

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

ФАКУЛЬТЕТ ЕЛЕКТРОНІКИ
КАФЕДРА ПРОМИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

«На правах рукопису»
УДК 621.314

«До захисту допущено»
Завідувач кафедри

_____ Ю.С. Ямненко
(підпис) (ініціали, прізвище)

« _____ » _____ 2019 р.

Магістерська дисертація

на здобуття ступеня магістра

зі спеціальності 171 Електроніка
(код і назва)

спеціалізації Електронні компоненти і системи

на тему: Багаторівневі інвертори в системах електроживлення з альтернативними джерелами

Виконав (-ла): студент (-ка) II курсу, групи ДС-71мн
(шифр групи)

_____ Федін Ігор Сергійович _____
(прізвище, ім'я, по батькові) (підпис)

Науковий керівник проф., д.т.н. Терещенко Тетяна Олександрівна _____
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали) (підпис)

Консультант _____ _____
(назва розділу) (науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ініціали) (підпис)

Рецензент проф., д.т.н. Найда Сергій Анатолійович _____
(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали) (підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській дисертації немає запозичень з праць інших авторів без відповідних посилань.

Студент _____
(підпис)

Київ – 2019 року

**Національний технічний університет України
“Київський політехнічний інститут
імені Ігоря Сікорського”**

Факультет електроніки
(повна назва)

Кафедра промислової електроніки
(повна назва)

Рівень вищої освіти – другий (магістерський) за освітньо - професійною програмою

Спеціальність 171 Електроніка
(шифр і назва)

Спеціалізація Електронні компоненти і системи

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Ю.С. Ямненко
(підпис) (прізвище ініціали)

« ____ » _____ 2019 року

З А В Д А Н Н Я

НА МАГІСТЕРСЬКУ ДИСЕРТАЦІЮ СТУДЕНТУ

Федіна Ігора Сергійовича

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації Багаторівневі інвертори в системах електроживлення з алтернативними джерелами

науковий керівник дисертації проф., д.т.н. Терещенко Тетяна Олександрівна,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від « 25 » березня 2019 року № 959-с

2. Строк подання студентом дисертації 17 травня 2019р.

3. Об'єкт дослідження процес перетворення сталої напруги в системах з АДЕ

4. Предмет дослідження (вихідні дані для магістерської дисертації за освітньо-професійною програмою) покращення якісних показників перетворювачів електроенергії в системах з ВДЕ

5. Перелік завдань, які потрібно розробити 1. Дослідження існуючих систем електроживлення з ВДЕ, визначення особливостей роботи та вимог, що висуваються до інверторів включених до їх складу. 2. Класифікація інверторів що знаходять використання у системах електроживлення з ВДЕ 3. Дослідження можливих топологій комірок багаторівневих інверторів з визначенням параметра коефіцієнту нелінійних спотворень вихідної напруги 4. Моделювання топології багаторівневого інвертора з метою визначення коефіцієнту нелінійних спотворень вихідної напруги. 5. Дослідження методів покращення якості вихідної напруги інверторів у системах електроживлення з ВДЕ.

6. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу Слайди презентації
7. Орієнтовний перелік публікацій 1. Федін І.С. Багаторівневі інвертори напруги. XI Міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2018», м. Київ, 3-5 квітня 2018 р.;
2. XII Міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2019» м. Київ, 23-25 квітня 2019 р.;
3. Терещенко Т.О., Ямненко Ю.С., Федін І.С. «Огляд основних топологій каскадних інверторів напруги». Мікросистеми, електроніка та акустика. – Т.23. - №2 (103). – 2018. – С.49-57.

8. Консультанти розділів дисертації

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
1-5	проф., д.т.н. Терещенко Т.О.		

9. Дата видачі завдання _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Строки виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Класифікація топологій інверторів у системах з АДЕ	12.02.2019	
2	Аналіз роботи інверторів з імпедансним та квазі-імпедансним ланцюгом у вхідному колі	20.02.2019	
3	Проведення моделювання роботи інвертора з імпедансним ланцюгом у вхідному колі	4.03.2019	
4	Проведення моделювання роботи інвертора з квазі-імпедансним ланцюгом у вхідному колі	08.03.2019	
5	Огляд топологій систем електроживлення з АДЕ та стандартів, що регламентують якість вихідної напруги	18.03.2019	
6	Розробка моделі каскадного багаторівневого інвертора з використанням інверторів з квазі-імпедансним ланцюгом у вхідному колі.	04.04.2019	
7	Розробка моделей з урахуванням фільтрації вихідної напруги	18.04.2019	
8	Розробка моделі за використання методу синтезу інвертора на базі ОБ-перетворення	02.05.2019	
9	Розробка стартап проекту	15.05.2019	

