятком ефективності. Слід відзначити, що неможливо врахувати всі параметри. Наприклад, зі збільшенням кількості паралельних модулів збільшується і складність системи керування, що складно врахувати кількісно. Ця тенденція призводить до використання МК з більшою кількістю каналів ШІМ або навіть ПЛІС для трьох і більше паралельних модулів.

Результати математичного моделювання перетворювача з кількістю паралельних комірок імпульсної ланки від 1 до 3 кількісно представлені нижче. Таблиця 4.2 демонструє вплив кількості комірок, вхідної потужності та режиму роботи перетворювача (підвищення або зниження вхідної напруги) на ККД та енергію в індуктивних компонентах.

Таблиця 4.2

Результати математичного моделювання перетворювача в різних режимах роботи за умови різної кількості паралельних комірок імпульсної ланки

$V_{in}, \text{В}$	$P_{in}, \text{Вт}$	К-сть комірок	ККД, %	$I_L, \text{А}$	$E_L, \text{Дж}$
450	800	1	96,53	3,53	0,00996872
		2	95,83	1,77	0,00250632
		3	95,64	1,17	0,00109512
160		1	96,40	6,14	0,03015968
		2	96,57	3,07	0,01507984
		3	96,30	2,05	0,010086
450	2000	1	97,15	8,84	0,06251648
		2	97,15	4,42	0,03125824
		3	96,93	2,95	0,020886
160		1	95,64	15,36	0,18874368
		2	96,86	7,68	0,09437184
		3	97,08	5,12	0,06291456

Розраховані показники площі перетворювача та його вартості наведені в таблиці 4.3. Розрахунок площі виконувався виходячи з габаритних розмірів компонентів, таких як транзистори імпульсної ланки, транзистори ланцюжка розгортки, котушки індуктивності, радіатор та драйвери. Розрахунок сумарної площі перетворювача виконано згідно виразу (4.21). Як можна побачити, збільшення кількості паралельних комірок призводить до майже прямо пропорційного збільшення площі. Сумарна вартість компонентів перетворювача розраховувалась згідно виразу (4.23) та включала сумарну вартість транзисторів, друкованої плати та мікросхем драйверів. Транзистори різних ланок перетворювача враховувались у виразі окремо, оскільки їх кількість в ланцюжку розгортки фіксована, а в складі імпульсної ланки кількість активних компонентів залежить від кількості паралельних комірок.

Таблиця 4.3

Результати розрахунків площі та вартості перетворювача за умови застосування різної кількості комірок імпульсної ланки

К-сть комірок	C, грн	S, мм ²
1	12797,20	19220,00
2	24461,60	36760,00
3	36278,00	54300,00

На рисунку 4.6 показані діаграми, на яких порівнюються параметри в залежності від кількості модулів. Результат порівняння полягає в тому, що ефективність кількох модулів в режимі підсилення напруги буде в порівнянні з однією коміркою. Загальна енергія індуктивності в 2 рази нижча у випадку двох елементів з підсилювачем і в 3 рази нижча у випадку трьох елементів відповідно. Однак вартість і площа зростають лінійно з більшою кількістю модулів, як показано на рисунку 4.6 (а). Ефективність інвертора приблизно однакова для всіх варіантів у випадку понижуючого режиму роботи. Режим підвищення напруги є ефективнішим для більшої кількості паралельних модулів рисунок 4.6 (б).

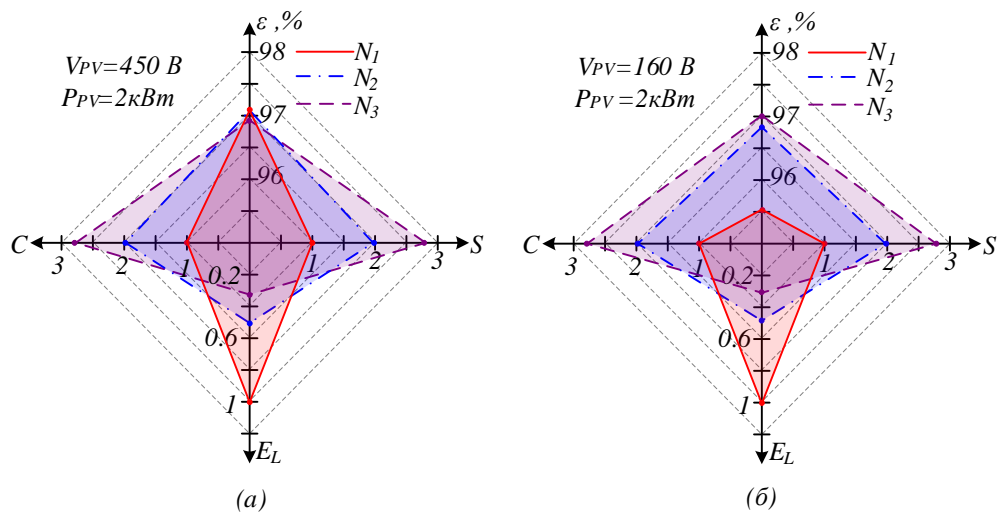


Рисунок 4.6 – Порівняльна діаграма для оцінки вартості, площі друкованої плати, енергії в котушках індуктивності та ККД для режиму зниження напруги (а), режим підвищення напруги (б)

4.4 Висновки до розділу 4

1) Було розроблено математичну модель, що дозволяє на основі вимог до перетворювача, параметрів активних та пасивних компонентів оцінювати статичні та динамічні втрати в напівпровідникових компонентах перетворювача з паралельною структурою імпульсного перетворювача та ланцюжком розгортки.

2) Розроблена модель дозволяє оцінювати широкий спектр параметрів перетворювача з прив'язкою до кількості паралельних модулів: ККД, розмір перетворювача, енергія в індуктивних компонентах, вартість пристрою.

3) За результатами математичного моделювання показано, що за умови потужності перетворювача 1-3 кВт найбільш оптимальною з точки зору ККД, вартості та складності системи керування є топологія з двома паралельними модулями імпульсної частини. Подальше збільшення кількості модулів не призводить до помітного збільшення ККД та зменшення габаритів котушок індуктивності за умови суттєвого зростання складності системи керування, збільшення вартості, ускладнення та збільшення розмірів друкованих плат перетворювача. Саме топологію з двома паралельними модулями обрано для проведення натурних експериментів.

РОЗДІЛ 5

РЕЗУЛЬТАТИ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ

Згідно результатів, наведених в розділах 2 – 4 найбільш оптимальною для подальшого експериментального дослідження було визнано топологію на основі паралельної структури з чергуванням фаз та ланцюжком розгортки з використанням замкненої системи керування, що містить систему слідкування за точкою глобального максимум потужності ФЕП. Виконано порівняльний аналіз результатів теоретичних досліджень, наведених в розділі 4 та отриманих практичних результатів на базі натурного макету.

5.1 Опис експериментального макету

Виходячи з отриманих в розділі 2 результатів порівняння топології на основі імітаційного моделювання та математичного моделювання в розділі 4 оптимальною для експериментальних досліджень було обрано топологію з двома паралельними модулями імпульсної частини перетворювача. Було розроблено чотиришарову друковану плату перетворювача, що відповідає класу точності 4.

Розроблений прототип перетворювача наведений на рисунку 5.1. Функціонально макет розділений на силову плату перетворювача, та плату вимірювання та керування.

Силова плата перетворювача містить активні та пасивні силові компоненти, ланцюжки драйверів керування транзисторами, радіатор. Індуктивності імпульсної ланки та мережевого фільтру розташовані окремо через значні габаритні розміри та масу. Їх підключення відбувається за допомогою клемних колодок, передбачених на платі (рисунок 5.1(a)). Систему пасивного охолодження активних компонентів виконано на спільному радіаторі для обох модулів. Незважаючи на максимальну потужність перетворювача до 1 кВт, через невеликі динамічні та статичні втрати в напівпровідникових елементах необхідності в активній системі охолодження немає. Один з чотирьох транзисторів імпульсної ланки був замінений діодом. Дана заміна була продиктована тим, що даний транзистор не вносив

помітних змін в ефективність перетворювача, одночасно ускладнюючи систему керування.

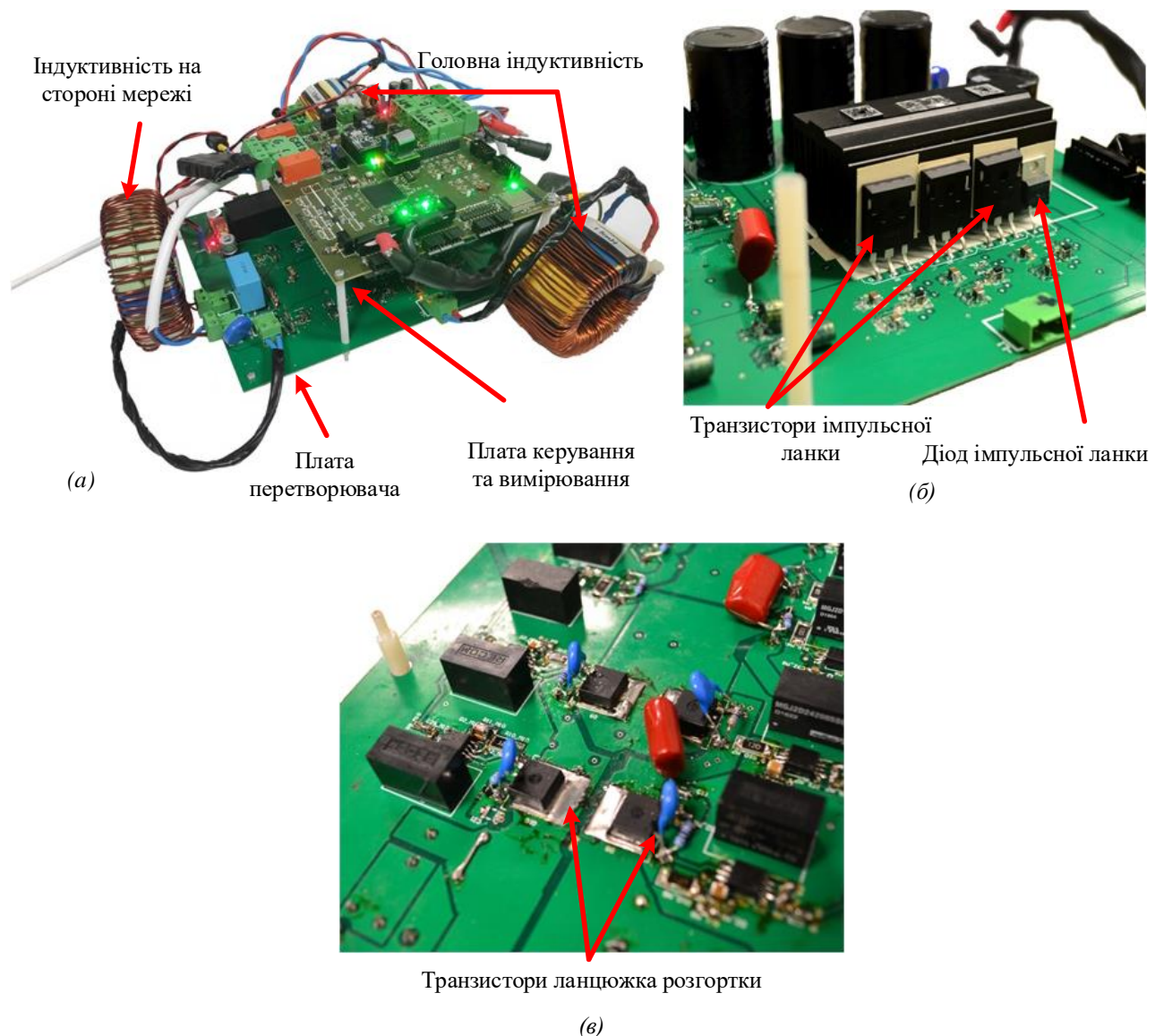


Рисунок 5.1 - Експериментальний прототип перетворювача (а), активні компоненти імпульсного перетворювача (б), транзистори ланцюжка розгортки (в).

Плата керування та вимірювання виконана на основі блоку мікроконтролера (МК) TMS320F28379 компанії Texas Instruments, який забезпечує алгоритм керування СТМП та керування з передбаченням по моделі. Вибраний МК містить чотири незалежні ядра, які забезпечують достатні обчислювальні ресурси для реалізації складної системи керування. Крім того, МК містить швидкий 16-бітний диференціальний блок аналого-цифрового перетворювача (АЦП).

Контрольно-вимірювальна плата містить п'ять каналів датчика напруги. Два з них забезпечують вимірювання змінної напруги в діапазоні від 0 В до 500 В. Інші три датчика призначені для вимірювання постійної напруги. Вся схема керування гальванічно ізольована від силової частини. Система керування має елементи апаратного та програмного захисту, такі як запобіжник, варистори, реле, гальванічні ізольовані буфери та деякі програмні попередньо встановлені обмеження для вимірюваних параметрів.

Вихідні умови проведення експерименту наведені в таблиці 5.1.

Таблиця 5.1

Параметри експерименту

<i>Символ</i>	<i>Опис</i>	<i>Значення (діапазон)</i>
V_{in}	Вхідна напруга, В	100 - 450
V_{bat}	Номінальна напруга батарей, В	48
P_{max}	Максимальна потужність перетворювача, Вт	1100
S_1-S_3	SiC транзистори	UJC0650K
S_5-S_8	CoolMOS™ P7 транзистори	IPP60R060P7
F_{sw}	Частота комутації, кГц	64
МК	Мікроконтроллер	TMS320F28375DPZP S
$L_{1,2}$	Котушки індуктивності імпульсної ланки, мкГн	1500
L_3	Котушка індуктивності фільтру, мкГн	350

Габаритні розміри та маса структурних елементів перетворювача наведені на рисунку 5.2 та в таблиці 5.2.

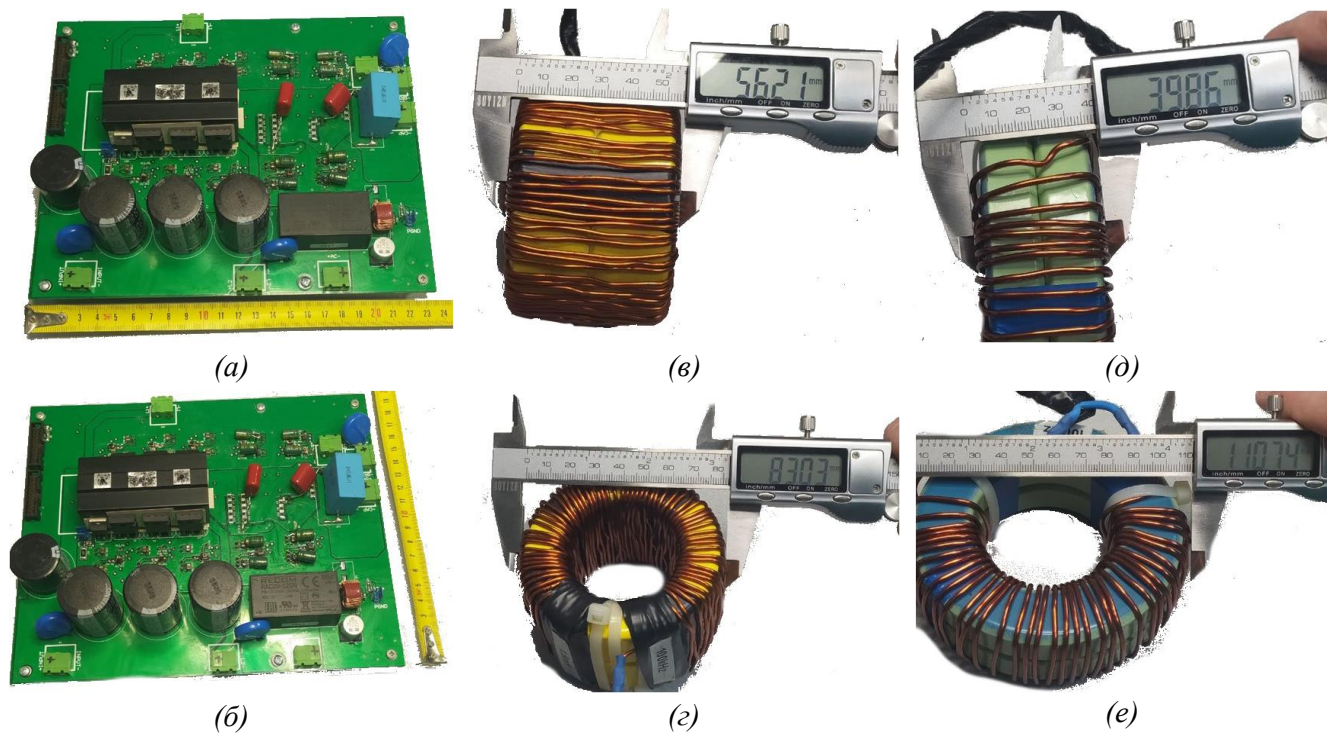


Рисунок 5.2 – Габаритні розміри (а, б) – силової частини перетворювача, (в, г) – котушок індуктивності імпульсної ланки, (д, е) – котушок індуктивності вихідного фільтру

Таблиця 5.2

Габаритні розміри та маса перетворювача

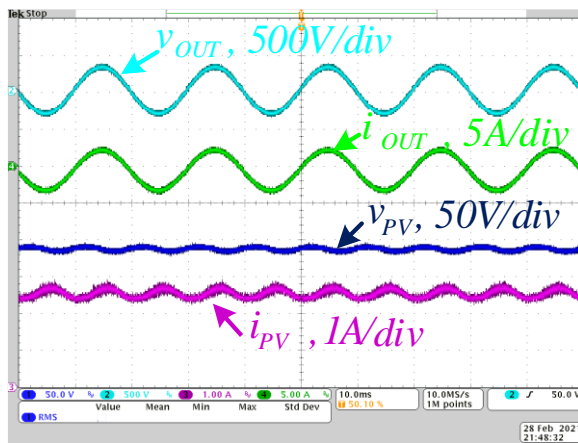
<i>Параметр</i>	<i>Значення</i>
Силова частина, розміри ДхШхВ, мм	234x192x7 5
Котушки індуктивності імпульсної ланки, розміри (діаметр, висота), мм	84x56
Котушка індуктивності фільтру розміри (діаметр, висота), мм	111x40
Силова частина, маса, г	832
Котушки індуктивності імпульсної ланки, маса, г	115
Котушка індуктивності фільтру маса, г	140

Експериментальні дослідження проводились на базі Національного університету «Чернігівська політехніка» в лабораторії силової електроніки кафедри радіотехнічних та вбудованих систем. В якості джерела живлення для перетворювача було задіяно наявну на даху корпусу сонячну електростанцію що складається з семи ФЕП максимальною сумарною потужністю до 1 кВт.

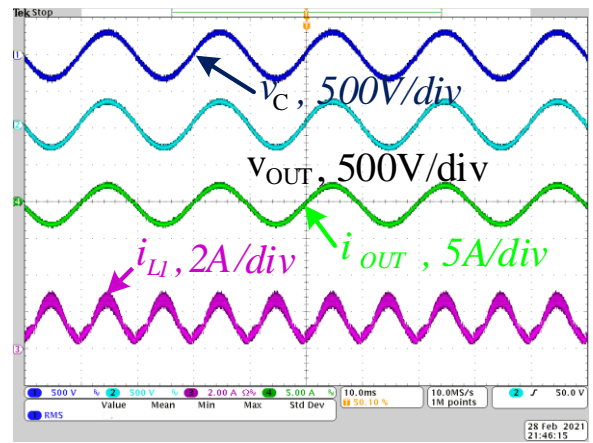
5.2 Результати експериментальних досліджень

В результаті проведення натурних експериментів було одержано ряд осцилограм струмів та напруги перетворювача за різних значень вхідної напруги та вихідної потужності. Нижче наведено характерні осцилограми для режимів підвищення та зниження вхідної напруги з ФЕП, що демонструють особливості роботи перетворювача в широкому діапазоні зміни вхідної напруги за умови розімкнутої системи керування.

За умови живлення від двох послідовно з'єднаних ФЕП максимальна вхідна потужність перетворювача не може перевищувати 280 Вт, а вхідна напруга 120 В відповідно. Перші осцилограми вхідних та вихідних струмів та напруги (рисунок 5.3(а)) та діаграму струмів та напруги перетворювача (рисунок 5.3 (б)) було отримано за умови низької вхідної напруги, що відповідає низькій освітленості сонячних панелей. В даному випадку перетворювач працює в режимі підвищення вхідної напруги. Слід зазначити значно менші пульсації вихідного струму, порівняно зі струмом в котушках індуктивності імпульсної ланки, та зменшення пульсації вихідної напруги, порівняно з пульсаціями напруги на ємності вихідного фільтру.