Студент

_____ (підпис)

Федін І.С.
(ініціали, прізвище)

Науковий керівник дисертації

_____ (підпис)

Терещенко Т.О.
(ініціали, прізвище)

АНОТАЦІЯ

Популяризація та широке розповсюдження альтернативних джерел енергії призвело до зростання попиту на сучасні енергоефективні перетворювачі електричної енергії, що, в свою чергу, обумовлює необхідність розробки нових топологій конверторів для перетворення сталої напруги альтернативних джерел енергії у змінну напругу мережі, здатних забезпечити високу якість вихідної напруги та максимальне використання енергії джерела.

Задачею дослідження є визначення топології інвертора здатної в повній мірі задовольняти означеним вимогам, а також забезпечувати неперервну роботу системи електроживлення.

В результаті дослідження, класифікації та аналізу функціонування топологій інверторів, що використовуються у системах електроживлення з ВДЕ було визначено переважність застосування каскадного БПІ з використанням квазі-z-інверторів з у якості складових модулів.

З метою підтвердження аналітичних досліджень проведено симуляцію роботи обраної топології та топологій з імпедансними ланцюгами у вхідному колі, та їх порівняння за параметром КНС вихідної напруги, за результатами якого обрана топологія показала найвищий результат.

Додатково проведено аналіз методів покращення якості вихідної напруги інвертора, що визначив переважність застосування комбінації пасивного LC-фільтру та методу синтезу форми вихідної напруги модулів каскадного БПІ методом формування вихідної напруги шляхом визначення спектра бажаної форми вихідної напруги за допомогою ОБ-перетворення як методу що дає можливість додаткового зменшення КНС вихідної напруги без підвищення масогабаритних параметрів конвертора.

АННОТАЦИЯ

Популяризация и широкое распространение альтернативных источников электроэнергии привело к росту спроса на современные энергоэффективные преобразователи электроэнергии, что, в свою очередь, обуславливает необходимость разработки новых топологий конверторов для преобразования постоянного напряжения альтернативных источников в переменное напряжение сети, способных обеспечить высокое качество выходного напряжения и максимальное использование энергии источника.

Задачей исследования является определение топологии инвертора способной удовлетворять приведенным требованиям, а также обеспечивать непрерывную работу системы электроснабжения.

В результате исследования, классификации и анализа принципов функционирования топологий инверторов использующихся в системах электроснабжения с ВИЭ было определено преимущество использования каскадного МУИ с использованием квази-z-инверторов в качестве модулей.

С целью подтверждения аналитических исследований проведена симуляция работы выбранной топологии и топологий с импедансными цепями во входном контуре, и их сравнение по параметру КНИ выходного напряжения, по результатам которого выбранная топология показала лучший результат.

Дополнительно проведен анализ методов улучшения качества выходного напряжения, который определил преимущества использования комбинации пассивного LC-фильтра и метода синтеза выходного напряжения модулей каскадного МУИ методом формирования выходного напряжения путем определения его спектра с помощью ОБ-преобразования как метода позволяющего дополнительно уменьшить КНИ без увеличения массогабаритных параметров конвертора.

SUMMARY

Popularization and widespread usage of alternative energy sources has led to an increase in demand for modern energy-efficient power converters, which, in turn, caused development of new converter topologies for conversion of dc voltage from alternative sources into an alternating voltage of the network that at the same time can provide high quality output voltage and maximum energy source utilization.

The task of the research is to determine the inverter topology that is capable to satisfy named requirements, as well as to establish continuous operation of the power supply system.

As a result of the study, classification and analysis of the functioning principles of inverters that are widely used in power supply systems that includes renewable energy sources, the supremacy of cascaded quasi-z-MLI was determined.

In order to confirm the analytical studies, a simulation of the operation of selected topology, Z- and QZ- topologies was performed. Also a comparison of the topologies by the parameter of THD of the output voltage was made, according to the results of which selected multilevel topology showed the best result.