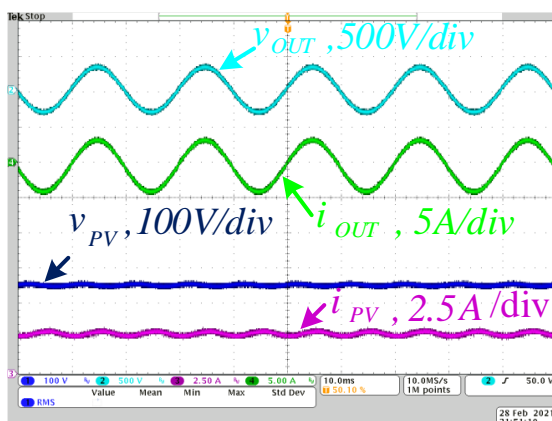
(a)



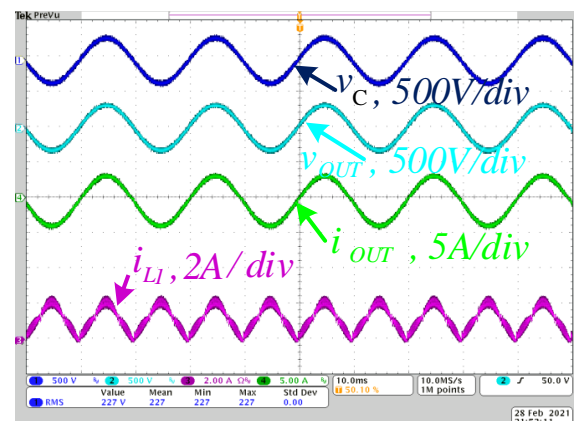
(б)

Рисунок 5.3 – Осцилограми струмів та напруги в режимі підвищення вхідної напруги за умови живлення від двох послідовно з'єднаних ФЕП: діаграма вхідних та вихідних струмів та напруги (а), діаграма струмів та напруги перетворювача (б)

За умови живлення від трьох послідовно з'єднаних ФЕП, перетворювач здатен працювати лише в режимі підвищення вхідної напруги. Осцилограми для даного випадку наведені на рисунку 5.4. Вхідна напруга зростає до 186 В. На діаграмі вхідних та вихідних струмів та напруги спостерігається зменшення пульсації струму ФЕП, рисунок 5.4 (а). На діаграмі струмі та напруги перетворювача, рисунок 5.4 (б) спостерігається перерозподіл пульсацій струму в котушці індуктивності імпульсної ланки, що викликаний зміщенням точки перемикання режимів роботи перетворювача.



(a)

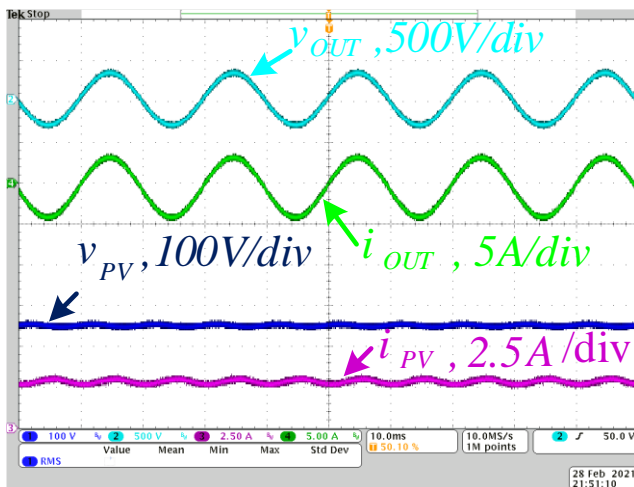


(б)

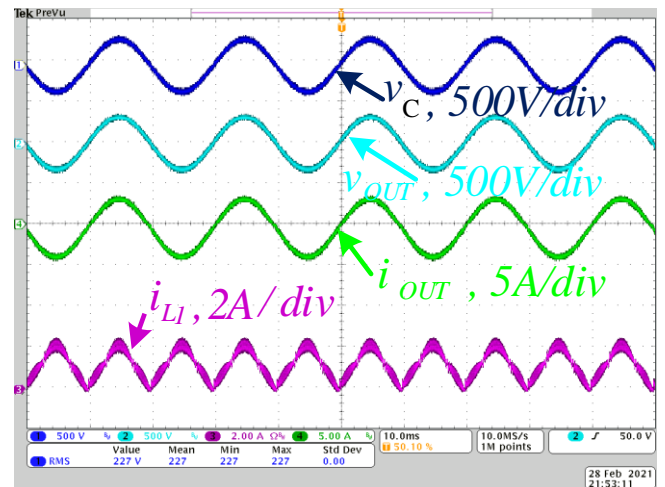
Рисунок 5.4 – Осцилограми струмів та напруги в режимі підвищення вхідної напруги за умови живлення від трьох послідовно з'єднаних ФЕП: діаграма

вхідних та вихідних струмів та напруги (а), діаграма струмів та напруги перетворювача (б)

Вхідну напругу в 311 В було забезпечено за умови живлення від чотирьох послідовно з'єднаних ФЕП, рисунок 5.5. В даному випадку перетворювач працює в режимі зниження вхідної напруги. Діаграми вхідних та вихідних струмів та напруги наведено на рисунку 5.5 (а). Струми та напруги перетворювача показані на рисунку 5.5 (б).



(а)



(б)

Рисунок 5.5 – Осцилограми струмів та напруги в режимі зниження вхідної напруги за умови живлення від чотирьох послідовно з'єднаних ФЕП: діаграма вхідних та вихідних струмів та напруги (а), діаграма струмів та напруги перетворювача (б)

При умові живлення від п'яти послідовно з'єднаних ФЕП вхідна напруга складає 320В, отже перетворювач працює в режимі зниження напруги.

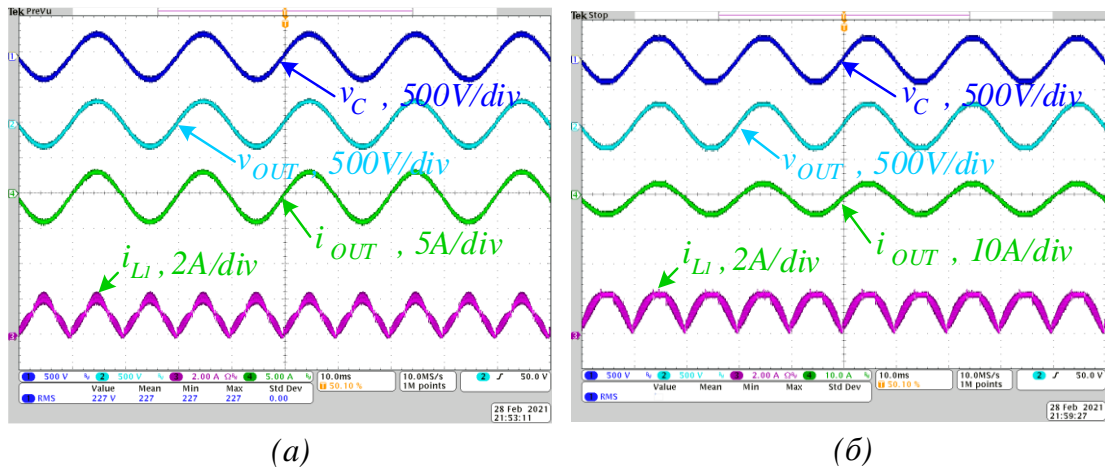


Рисунок 5.6 – Осцилограми струмів та напруги в режимі зниження вхідної напруги за умови живлення від п'яти послідовно з'єднаних ФЕП: діаграма вхідних та вихідних струмів та напруги (а), діаграма струмів та напруги перетворювача (б)

Отримані вище результати дозволяють оцінити рівні пульсації напруги і струмів перетворювача, його ККД у широкому діапазоні регулювання вхідної напруги.

Нижче наведені результати досліджень з замкненою системою керування (рисунок 5.7). Перетворювач живився від п'яти послідовно з'єднаних ФЕП. Напруга холостого ходу становила близько 410 В. Напруга ТМП дорівнювала 350 В, тоді як струм ТМП досягав 2 А, як видно на рисунку 5.7 (б). Система стабілізується з КНС струму мережі менше ніж 5% (рисунок 5.7 (в)). Якісна форма синусоїдального струму дозволила легко налаштувати алгоритм СТМП.

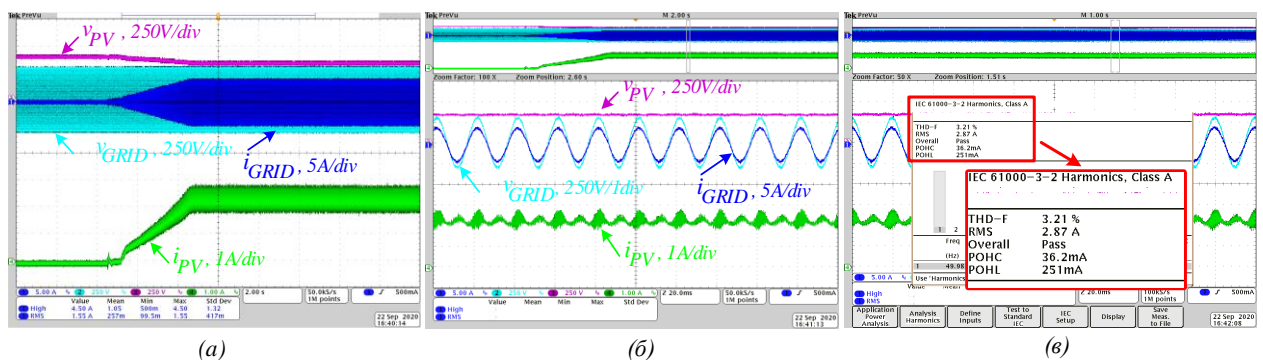


Рисунок 5.7 – Експериментальні результати для замкненої системи керування, (а) режим СТМП, (б) вхідні та вихідні струми та напруги, (в) оцінка КНС

Також для оцінки ефективності роботи перетворювача було зроблено ряд знімків за допомогою камери тепловізора для різних режимів роботи перетворювача, рисунок 5.8.

Як можна побачити з теплових знімків, за умови виключно пасивної системи охолодження напівпровідникових компонентів, температура за максимальної потужності не перевищує 50 °С. Такі температурні режими роботи дозволяють вберегти компоненти від деградації основних властивостей напівпровідникових матеріалів та подовжити термін безвідмовної роботи пристрою.

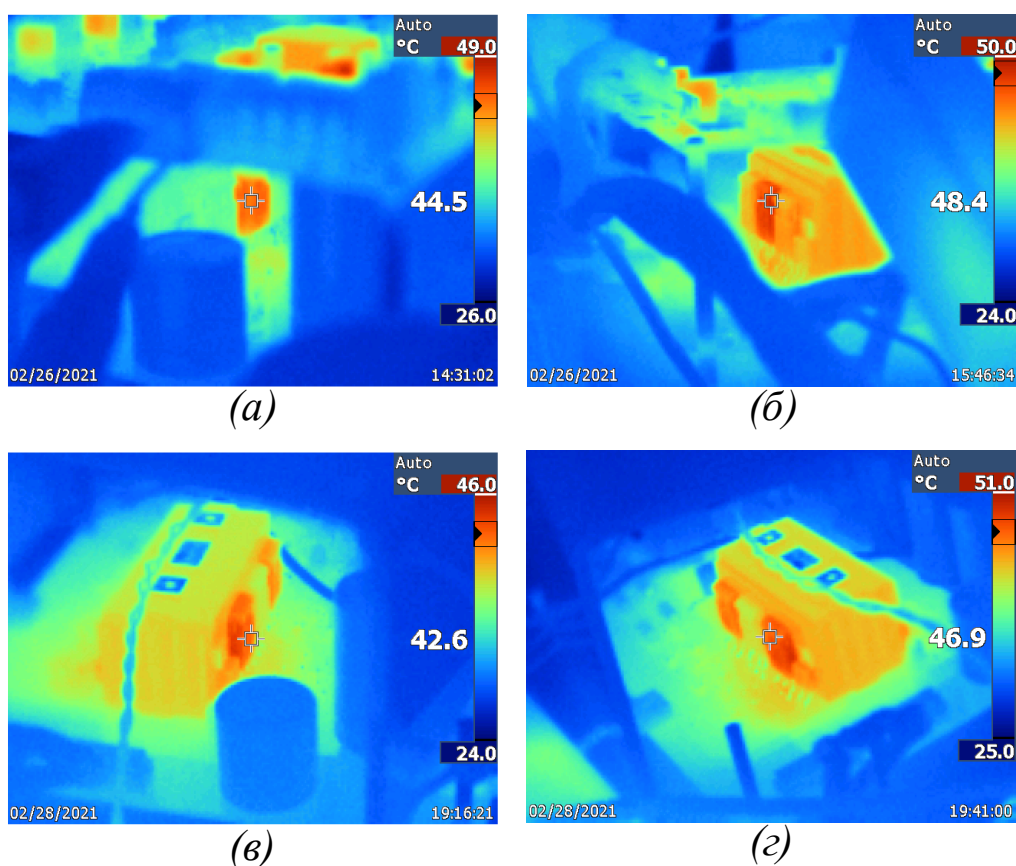


Рисунок 5.8 – Теплові знімки перетворювача в режимі підвищення вхідної напруги (а, в) та режимі зниження напруги (б, г)

5.3 Порівняння результатів експериментальних досліджень з результатами математичного моделювання

За результатами натурних експериментів було проаналізовано ККД перетворювача в широкому діапазоні зміни потужності для різних значень вхідної напруги.

Сімейство кривих, що ілюструють ККД перетворювача наведено на рисунку 5.9. Отримані значення ККД подібні до розрахованих, як було отримано в розділі 4. При визначенні відмінностей між математичними виразами та експериментальними результатами, як встановлено в моделі втрат, теплові зміни параметрів ключів, таких як Q_{rr} і похибка вимірювань, не враховувалися. Отже, теоретичні припущення були підтверджені результатами експерименту. Ефективність вимірювали за допомогою аналізатора YOKOGAWA WT1800. На рисунку 5.9(а) показано практично одержаний ККД разом із теоретично розрахованими в режимі підвищення напруги. Криві для режиму зниження напруги в широкому діапазоні зміни вхідної потужності наведено на рисунку 5.9(б).

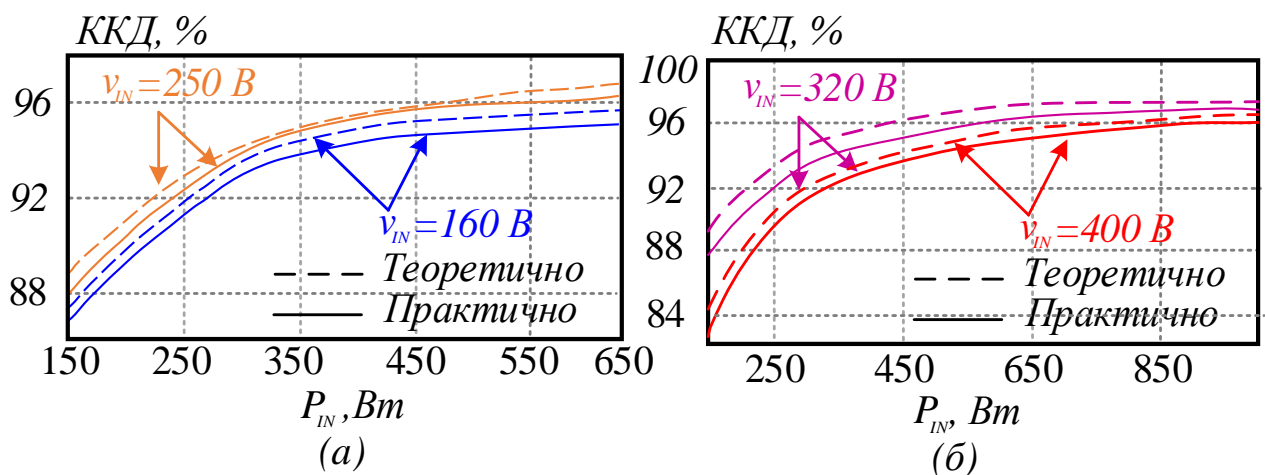


Рисунок 5.9 – Порівняння теоретично розрахованого та експериментально визначеного ККД перетворювача в режимі підвищення вхідної напруги (а), та режимі зниження вхідної напруги (б)

5.4 Висновки до розділу 5

1. Було розроблено та зібрано експериментальний макет перетворювача з двома паралельними модулями імпульсної ланки та ланцюжком розгортки. Розроблено чотиришарову друковану плату силової частини перетворювача. Зібрано та налаштовано макет перетворювача.

2. Виконано експериментальні дослідження за умови живлення перетворювача від різної кількості ФЕП. Одержано осцилограми струмів та напруги перетворювача в широкому діапазоні регулювання вхідної напруги та потужності. Експериментально підтверджено ефективність запропонованої топології в термінах енергії в реактивних компонентах, зменшення пульсацій вихідної напруги та КНС, підвищення ККД перетворювача.

3. Експериментально підтверджено ефективність запропонованого модифікованого алгоритму ГСТМП у підвищенні відбору енергії з ФЕП за умови часткового затемнення.

ВИСНОВОК

В дисертаційній роботі вирішене актуальне наукове завдання зменшення масогабаритних показників інвертора з широким діапазоном регулювання вхідної напруги шляхом огляду, аналізу, порівняння, розрахунків, обґрунтування вибору та впровадження комплексу науково-практичних технічних і програмних методів та засобів.

Отримані нові науково підтверджені результати сприятимуть поширенню систем відновлюваної енергетики на основі ФЕП за рахунок оптимізації масогабаритних параметрів перетворювача, зменшенню металоємності та вартості пасивних компонентів, підвищенню ККД, що в свою чергу зробить подібні системи більш привабливими з комерційної точки зору, більш простими в застосуванні та зручними. Застосування сучасних удосконалених алгоритмів слідкування за точкою глобального максимуму потужності дозволяє розширити область застосування подібних систем в регіони з нестабільним кліматом, де рівень освітленості коливається в часі та знижує ефективність роботи класичних систем. Можливими напрямками подальшого розширення досліджень можуть бути розгляд аспектів пов'язаних з масштабуванням паралельної структури для систем більшої потужності.

Представлені результати дозволили розробити універсальну математичну модель, що дозволяє на основі вимог до перетворювача, параметрів активних та пасивних компонентів оцінювати статичні та динамічні втрати в напівпровідникових компонентах перетворювача з паралельною структурою імпульсного перетворювача та ланцюжком розгортки в залежності від кількості паралельних модулів імпульсної ланки. Отримані за допомогою моделювання дані було повністю підтверджено натурним експериментом.

Отримані наступні наукові та практичні результати:

1) Розглянуто основні актуальні тренди розвитку перетворювачів у складі системи альтернативної енергетики. Одним з можливих шляхів покращення даного

класу пристроїв визначено оптимізацію масогабаритних параметрів шляхом зменшення розмірів та маси реактивних компонентів та їх здешевлення. Запропоновано систему критеріїв оцінки та порівняння комерційних інверторів в системах на основі ФЕП в термінах оцінки масогабаритних параметрів, вартості та ефективності.

2) За результатами комплексного порівняльного аналізу на основі результатів математичного та імітаційного моделювання визначено топологію з ланцюжком розгортки як найбільш перспективну для подальшого дослідження. Перевагами даної топології є менша кількість напівпровідникових компонентів, нижчі вимоги до динамічних характеристик транзисторів повно мостової схеми, зменшення на 40-45% енергії в індуктивних елементах, та, як наслідок, менші габаритні розміри та маса даних компонентів.

3) Виконано комплексний порівняльний аналіз перетворювачів з плаваючою індуктивністю, плаваючим та комутованим конденсатором на основі результатів імітаційного моделювання.

4) За результатами імітаційного моделювання перетворювача з паралельною структурою чергування фаз було доведено перспективність даного підходу до зменшення масогабаритних параметрів котушок індуктивності на понад 60% у складі імпульсного перетворювача. Показано зниження втрат в активних компонентах перетворювача на 40-45%.

5) Запропоновано модифікований алгоритм слідування за точкою глобального максимуму потужності ФЕП, що відрізняється від класичного рішення підвищеною до трьох разів швидкістю, і як результат - вищою ефективністю відбору енергії за умов часткового затінення.

6) Розроблено універсальну математичну модель, що дозволяє кількісно оцінювати вплив застосування паралельної структури імпульсної ланки перетворювача з різною кількістю паралельних модулів в термінах енергетичних параметрів пасивних компонентів, втрат в активних компонентах, лінійних розмірах та вартості перетворювача.

7) Розроблено та виготовлено експериментальний зразок імпульсного перетворювача на основі паралельної структури з чергуванням фаз та ланцюжком розгортки що містить дві паралельні модулі імпульсної ланки. Виконано натурні експерименти, за результатами яких було досягнуто ККД понад 97% за умови роботи в широкому діапазоні вхідної напруги 100 - 450 В.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Electricity market report January 2022 [Electronic resource] - Access mode: https://iea.blob.core.windows.net/assets/d75d928b-9448-4c9b-b13d-6a92145af5a3/ElectricityMarketReport_January2022.pdf - Title screen.1
2. This month in physics history. April 25, 1954: Bell labs demonstrates the first practical silicon solar cell [Electronic resource] - Access mode: <https://www.aps.org/publications/apsnews/200904/physicshistory.cfm> - Title screen.
3. Фесенко А., Єршов Р., Степенко С. Огляд та обґрунтування вибору акумуляторних батарей для автономної системи електроживлення на основі фотоелектричних перетворювачів.// Технічні науки та технології : науковий журнал / Черніг. нац. технол. ун-т. – Чернігів : Чернігів. нац. технол. ун-т, 2017. – № 1 (7). – С.177-187.
4. Renewables 2017 Global Status Report, Renewable Energy Policy Network for the 21st Century, Paris, France, June 2017.
5. Економічна статистика / Економічна діяльність / Енергетика. Енергетичний баланс України [Електронний ресурс] – Режим доступу: http://www.ukrstat.gov.ua/operativ/menu/menu_u/energ.htm - Назва з екрану.
6. D. Bortis, D. Neumayr, J. W. Kolar, “ η -Pareto optimization and comparative evaluation of inverter concepts considered for the GOOGLE Little Box Challenge”, *in proc of IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2016, pp. 1 – 5.
7. A. Morsy, P. Enjeti, “Comparison of Active Power Decoupling Methods for High-Power-Density Single-Phase Inverters Using Wide-Bandgap FETs for GoogleLittle Box Challenge”, *in proc. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, Issue 3, 2016, pp. 790 – 798.
8. Po-Wa Lee, Yim-Shu Lee, David K. W. Cheng, Xiu-Cheng Liu , “Steady-State Analysis of an Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors ”, *proc. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 47, NO. 4, AUGUST 2000*, pp. 787 – 795.