Additionally, an analysis of methods for improving the quality of the output voltage was made, which determined the advantages of using a combination of a passive LC filter and a method for synthesizing the output voltage of a cascaded MLI module by generation of its output voltage thru determination of spectrum of the total output voltage by using of OB-conversion as a method that provides additional reduce of THD without increasing the weight and dimensions of the converter.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	7
ВСТУП	8
1. ОСНОВНІ ТОПОЛОГІЇ СИСТЕМ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ З АЛЬТЕРНАТИВНИМИ ДЖЕРЕЛАМИ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ.....	9
1.1 Структури систем електроживлення з альтернативними джерелами електроживлення	9
1.2 Системи електроживлення з використанням вітрогенераторів у якості джерел альтернативного живлення	16
1.2.1 Вимоги до систем електроживлення з вітрогенераторами ..	16
1.2.2 Основні топології систем електроживлення з використанням вітрогенераторів.....	18
1.3 Системи електроживлення з використанням сонячних батарей	23
1.3.1 Вимоги до систем електроживлення з сонячними батареями	23
1.3.2 Основні топології систем електроживлення з сонячними батареями	27
1.4 Визначення топологій інверторів для застосування у системах електроживлення з альтернативними джерелами. Задачі дослідження ...	33
Висновки до першого розділу.....	35
2. КЛАСИФІКАЦІЯ ТА АНАЛІЗ ФУНКЦІОНУВАННЯ ТОПОЛОГІЙ ІНВЕРТОРІВ РІЗНИХ ТОПОЛОГІЙ В СИСТЕМАХ З АДЕ	36
2.1. Класифікація інверторів систем електроживлення з АДЕ.....	37
2.2. Аналіз процесів та принципів роботи інверторів з застосуванням імпедансного ланцюга у вхідному колі (z-інверторів).....	44
2.3 Аналіз процесів та принципів роботи інверторів з застосуванням квазі-імпедансного ланцюга у вхідному колі (квазі-z-інверторів).....	49

Висновки до другого розділу	55
3. МОДЕЛЮВАННЯ ТА АНАЛІЗ ПРОЦЕСІВ У ІНВЕРТОРАХ З ІМПЕДАНСНОЮ ТА КВАЗІ-ІМПЕДАНСНОЮ ЛАНКОЮ У ВХІДНОМУ КОЛІ.....	56
3.1 Моделювання процесів у інверторах з імпедансною ланкою ...	56
3.2 Моделювання процесів у інверторах з квазі-імпедансною ланкою	64
3.3 Аналіз результатів моделювання. Вибір оптимальної топології для систем з ВДЕ	72
Висновки до третього розділу	74
4. БАГАТОРІВНЕВИЙ ІНВЕРТОР НАПРУГИ З КВАЗІ-Z-ІНВЕРТОРНИМИ КАСКАДАМИ.....	75
4.1 Принципи функціонування та розрахунок каскадного БРІ з використанням квазі-z-інверторів.....	75
4.2 Моделювання роботи каскадного БРІ з використанням квазі-z-інверторів.....	81
4.3 Аналіз результатів моделювання.....	86
4.4 Методи підвищення якості вихідної напруги інверторів для використання у системах електроживлення з ВДЕ.....	87
4.4.1 Встановлення вихідних пасивних фільтрів.....	87
4.4.2 Зменшення кількості модулів БРІ.....	90
4.4.3 Застосування пасивних фільтрів в БРІ, побудованих на базі розкладання напруги в ряд ОБ перетворення.....	97
Висновки до четвертого розділу.....	101
5. РОЗРОБКА СТАРТАП-ПРОЕКТУ	103
5.1 Опис ідеї проекту.....	105
5.2 Технологічний аудит ідеї проекту.....	106
5.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту.....	106
5.4 Розробка маркетингової програми стартап-проекту.....	109
Висновки до п'ятого розділу.....	111

ВИСНОВКИ	112
Список використаних джерел	

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

АДЕ	–	альтернативні джерела електричної енергії
БРІ	–	багаторівневі інвертори
ВДЕ	–	відновлювані джерела енергії
КНС	–	коефіцієнт нелінійних спотворень
ККД	–	коефіцієнт корисної дії
MLI	–	multilevel inverters
THD	–	total harmonic distortion

ВСТУП

Актуальність теми. В зв'язку з швидким розвитком та розповсюдженням технології Micro Grid, що передбачає використання альтернативних джерел електроенергії у якості одного з основних елементів мережі електроживлення зростає необхідність у пошуку топологій здатних забезпечити максимальне використання джерела сталого струму, мінімальні втрати в процесі перетворення та високу якість вихідної напруги [1,2,3].

Вибір оптимальної топології для створення перетворювача для роботи з відновлювальними джерелами енергії (ВДЕ) передбачає врахування специфіки роботи відновлювальних джерел, таких як зменшення вихідної напруги за несприятливих зовнішніх умов роботи, можливість використання точки відбору максимальної потужності за використання сонячних панелей у якості джерела сталого струму можливість підвищення вихідної напруги за аварійної роботи альтернативних джерел.

Розробці та аналізу топологій автономних інверторів для роботи в системах електроживлення з застосуванням відновлювальних джерел енергії присвячені роботи М.Н. Макарова, Р.Г. Хайбрахманова, Д.В. Тугая, Т.В. Анісімової, J. Rodriguez, L.G. Franquelo та інших [4-7]. З метою створення оптимального перетворювача для роботи з сонячною панеллю F.Peng у роботі «Z source inverter» було представлено топологію з імпедансним ланцюгом у вхідному колі здатний використовувати роботу в точці відбору максимальної потужності та підвищувати вихідну напругу за роботи відновлювального джерела за несприятливих зовнішніх умов [8]. У роботі J. Lai та F. Peng “Multilevel converters - a new breed of power converters” представлено схему каскадного багаторівневого інвертора, що складається з окремих інверторних комірок що надає можливість підвищення амплітуди вихідної напруги за застосування джерела вхідного сталого струму малої потужності та забезпечує широкі можливості підвищення якості вихідної напруги [9]. Питанню типів схем формування вихідної напруги в

навантаженні інвертора присвячені роботи Juan W. Dixon “Multilevel Inverter, based on multi-stage connection of three-level converters, scaled in power of three,” що пропонує метод формування амплітуд вихідних напруг комірок каскадного багаторівневого інвертора за ступенем числа 3, та Терещенко Т.А., Беженара В.А. «Формирование выходного напряжения многоуровневого инвертора на базе ортогональных преобразований», у якій розглядається можливість визначення оптимальної кількості комірок багаторівневого інвертора та амплітуд вихідної напруги комірок шляхом розкладання бажаної вихідної напруги в ортогональні ряди [10, 11]. Порівнянню існуючих топологій за параметрами якості вихідної напруги та ефективності перетворень присвячені роботи К. Rajambal, J.Li, С. Hochgraf та інших [12-14].

Отже, аналіз, порівняння, вдосконалення та створення нових топологій для застосування в системах електроживлення з альтернативними джерелами напруги є актуальною темою досліджень.

Дисертація присвячена порівнянню топологій інверторів напруги за параметром коефіцієнта нелінійних спотворень та визначенню найбільш перспективних напрямів розвитку інверторів для використання в системах електроживлення з альтернативними джерелами напруги.

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

Магістерська робота виконана на кафедрі промислової електроніки КПІ ім. Ігоря Сікорського в рамках: програми Міністерства освіти і науки України, за пріоритетним напрямом розвитку науки і техніки: Інформаційні та комунікаційні технології :НДР «Гетерогенна мережа збору, передачі та обробки інформації для системи розподіленої генерації MicroGrid» № ДР 0119U001184 (2019-2021 рр.). В цій роботі автором виконано дослідження системи електроживлення MicroGrid з відновлюваними джерелами живлення.

Метою дослідження є визначення перспективних топологій інверторів напруги для використання у системах електроживлення з відновлювальними

джерелами електроенергії та створення способів покращення якості вихідної напруги на базі модифікації силової частин та системи керування.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні задачі:

- дослідження існуючих систем електроживлення з ВДЕ, визначення особливостей роботи та вимог, що висуваються до інверторів включених до їх складу;

- класифікація інверторів що знаходять використання у системах електроживлення з ВДЕ;

- дослідження можливих топологій комірок багаторівневих інверторів з визначенням параметра коефіцієнту нелінійних спотворень вихідної напруги;

- моделювання топології багаторівневого інвертора з метою визначення коефіцієнту нелінійних спотворень вихідної напруги;

- дослідження методів покращення якості вихідної напруги інверторів у системах електроживлення з ВДЕ.

Об'єктом дослідження є процес перетворення сталої напруги ВДЕ в системах електроживлення.

Предметом дослідження є покращення якісних показників перетворювачів електроенергії в системах з ВДЕ.