9. Rixin Lai, Lei Wang, Juan Sabate, „A high efficiency two-phase interleaved inverter for wide range output waveform generation” *in proc. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012*, pp. 235 – 239.
10. Mohammad A. Abusara and Suleiman M. Sharkh, “Design and control of a grid-connected interleaved inverter” *in proc. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 28, NO. 2, FEBRUARY. 2013*, pp. 748 – 764
11. Omar Abdel-Rahim, Mohamed Orabi, Mahrous E. Ahmed, „Buck-Boost Interleaved Inverter for Grid Connected Photovoltaic System”, *in proc. IEEE International Conference on Power and Energy (PECon2010), 2010*, pp. 63-68.
12. Praveen Kumar Rao N, Md Ershad Ali, “Interleaved high frequency three phase inverter topology for PV system based on SRSPM methodology”, *in pro. International journal of professional engineering studies volume IV issue1, 2014*, pp. 35 – 43.
13. Kun Xing, Fred C. Lee, Dusan Borojevic, Zhihong Ye, Sudip Mazumder, “Interleaved PWM with Discontinuous Space-Vector Modulation” *in proc. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 14, NO. 5, 1999*, pp. 906 – 917.
14. Toshihisa Shimizu, Yasuhiro Jin, Gunji Kimura, “DC Ripple Current Reduction on a Single-Phase PWM Voltage-Source Rectifier ” *in proc. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 36, NO. 5, 2000*, pp. 1419 – 1429.
15. Ruxi Wang, Fred Wang, Rixin Lai, Puqi Ning, Rolando Burgos, Dushan Boroyevich, “Study of Energy Storage Capacitor Reduction for Single Phase PWM Rectifier”, *in proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009*, pp. 764 – 771.
16. Kuo-Hen Chao, Po-Tai Cheng, Toshihisa Shimizu, “New Control Methods for Single Phase PWM Regenerative Rectifier with Power Decoupling Function ”, *proc. Power Electronics and Drive Systems, 2009. PEDS 2009. International Conference on, 2009*, pp. 1091 – 1096.

17. Yao Sun, Yonglu Liu, Mei Su, Wenjing Xiong, Jian Yang, “Review of Active Power Decoupling Topologies in Single-Phase Systems ”, *proc. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 31, NO. 7*, 2016, pp. 4778 – 4794.
18. D. Neumayr, D. Bortis, and J. W. Kolar, “Ultra-Compact Power Pulsation Buffer for Single-Phase DC/AC Converter Systems”, *proc. IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, 2016, pp. 1 – 10.
19. Zian Qin,, Yi Tang, Poh Chiang Loh, Frede Blaabjerg, “Benchmark of AC and DC Active Power Decoupling Circuits for Second Order Harmonic Mitigation in kW-scale Single-Phase Inverters”, *proc. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Volume: 4, Issue: 1*.
20. Siddhartha A. Singh, Najath A. Azeez, Sheldon S. Williamson, “Capacitance Reduction in a Single Phase Quasi Z-source Inverter using a Hysteresis Current Controlled Active Power Filter ”, *proc. Industrial Electronics (ISIE), 2016 IEEE 25th International Symposium on*, 2016, pp. 805 – 810.
21. Yushan Liu, Baoming Ge, Haitham Abu-Rub, “An Active Power Decoupling Quasi-Z-Source Cascaded Multilevel Inverter”, *proc. Industrial Electronics Society , IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE*, 2016, pp. 6453 – 6458.
22. Renewables 2017 Global Status Report, Renewable Energy Policy Network for the 21st Century, Paris, France, June 2017.
23. Mohannad Jabbar Mnati, Jameel Kadhim Abed, Dimitar V. Bozalakov(2018) *Analytical and calculation DC-link capacitor of a three-phase grid-tied photovoltaic inverter*, IEEE 12th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG 2018). Doha, Qatar.
24. Saeed Sharifi, Masoud Jabbari (2014) Family of single-switch quasi-resonant converters with reduced inductor size, *IET Power Electronics* 7 (10), 2544 – 2554.

25. Abdullah Abdulslam, Yehea Ismail (2015) *5-Level buck converter with reduced inductor size suitable for on-chip integration*. 5th International Conference on Energy Aware Computing Systems & Applications. Cairo, Egypt.
26. Stefan Hoffmann, Eckart Hoene, Oleg Zeiter (2015). *Inductor Size in High Frequency Grid Feeding Inverters*. Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management. Nuremberg, Germany.
27. D. Neumayr, D. Bortis, J.W. Kolar (2016) *Ultra Compact Power Pulsation Buffer for Single-Phase DC/AC Converter Systems* proc. Proceedings of the 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC 2016- ECCE Asia). Hefei city, China.
28. Song Chen, Peng Li, David Brady, Brad Lehman (2011) *Optimum inverter sizing in consideration of irradiance pattern and PV incentives*. Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Fort Worth, TX, USA.
29. Xu Chen, Jane Melia. Inverter size optimization for grid connected concentrator photovoltaic (CPV) plants. IEEE Photovoltaic Specialists Conference · June 2011. DOI: 10.1109/PVSC.2011.6186118
30. International Energy Agency, *"Cost and performance trends in grid-connected photovoltaic systems and case studies* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.researchgate.net/profile/Iea_Pvps2/publication/324728019_Task_2_Cost_and_Performance_Trends_in_Grid-connected_Photovoltaic_systems_and_Case_Studies/links/5adf3abeaca272fdaf8986ca/Task-2-Cost-and-Performance-Trends-in-Grid-connected-Photovoltaic
31. D. Bortis, D. Neumayr, J. W. Kolar, “ η -Pareto optimization and comparative evaluation of inverter concepts considered for the GOOGLE Little Box Challenge”, in Proc. of IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2016, pp. 1–5.
32. R. Ghosh; Miao-xin Wang; S. Mudiya; U. Mhaskar; R. Mitova, D. Reilly; D. Klikic, “Industrial Approach to Design a 2-kVa Inverter for Google Little Box

- Challenge”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 65, no. 7, pp. 5539-5549, July 2018.
- 33.A. Morsy, P. Enjeti, “Comparison of Active Power Decoupling Methods for High-Power-Density Single-Phase Inverters Using Wide-Bandgap FETs for Google Little Box Challenge”, in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 4, N 3, 2016, pp. 790–798.
- 34.S.B. Kjaer, J.K. Pedersen, and F. Blaabjerg, “A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol.41, no.5, pp. 1292- 1306, Sept.-Oct. 2005.
- 35.D.D. Meneses, F. Blaabjerg, O. Garcia, J.A. Cobos, “Review and Comparison of Step-Up Transformerless Topologies for Photovoltaic AC-Module Application,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 6, pp. 2649-2663, 2013.
- 36.P. Sun, C. Liu, J. -S. Lai, C. -L. Chen, N. Kees, “Three -phase dual - buck inverter with unified pulse-width modulation,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 3, pp. 1159 -1167, Mar. 2012.
- 37.Z. Yao, L. Xiao, “Two -switch dual -buck grid -connected inverter with hysteresis current control,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 7, pp. 3310 -3318, July 2012
- 38.R.O. Caceres and I. Barbi, “A boost dc -ac converter: Analysis, design, and experimentation,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 14, no. 1, pp. 134 -141, Jan. 1999
- 39.H. Ribeiro, A. Pinto, and B. Borges, “Single -stage DC-AC converter for photovoltaic systems,” in Proc. of IEEE Energy Convers. Congr. Exp., 2010, pp. 604 -610.
- 40.Z. Yao, L. Xiao, “Two -switch dual -buck grid -connected inverter with hysteresis current control,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 7, pp. 3310 -3318, July 2012.
- 41.R.O. Caceres and I. Barbi, “A boost dc -ac converter: Analysis, design, and experimentation,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 14, no. 1, pp. 134 -141, Jan. 1999.

- 42.H. Ribeiro, A. Pinto, and B. Borges, "Single -stage DC-AC converter for photovoltaic systems," in Proc. of IEEE Energy Convers. Congr. Exp., 2010, pp. 604 -610.
- 43.J. Kikuchi and T. A. Lipo, "Three-phase PWM boost-buck rectifiers with power-regenerating capability," IEEE Trans. on Ind. Applic., vol. 38, pp. 1361-1369, Sept./Oct. 2002.
- 44.F. Gao, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, P.C. Loh and D.M. Vilathgamuwa, " Performance Evaluation of Buck-Boost Three-Level Inverters with Topological and Modulation Development," in Proc. Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on, 2007, pp. 1-10.
- 45.F. Gao, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, P.C. Loh, and D.M. Vilathgamuwa, "Topological design and modulation strategy for buck–boost three-level inverters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 7, pp. 1722 - 1732, July 2009.
- 46.R.L. Mathew, K.S. Jiji "A three level neutral point clamped Inverter with buck-boost capability for renewable energy sources", in Proc. of International Conference on Sustainable Energy and Intelligent Systems (SEISCON 2011), 2011, pp. 201 – 206.
- 47.F. Z. Peng, "Z-source inverter," IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 39, no. 2, pp. 504-510, 2003.
- 48.Y.P. Siwakoti, F. Peng, F. Blaabjerg, P. Loh, G.E. Town, "Impedance Source Networks for Electric Power Conversion Part-II: Review of Control Method and Modulation Techniques," IEEE Trans. Power Electron., Vol.30, N. 4, pp. 1887-1906, April 2015.
- 49.A. Chub, D. Vinnikov, F. Blaabjerg, F.Z. Peng "A Review of Galvanically Isolated Impedance-Source DC–DC Converters" IEEE Trans. Power Electron., Vol. 31, N. 4, pp. 2808-2828, April 2016.
- 50.L. Yushan., H. Abu-Rub., G. Baoming. "Z-source/quasi-Z-source inverters: derived networks, modulations, controls, and emerging applications to photovoltaic conversion" IEEE Industrial Electronics Magazine, Vol. 8, No. 4. pp. 32-44, Dec. 2014.