Наукова новизна отриманих результатів:

1. Вперше розроблено метод формування БР напруги на базі розкладання бажаної форми вихідної напруги в ряд спектрального ОБ-перетворення, що дозволило зменшити КНС за збереженням кількості інверторних комірок.

2. Вперше запропоновано спосіб визначення кількості рівнів вихідної напруги при заданому значенні КНС для каскадного БРІ, який формує бажану форму вихідної напруги за допомогою ОБ-перетворення та при застосуванні пасивного LC-фільтра

3. Вперше доведено зменшення амплітуди третьої гармоніки спектру вихідної напруги для розробленої топології, що дало можливість

досягти якості вихідної напруги на рівні регламентованому міжнародними стандартами з якості напруги користувацької мережі.

Практичне значення отриманих результатів:

1. Визначені топології перетворювачів, що задовольняють вимогам систем електроживлення з ВДЕ – можливості підвищення вхідної напруги інверторів без встановлення додаткових каскадів ШПП, забезпечення надійної роботи в умовах замикання навантаження (або його фаз) та проведено їх порівняльний аналіз та надано рекомендації по застосуванню.

2. Запропонована схема БРІ у складі системи електроживлення з альтернативними джерелами сталого струму на базі формування вихідної напруги рядом ОБ перетворення. Запропонований спосіб формування вихідної напруги дав можливість зменшити значення КНС трирівневого каскадного інвертора до рівня 15% без застосування додаткових методів фільтрації вихідної напруги та без збільшення кількості використовуваних модулів.

4. Метод комбінованого застосування пасивних LC-фільтрів та покращення якості вихідної напруги шляхом її формування допомогою ОБ перетворення дозволив досягти значення КНС на рівні 5% для інвертора, без використання додаткових модулів, що дозволило уникнути ускладнення конструкції системи керування та зменшення надійності системи.

Апробація роботи. Основні теоретичні положення та результати магістерського дослідження були презентовані у доповідях на наукових та науково-технічних конференціях: XI Міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2018», м. Київ, 3-5 квітня 2018 р.; XII Міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2019» м. Київ, 23-25 квітня 2019 р; II тур Всеукраїнського конкурсу студентських робіт зі спеціальності «Електроніка» (1-ше місце).

Публікації. Основний зміст дисертації відображений у 2 наукових працях, з яких 1 заявка на патент на корисну модель, 1 стаття у наукових фахових виданнях за переліком ВАК України:

1. Терещенко Т. О., Ямненко Лайкова Ю. С., Л.Г., Федін І.С. Спосіб формування трифазної багаторівневої напруги Заявка № u201903110 від 29.03.2019 МПК (2019.01) F02D29/06

2. Терещенко Т.О., Ямненко Ю.С., Федін І.С. «Огляд основних топологій каскадних інверторів напруги». Мікросистеми, електроніка та акустика. – Т.23. - №2 (103). – 2018. – С.49-57.

Структура та обсяг дисертації. Дисертація складається зі вступу, 5 розділів, висновків, та списку використаних джерел. Загальний обсяг дисертації становить 115 сторінок, у тому числі 114 сторінок основного змісту, 44 рисунки, 22 таблиць та список використаних джерел із 78 найменувань.

1. ОСНОВНІ ТОПОЛОГІЇ СИСТЕМ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ З АЛЬТЕРНАТИВНИМИ ДЖЕРЕЛАМИ

1.1. Структури систем електроживлення з альтернативними джерелами електроживлення

Високий попит на використання альтернативних джерел електричної енергії (АДЕ) спричинений обмеженістю кількості паливних ресурсів, що знаходять використання у традиційних джерелах електричної енергії, введенням і постійним посиленням екологічних норм щодо обмеження факторів забруднення атмосфери та навколишнього середовища призвів до необхідності розробки нових структур систем електроживлення, що передбачають часткову або повноцінну відмову від використання традиційних джерел електроенергії [15,16]. Водночас, стрімкий розвиток технологій в галузі розробки і створення напівпровідникових пристроїв та спрощення реалізації систем керування призвели до підвищення енергоефективності альтернативних джерел енергії, розробки нових та забезпечення можливості реалізації відомих топологій конверторів, що не знаходили використання до цього часу через ускладненість конструкції силової частини та систем керування [17,18]. Означені фактори дозволили зменшити габаритні розміри та собівартість створюваних пристроїв одночасно підвищивши енергоефективність та гарантований строк експлуатації зробивши системи електроживлення з використанням альтернативних джерел енергії доступнішими для реалізації та більш гнучкими до вимог щодо компактності та розташування створюваної системи.