51. O. Husev, F. Blaabjerg, C. Roncero-Clemente, E. Romero-Cadaval, D. Vinnikov, Y.P. Siwakoti, R. Strzelecki, "Comparison of Impedance- Source Networks for Two and Multilevel Buck-Boost Inverter Applications," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 31, no. 11, pp. 7564-7579, Nov. 2016.
52. R. Burkart, J.W. Kolar, G. Griepentrog, «Comprehensive comparative evaluation of single- and multi-stage three-phase power converters for photovoltaic applications» in *Proc. of Intelec*, 2012, pp. 1-8.
53. D. Panfilov, O. Husev, F. Blaabjerg, J. Zakis, K. Khandakji, "Comparison of three-phase three-level voltage source inverter with intermediate dc-dc boost converter and quasi-Z-source inverter", *IET Power Electr.*, vol. 9, no. 6, 2016, pp. 1238-1248.
54. A. Abdelhakim, P. Mattavelli, and F. Blaabjerg, "Performance Evaluation of the Single -Phase Split -Source Inverter Using an Alternative DC -AC Configuration ," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 65, N. 1, pp. 363–373, Jan. 2018.
55. H. Ribeiro, F. Silva, S. Pinto, and B. Borges, "Single stage inverter for PV applications with one cycle sampling technique in the MPPT algorithm," in *Proc. 35th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron.*, 2009, pp. 842–849.
56. Z. Fedyczak, R. Strzelecki, G. Benysek, "Single-phase PWM AC/AC semiconductor transformer topologies and applications", in *Proc. of Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1-6, 2002.
57. A. Kumar, V. Gautam, P. Sensarma, "A SEPIC derived single stage buck-boost inverter for photovoltaic applications", in *Proc. of IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 403- 408, 2014.
58. T.M. Nishad, K.M. Shafeeque, "A novel single stage buck boost inverter for photovoltaic applications", in *Proc. of 2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)*, pp. 3067 – 3071, 2016.
59. Z. Zhao, M. Xu, Q. Chen, J.-S. (Jason) Lai, Y. Cho, "Derivation, Analysis, and Implementation of a Boost–Buck Converter-Based High-Efficiency PV Inverter," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1304-1313, March. 2012.
60. Z. Zhao, J.-S. (Jason) Lai, Y. Cho, "Dual-Mode Double-Carrier-Based Sinusoidal Pulse Width Modulation Inverter With Adaptive Smooth Transition Control

- Between Modes,” IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 60, no. 5, pp. 2094-2103, March 2013.
- 61.W. Wu, J. Ji, F. Blaabjerg, “Aalborg Inverter - A New Type of “Buck in Buck, Boost in Boost” Grid-Tied Inverter,” IEEE Trans. on Power Electron., vol. 30, no. 9, pp. 4784 - 4793, Sept. 2015.
- 62.S. Zhang, W. Wu, H. Wang, M. Huang, N. Gao, F. Blaabjerg, “Single- stage MPPT control realization for Aalborg inverter in photovoltaic system”, IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2017 Pages: 4233 – 4238
- 63.W. Wu, S. Feng, J. Ji, M. Huang and F. Blaabjerg, “LLCL-filter based single-phase grid-tied Aalborg inverter,” in Pro. International Power Electronics and Application Conference and Exposition, Shanghai, China, Nov.5-8, 2014, pp. 658-663.
- 64.Z. Liu, H. Wu, Y. Liu, J. Ji, W. Wu and F. Blaabjerg, "Modelling of the modified-LLCL-filter-based single-phase grid-tied Aalborg inverter," IET Power Electron., vol. 10, no. 2, pp. 151-155, 2 10 2017
- 65.W. Wu, Z. Wang, J. Ji and F. Blaabjerg, “Performance analysis of new type grid-tied inverter-Aalborg Inverter,” in Proc.of 16th European Conf. on Power Electronics and Applications, Lappeenranta, Finland, Aug. 26-28, 2014, pp. 1-10
- 66.H. Wang, W. Wu, H. Shu-hung Chung, F. Blaabjerg, “Coupled- Inductor-Based Aalborg Inverter With Input DC Energy Regulation,” IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 65, no. 5, pp. 3826 - 3836, May 2018.
- 67.A. Ali Khan, H. Cha, “Dual-Buck-Structured High- Reliability and High-Efficiency Single-Stage Buck–Boost Inverters,” IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 65, no. 4, pp. 3176 - 3187, April. 2018.
- 68.O. Matiushkin, O. Husev, R. Strzelecki, S. Ivanets, A. Fesenko, “Novel Single-Stage Buck-Boost Inverter with Unfolding Circuit”, 2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), pp. 538-543, 2017.
- 69.Хрусталеv Д.А. Аккумуляторы / Д.А. Хрусталеv.– М: Изумруд, 2003. – 244с.

70. Аккумуляторная батарея Challenger A12-200 [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://220volt.com.ua/akkumulyatornaya-batareya-challenger-a12-200>
71. Аккумуляторная батарея SIAP PzS 4 APH 420 (2В-420А) [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://alteco.in.ua/products/akkumulyatory/akkumulyatory-tyagovyye/siap-pzs-4-aph-420-detail>
72. Аккумуляторная батарея VENTURA GPL 12-200 (12V 200Ah) [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://ipt-ups.com.ua/ventura-gpl-200-12-12v-200ah>
73. Аккумуляторная батарея Leoch DJM 12120 [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://www.leoton.ua/leoch-battery-djm12120.php>
74. Аккумуляторная батарея Challenger OPzV2- 500 [Электронный ресурс] – Режим доступа: http://avante.com.ua/catalog/akkumuljatornaja_batareja_challenger_opzv2-500_2v_500_a_ch-05679
75. Аккумуляторная батарея Ventura VG12-200 [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://avtonom.com.ua/batarei-akkumulyatornye/akkumulyatory-dlya-ibp/akkumulyator-dlya-ibp-ventura-vg-12-200-vrla-gel->
76. Y. Sugimoto. The Solar Cells and the Battery Charger System Using the Fast and Precise Analog Maximum Power Point Tracking Circuits/ Y. Sugimoto// IEEE Computer Society Annual Symposium on VLSI (08-10 Jul. 2015., Montpellier,) 2015, pp. 597-602.
77. J. S. M. L. Melvix, K. Sundararamabalasubramanian and M. G. Madhan. Development of intelligent battery monitoring system for solar powered lighting applications/ J. S. M. L. Melvix, K. Sundararamabalasubramanian and M. G. Madhan// 2014 IEEE International Conference on Computational Intelligence and Computing Research(18-20 Dec. 2014., Coimbatore) 2014, pp. 1-5.
78. M. Subashini and M. Ramaswamy. A novel design of charge controller for a standalone solar photovoltaic system/ M. Subashini and M. Ramaswamy// 3rd International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES), (17-19 Mar. 2016., Chennai), 2016, pp. 237-243.

79. M. E. Alami, M. Habibi and S. Bri. The modeling of maximum power point tracking controller for increasing efficiency of solar power system/ M. E. Alami, M. Habibi and S. Bri// 2015 3rd International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC),(10-13 Dec. 2015., Marrakech) 2015, pp. 1-6.
80. Everexceed Maintenance Free NiCd Battery [Электронный ресурс] – Режим доступа: http://ru.made-in-china.com/co_hhyzhyan1314/product_Everexceed-Maintenance-Free-NiCd-Battery-Ebh-Series-1-2V-100ah_ereeooreg.html
81. Pocket Plate Range EBL Series long life EBL 100 Nickel cadmium rechargeable 1.2V nicd battery [Электронный ресурс] – Режим доступа: http://everexceedcorp.en.alibaba.com/product/60204037944-801256541/EverExceed_Pocket_Plate_Range_EBL_Series_long_life_Nicd_100_AH_battery.html
82. Changhong Nickel Cadmium Battery for Rolling Stock (Ni-CD Battery) [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://changhong-battery.en.made-in-china.com/product/aSrJYkIGgsWN/China-Changhong-Nickel-Cadmium-Battery-for-Rolling-Stock-Ni-CD-Battery-.html>
83. P. D. Ionescu, M. Moscalu and A. Moscalu. Intelligent charger with fuzzy logic/ P. D. Ionescu, M. Moscalu and A. Moscalu // Signals, Circuits and Systems, 2003. SCS 2003. International Symposium. – 2003. №1 - pp. 101-104.
84. Guan-Chyun Hsieh, Liang-Rui Chen and Kuo-Shun Huang. Fuzzy-controlled Li-ion battery charge system with active state-of-charge controller/ Guan-Chyun Hsieh, Liang-Rui Chen and Kuo-Shun Huang // IEEE Transactions on Industrial Electronics. -2001. - №48 – pp. 585-593.
85. Tesla Powerwall: The Complete Review [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://news.energysage.com/tesla-powerwall-complete-review/>
86. Yuriy Paerand, Oleksandr Bondarenko, Iuliia Bondarenko. «Transistor Converter with Multicell Structure and Combined Control for Micro Resistance Welding Machines» Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review), 2012 – 88, 01a 2012 – p. 86-90.

87. Болотов, М. Г. Визначення меж енергетичної стабільності тліючого розряду в умовах зварювального нагріву / М. Г. Болотов, Г. П. Болотов // Технічні науки та технології. - 2020. - № 1 (19). - С. 9-17.
88. Михальський В. М.. Способи мінімізації небажаних складових миттєвої потужності із застосуванням паралельних активних фільтрів/ В. М. Михальський, С. Й. Поліщук, В.М. Соколов, В.В. Чопик, І.А. Шаповал// Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит. – 2016. - №5(168). - С. 12-14.
89. Oleksandr Husev. Voltage Distortion Approach for Output Filter Design for Off-Grid and Grid-Connected PWM Inverters/OleksandrHusev, Andrii Chub, Enrique Romero-Cadaval, Carlos Roncero-Clemente, Dmitri Vinnikov // *proc. Journal of Power Electronics*. 2015. – Vol. 15, No. 1. – P. 278–287. doi:10.6113/JPE.2015.15.1.278
90. O. Husev, O. Matiushkin, C. Roncero, F. Blaabjerg, D. Vinnikov, “Novel Family of Single-Stage Buck-Boost Inverters Based on Unfolding Circuit,” [*IEEE Transactions on Power Electronics*](#), early access.
91. O. Husev, O. Matiushkin, D. Vinnikov, C. Roncero-Clemente, E. Romero-Cadaval, L. Kutt “Buck-Boost Unfolder Inverter as a Novel Solution for Single-Phase PV Systems”, in *proc. 2018 IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Washington DC, USA, pp. 6116-6121, 2018.
92. L. Po-Wa, [Y. Lee](#), [D.K.W. Cheng](#), [Xiu-Cheng Liu](#) “Steady-State Analysis of an Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors,” *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, vol. 47, no. 4, pp. 787 – 795, Aug 2000.
93. L. Rixin, L. Wang, J. Sabate, “A high efficiency two-phase interleaved inverter for wide range output waveform generation,” in *proc. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Raleigh, NC, USA, 2012, pp. 235.
94. A. Mohammad, Abusara and Suleiman M. Sharkh, “Design and control of a grid-connected interleaved inverter,” *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol. 28, no. 2, pp. 748 – 764, Feb. 2013, doi: 10.1002/9780470824054.ch7.

- 95.O. Abdel-Rahim, M. Orabi, M. E. Ahmed, “Buck-Boost Interleaved Inverter for Grid Connected Photovoltaic System,” in proc. IEEE International Conference on Power and Energy (PECon2010), Kuala Lumpur, Malaysia, 2010, pp. 63 – 68.
- 96.K. Xing, F. C. Lee, D. Borojevic, Z. Ye, S. Mazumder “Interleaved PWM with Discontinuous Space-Vector Modulation,”in proc. *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol. 14, no. 5, pp. 906 – 917, Sep. 1999.
- 97.[Y.Yisheng](#), “A new interleaved three-level inverter,” in proc. [The 2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems](#), Hefei, China, 2010, pp. 229 – 231.
- 98.Novosel, D. More Power to the Future: Industry Trends in Electrical Power and Energy. *IEEE Power Energy Mag.* **2018**, *16*, 16–22.
- 99.Nan, J.; Yao, W.; Wen, J. Energy Storage-based Control of Multi-Terminal DC Grid to Eliminate the Fluctuations of Renewable Energy. *J. Eng.* **2019**, *16*, 991–995.
- 100.Zhang, L.; Sun, K.; Xing, Y.; Feng, L.; Ge, H. A Modular Grid Connected Photovoltaic Generation System Based on DC Bus. *IEEE Trans. Power Electron.* **2011**, *26*, 523–531.
- 101.Madduri, P.A.; Rosa, J.; Sanders, S.R.; Brewer, E.A.; Podolsky, M. Design and Verification of Smart and Scalable DC Microgrids For Emerging Regions. In Proceedings of the 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Denver, Colorado, 15–19 September 2013; pp. 73–79.
- 102.Lee, J.; Han, B.; Choi, N. DC Micro-Grid Operational Analysis with Detailed Simulation Model for Distributed Generation. In Proceedings of the 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Atlanta, GA, USA, 12–16 September 2010; pp. 3153–3160.
- 103.Sannino, A.; Postiglione, G.; Bollen, M.H.J. Feasibility of A DC Network for Commercial Facilities. *IEEE Trans. Ind. Appl.* **2003**, *39*, 1499–1507.

104. Boroyevich, D.; Cvetkovic, I.; Dong, D.; Burgos, R.; Wang, F.; Lee, F. Future Electronic Power Distribution Systems A Contemplative View. In Proceedings of the 12th International Conference on in proc. of Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), Brasov, Romania, 20–22 May 2010; pp. 1369–1380.
105. Carvalho, E.L.; Blinov, A.; Chub, A.; Emiliani, P.; de Carne, G.; Vinnikov, D. Grid Integration of DC Buildings: Standards, Requirements and Power Converter Topologies. *IEEE Open J. Power Electron.* **2022**, *3*, 798–823.
106. Husev, O.; Matiushkin, O.; Vinnikov, D.; Roncero-Clemente, C.; Kouro, S. Novel Concept of Solar Converter with Universal Applicability for DC and AC Microgrids. *IEEE Tran. Ind. Electron.* **2022**, *69*, 4329–4341.
107. Husev, O.; Vinnikov, D.; Kouro, S.; Blaabjerg, F.; Roncero-Clemente, C. Dual-Purpose Converters for DC or AC Grid as Energy Transition Solution: Perspectives and Challenges. *IEEE Ind. Electron. Mag.* **2023**, *early access*.
108. Husev, O.; Matiushkin, O.; Jalakas, T.; Vinnikov, D.; Kurdkandi, N.V. Comparative Evaluation of Dual-Purpose Converters Suitable for Application in dc and ac Grids. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.* **2023**, *early access*.
109. Roncero-Clemente, C.; Husev, O.; Matiushkin, O.; Escalona, J.; Barrero-González, F.; Vinnikov, D.; Strzelecki, R. Feasibility Study of Three-Phase Modular Converter for Dual-Purpose Application in DC and AC Microgrids. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.* **2023**, *early access*.
110. Paul, D. DC traction power system grounding. *IEEE Trans. Ind. Appl.* **2002**, *38*, 818–824.
111. *IEEE Std. 946-2004*; IEEE Recommended Practice for the Design of DC Auxiliary Power Systems for Generating Stations. IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2004.
112. Gu, Y.; Li, W.; Zhao, Y.; Yang, B.; Li, C.; He, X. Transformerless Inverter with Virtual DC Bus Concept for Cost-Effective Grid-Connected PV Power Systems. *IEEE Trans. Power Electron.* **2013**, *28*, 793–805.

113. Ardashir, J.F.; Sabahi, M.; Hosseini, S.H.; Blaabjerg, F.; Babaei, E.; Gharehpetian, G.B. A Single-Phase Transformerless Inverter with Charge Pump Circuit Concept for Grid-Tied PV Applications. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2017**, *64*, 5403–5415.
114. Siwakoti, Y.P.; Blaabjerg, F. Common-Ground-Type Transformerless Inverters for Single-Phase Solar Photovoltaic Systems. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2018**, *65*, 2100–2111.
115. Barzegarkhoo, R.; Siwakoti, Y.P.; Blaabjerg, F. A New Switched-Capacitor Five-Level Inverter Suitable for Transformerless Grid-Connected Applications. *IEEE Trans. Power Electron.* **2020**, *35*, 8140–8153.
116. Barzegarkhoo, R.; Siwakoti, Y.P.; Vosoughi, N.; Blaabjerg, F. Six-Switch Step-Up Common-Grounded Five-Level Inverter with Switched-Capacitor Cell for Transformerless Grid tied PV Applications. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2021**, *68*, 1374–1387.
117. Vosoughi, N.; Hosseini, S.H.; Sabahi, M. A New Transformer-Less Five-Level Grid-Tied Inverter for Photovoltaic Applications. *IEEE Trans. Energy Convers.* **2020**, *35*, 106–118.
118. Shaffer, B.; Hassan, H.A.; Scott, M.J.; Hasan, S.U.; Town, G.E.; Siwakoti, Y. A Common-Ground Single-Phase Five-Level Transformerless Boost Inverter for Photovoltaic Applications. In Proceedings of the 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), San Antonio, TX, USA, 4–8 March 2018; pp. 368–374.
119. Samizadeh, M.; Yang, X.; Karami, B.; Chen, W.; Blaabjerg, F.; Kamranian, M. A New Topology of Switched Capacitor Multilevel Inverter with Eliminating Leakage Current. *IEEE Access* **2020**, *8*, 76951–76965.
120. Barzegarkhoo, R.; Lee, S.S.; Khan, S.A.; Siwakoti, Y.P.; Lu, D.D. A Novel Generalized Common-Ground Switched-Capacitor Multilevel Inverter Suitable for Transformerless Grid-Connected Applications. *IEEE Trans. Power Electron.* **2021**, *36*, 10293–10306.

121. Shamsavar, T.H.; Kurdkandi, N.V.; Husev, O.; Babaei, E.; Sabahi, M.; Khoshkbar-Sadigh, A.; Vinnikov, D. A New Flying Capacitor Based Buck Boost Converter For Dual-purpose Applications. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Ind. Electron.* **2023**, *early access*.
122. Kurdkandi, N.V.; Marangalu, M.G.; Husev, O.; Aghaie, A.; Islam, R.; Siwakoti, Y.P.; Muttaqi, K.M.; Hosseini, S.H. A New Seven-Level Transformer-Less Grid-Tied Inverter with Leakage Current Limitation and Voltage Boosting Feature. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Ind. Electron.* **2023**, *4*, 228–241.
123. Husev, O.; Kurdkandi, N.V.; Marangalu, M.G.; Hosseini, S.H.; Vinnikov, D. A New Single-Phase Flying Inductor-Based Common Grounded Converter for Dual-Purpose Application. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2022**, *70*, 7913–7923.
124. Kurdkandi, N.V.; Husev, O.; Matiushkin, O.; Vinnikov, D.; Siwakoti, Y.P.; Lee, S.S. Novel Family of Flying Inductor-Based Single-Stage Buck–Boost Inverters. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.* **2022**, *10*, 6020–6032.
125. Azary, M.T.; Sabahi, M.; Babaei, E.; Meinagh, F.A.A. Modified Single-Phase Single-Stage Grid-Tied Flying Inductor Inverter with MPPT and Suppressed Leakage Current. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2018**, *65*, 221–231.
126. Hemmati Shamsavar, T.; Rahimpour, S.; Vosoughi Kurdkandi, N.; Fesenko, A.; Matiushkin, O.; Husev, O.; Vinnikov, D. Comparative Evaluation of Common-Ground Converters for Dual-Purpose Application. *Energies* **2023**, *16*, 2977. <https://doi.org/10.3390/en16072977>
127. Yang, L.; Hadjidemetriou, F.; Blaabjerg, E.; Kyriakides, “Benchmarking of Phase Locked Loop based Synchronization Techniques for Grid-Connected Inverter Systems”, *In Proceedings of the International Conference on Power Electronics (ICPE 2015 - ECCE Asia)*. pp. 1-8.
128. Sullivan, J.; Awerbuch, A.M.; Latham, “Decrease in photovoltaic power output from ripple: Simple general calculation and effect of partial shading”, *in proc. of Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2011

- 129.M. A. G. de Brito, L. Galotto, L. P. Sampaio, G. A. Melo and C. A. Canesin, "Evaluation of the main mppt techniques for photovoltaic applications," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 60, no. 3, pp. 1156-1167, March 2013.
- 130.E. Kabalci, "The Design and Analysis of a Two-Stage PV Converter with Quasi-Z Source Inverter," in *proc. of IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, 2018.
- 131.I. Grgić, M. Bašić, D. Vukadinović, "Optimization of electricity production in a grid-tied solar power system with a three-phase quasi-Z-source inverter", *Journal of Cleaner Production*, vol. 221, pp. 656-666, 2019.
- 132.M. Aureliano Gomes de Brito, L. Galotto, L. Poltronieri Sampaio, G. de Azevedo e Melo, C- Alberto Canesin. "Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications," in *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 60, no. 3, pp. 1156 - 1167 , March 2013.
- 133.Євген Олексійович Ніконенко, Сергій Михайлович Пересада, Олексій Юрійович Зінченко. Алгоритм керування DC-DC перетворювачем з розділенням процесів стабілізації напруги та компенсації струму навантаження. Міжнародний науково-технічний журнал "Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики" 2020, с. 259-263
- 134.O. Matiushkin, O. Husev, D. Vinnikov, C. Roncero-Clemente "Optimal LCL-filter study for Buck-Boost Inverter Based on Unfolding Circuit", *2020 IEEE 14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*.
- 135.Z. Zhao, M. Xu, Q. Chen, J.-S. (Jason) Lai, Y. Cho "Derivation, Analysis, and Implementation of a Boost–Buck Converter-Based High-Efficiency PV Inverter", *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1304 - 1313, March. 2012.
- 136.Z. Zhao, J.-S. (Jason) Lai, Y. Cho, "Dual-Mode Double-Carrier-Based Sinusoidal Pulse Width Modulation Inverter With Adaptive Smooth Transition Control Between Modes," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 60, no. 5, pp. 2094-2103, March 2013.

- 137.S. Yang, Q. Lei, F.Z. Peng, Z. Qian, “A Robust Control Scheme for Grid-Connected Voltage-Source Inverters”, *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 58, no. 11, pp. 202 - 212, Jan 2011.
- 138.Blaabjerg, F.; Teodorescu, R.; Liserre, M.; Timbus, A.V., “Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems” *IEEE Trans. on Industrial Electron.*, Vol. 53, No. 5, pp. 1398 – 1409, 2006.
- 139.E. Twining, D. G. Holmes, “Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 3, pp. 888–895, May 2003
- 140.Денисов, Ю. А. Качество стабилизации напряжения в системах силовой электроники с пропорциональным (П) и пропорционально-интегральным (ПИ) регуляторами / Ю. А. Денисов, А. А. Велигорский // Технічна електродинаміка. – 2004. – Ч.3. – Тем. вип. “Проблеми сучасної електротехніки”. – С.81-86.
- 141.Y. Sato, T. Ishizuka, K. Nezu, and T. Kataoka, “A new control strategy for voltage-type PWM rectifiers to realize zero steady-state control error in input current,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, pp. 480–486, May/June 1998.
- 142.K. Seifi, M. Moallem “An Adaptive PR Controller for Synchronizing Grid-connected Inverters”, *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 66, no. 3, pp. 2034-2043, March 2019.
- 143.Y. Jia, J. Zhao, X. Fu “Direct Grid Current Control of LCL-Filtered Grid-Connected Inverter Mitigating Grid Voltage Disturbance”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 3, pp. 1532 - 1541, March 2014.
- 144.Y.-S. Jeong, S.-H. Lee, S.-G. Jeong, J.-M. Kwon, B.-H. Kwon “High Efficiency Bidirectional Grid-Tied Converter using Single Power Conversion with High Quality Grid Current”, *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 64, no. 11, pp. 8504 - 8513, Nov. 2017.
- 145.B. Han, J. S. Lee, M. Kim “Repetitive Controller With Phase-Lead Compensation for Cuk CCM Inverter”, *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 65, no. 3, pp. 2356 - 2367, March 2018.

- 146..C. Cosner, G. Anwar, and M. Tomizuka, “Plug in repetitive control for industrial robotic manipulators,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Robot. Autom., Cincinnati, OH*, May 1990, pp. 1970–1975.
- 147.B. Zhang, D. Wang, K. Zhou, and Y. Wang, “Linear phase lead compensation repetitive control of a CVCF PWM inverter,” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 55, no. 4, pp. 1595-1602, Apr. 2008.
- 148.Erickson R.W., Maksimovic D. *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd Ed. – Springer, 2001. – 912 p.
- 149.O. Husev, C. Roncero-Clemente, E. Makovenko, S. Pires Pimentel, D. Vinnikov, J. Martins "Optimization and Implementation of the Proportional-Resonant Controller for Grid-Connected Inverter with Significant Computation Delay", "*IEEE Trans. on Ind. Electron*, vol. 67, no. 2, pp. 1201-1211, Feb 2020.

ДОДАТОК А

Список публікацій здобувача

Список публікацій здобувача

1. Фесенко А.П. Огляд масогабаритних та вартісних параметрів комерційних сонячних інверторів / А. Фесенко, О. Гусев, А. Чуб, Д. Вінніков, О. Матюшкін // Технічні науки та технології. – 2018. – № 4 (14). – С. 183-193. (Особистий внесок – виконано аналітичний огляд актуальних рішень на ринку комерційних інверторів для систем живлення на основі ФЕП, запропоновано систему критеріїв для оцінки масогабаритних параметрів сонячних інверторів).
2. Фесенко А.П. Порівняльний аналіз інвертора на основі паралельної структури чергування фаз з підсилювальним каскадом і активним ланцюжком згладжування пульсацій вхідної потужності / А.П. Фесенко, О.О. Матюшкін, О.О. Гусев // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: Нові рішення у сучасних технологіях. – 2018. – № 26 (1302). – С. 68–74. (Особистий внесок – розроблено імітаційну та математичну моделі інвертора на основі паралельної структури чергування фаз з підсилювальним каскадом і активним ланцюжком згладжування пульсацій вхідної потужності, виконано імітаційне моделювання).
3. Artem Fesenko, Oleksandr Matiushkin, Oleksandr Husev, Oleksandr Velihorskyi, Kamal Khandakji "Feasibility Study of Interleaving Approach for Buck-Boost Inverter with Unfolding Circuit" 2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), Lviv, Ukraine, 2019, pp. 415-419. Збірник тез конференції входить до бази Scopus. (Особистий внесок – розроблено математичну модель імпульсного перетворювача з ланцюжком розгортки на основі паралельної структури з чергуванням фаз, виконано порівняльний аналіз запропонованого рішення та класичного).

4. O. Matiushkin, O. Husev, C. Roncero-Clemente, S. Ivanets, A. Fesenko; «Component Design Guidelines for New Single-Stage Buck-Boost Inverter with Unfolding Circuit», 2017 IEEE International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF), pp 40 – 45. (Особистий внесок – виконано огляд існуючих рішень в сфері імпульсних перетворювачів).
5. Oleksandr Matiushkin, Oleksandr Husev, Ryszard Strzelecki, Sergey Ivanets, Artem Fesenko; «Novel single-stage buck-boost inverter with unfolding circuit», 2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), pp 538-543. (Особистий внесок – виконано огляд існуючих рішень в сфері імпульсних перетворювачів).
6. Serhii Stepenko, Oleksandr Husev, Dmitri Vinnikov, Artem Fesenko, Oleksandr Matiushkin "Feasibility Study of Interleaving Approach for Quasi-Z-Source Inverter" в *Electronics* (ISSN 2079-9292; CODEN: ELECGJ). (Особистий внесок – виконано аналітичний огляд існуючих рішень в сфері квазі імпедансних інверторів).
7. Oleksandr Matiushkin, Oleksandr Husev, Artem Fesenko and Dmitri Vinnikov "Global MPPT for Interleaved Buck-Boost DC-DC Converter" 2020 IEEE 61st International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), Riga, Latvia, 2020, Збірник тез конференції входить до бази Scopus. (Особистий внесок – виконано огляд актуальних алгоритмів СТМП та ГСТМП).
8. Fesenko A.; Matiushkin, O.; Husev, O.; Vinnikov, D.; Strzelecki, R.; Kołodziejek, P. Design and Experimental Validation of a Single-Stage PV String Inverter with Optimal Number of Interleaved Buck-Boost Cells. *Energies* 2021, 14, 2448. <https://doi.org/10.3390/en14092448> (Особистий внесок – розроблено методику визначення оптимальної кількості паралельних модулів імпульсних ланки перетворювача, розроблено експериментальний макет, виконано експериментальні дослідження).
9. Shahsavari T. H.; Rahimpour S.; Kurdkandi N. V.; Fesenko A.; Matiushkin O.; Husev O.; Vinnikov D. Comparative Evaluation of Common-Ground

Converters for Dual-Purpose Application. *Energies* 2023, 16, 2977. <https://doi.org/10.3390/en16072977> (Особистий внесок – проведено розрахунок імпульсного перетворювача з ланцюжком розгортки на основі паралельної структури з чергуванням фаз для подальшого порівняння з іншими рішеннями).

Продовж. дод. А

Апробація результатів дисертації

Основні положення роботи викладено та обговорено на трьох науково-практичних конференціях міжнародного рівня:

1. Міжнародній науково-технічній конференції «Силовая електроніка та енергоефективність (СЕЕ-2018)» (Україна, Харків, 2018 р).
2. Міжнародній науково-технічній конференції «IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON-2019)» (Україна, Львів, 2019 р).
3. Міжнародній науково-технічній конференції «EEE 61st International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)» (Латвія, Рига, 2020 р).

ДОДАТОК Б

Акт про використання результатів дисертаційної роботи

ЗАТВЕРДЖУЮ

Ректор

Національний університет

«Чернігівська політехніка»

д.т.н., проф.

О. С. Новомлинець

2023 р.



АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ

результатів дисертаційної роботи Фесенка А.П.

«Інвертор з широким діапазоном регулювання вхідної напруги та покращеними масогабаритними параметрами» в учбовому процесі Національного університету «Чернігівська політехніка»

Ми, що нижче підписалися, директор навчально-наукового інституту електронних та інформаційних технологій к.т.н., доцент Іванець С.А. та в. о. завідувача кафедри радіотехнічних та вбудованих систем к.т.н., доцент Хоменко М.А., склали цей акт про те, що результати дисертаційної роботи Фесенка А.П., яка присвячена вирішенню важливого наукового завдання оптимізації масогабаритних параметрів інвертора в системах на основі фотоелектричних перетворювачів впроваджено в навчальний процес підготовки здобувачів вищої освіти освітнього ступеня «бакалавр» за спеціальністю 172 «телекомунікації та радіотехніка» та для здобувачів вищої освіти рівня «доктор філософії» освітньої програми 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка».

В лекціях та лабораторних заняттях з дисципліни «Електроживлення радіоелектронних апаратів» розглядаються системи електроживлення на основі фотоелектричних перетворювачів та методи оптимізації їх масогабаритних параметрів, які були запропоновані в дисертаційній роботі.

Директор ННІ ЕІТ,

к.т.н., доцент

в. о. завідувача кафедри РтВС

к.т.н., доцент

Іванець С.А.

Хоменко М.А.

ДОДАТОК В

Акт результатів апробації науково-технічної розробки

ЗАТВЕРДЖУЮ



Ректор Чернівецького
національного технологічного
університету

С.М. Шкарлет

« 11 » липня 2018 р.

ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор ТОВ «П'єзосенсор»



Ю.Г. Задорожний

« 31 » липня 2018 р.

АКТ

результатів апробації науково-технічних розробок

Ми, що нижче підписалися, представник ТОВ «П'єзосенсор», в особі заступника директора Ю.М. Довгого та представник Чернівецького національного технологічного університету, в особі виконувача обов'язків керівника держбюджетної теми №86/16 «Автономна високоефективна система електроживлення на основі фотоелектричних перетворювачів» (№ державної реєстрації 0116U006960), асистента кафедри Біомедичних радіоелектронних апаратів та систем О.В. Красножона, цим актом засвідчуємо, що науково-технічні розробки:

- Інвертор для автономної системи живлення потужністю 1000 Вт на основі фотоелектричних панелей та акумуляторних накопичувачів.

апробовано на ТОВ «П'єзосенсор» при модернізації технологічного обладнання з гідравлічними приводами вузлів та систем в якості альтернативного джерела живлення. Завдяки підвищенню енергоефективності технологічного обладнання очікуваний річний економічний ефект від впровадження зазначених науково-технічних розробок може становити 10 000 грн. Цей розрахунок базується на кількості виробленої енергії від автономного джерела живлення.

Даний акт не є підставою для взаємних фінансових вимог.

Заступник директора
ТОВ «П'єзосенсор»

Ю.М. Довгий

керівник д/б теми №86/16

О.В. Красножон