За типом використовуваного джерела альтернативної напруги виділяють три основних типи систем з АДЕ [19,20,21]:

- з використанням сонячних батарей у якості джерела живлення;
- з використанням вітрогенераторів у якості джерела живлення;

- з використанням біопаливних елементів у якості джерела живлення.

Однією з найбільш перспективних систем з застосуванням альтернативних джерел енергії є системи електроживлення побудовані за концепцією Smart Grid і MicroGrid. Дана концепція передбачає розподілену генерацію електричної енергії декількома типами альтернативних джерел з можливістю регулювання кількості споживаної енергії виходячи з потреб користувача та можливостей джерела живлення що, в свою чергу, визначаються зовнішніми факторами та можливістю передачі надлишкової енергії до мережі [22]. На даний момент системи MicroGrid широко використовуються у якості резервних та основних систем електроживлення на військових об'єктах, у медичних закладах, для живлення споживачів віддалених від централізованих ліній постачання електроенергії [23].

Найбільш широко розповсюдженими є системи з АДЕ, в якості яких використовуються вітрогенератори та сонячні панелі через значне зростання попиту на ринку, перспектив розвитку даних технологій та відсутності необхідності у генерації та доставки палива [24].

Структурна схема системи електроживлення створеної за концепцією MicroGrid включає в себе підсистеми (рис 1.1), кожна з яких містить джерело альтернативної енергії яким найчастіше виступає фотобатарея (ФБ), акумуляторна батарея (АБ), вітрогенератор (ВГ) або паливний елемент (ПЕ), напівпровідниковий перетворювач (Пр) та навантаження (Z_H).

Акумуляторна батарея призначена для забезпечення неперервної роботи системи електроживлення. Додатково кожна з підсистем підключена до загальної мережі для передачі надлишкової енергії, що не була спожита навантаженням.

Більшість джерел альтернативної енергії генерують сталу вихідну напругу, тому напівпровідниковим пристроєм, що вирішує задачу узгодження вихідної напруги альтернативних джерел з напругою мережі виступає інвертор [25].

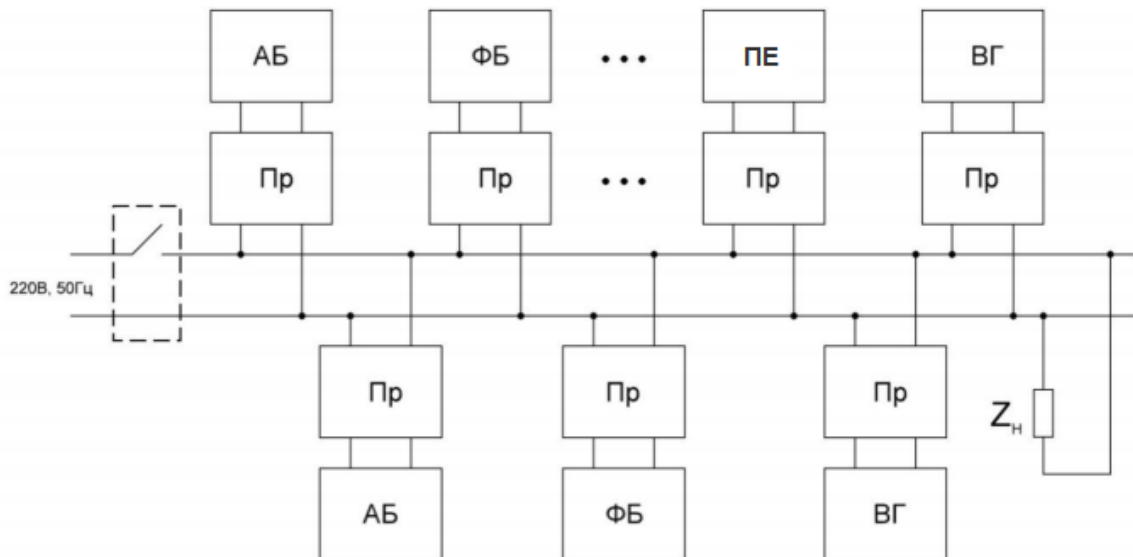


Рис.1.1 Структура системи електроживлення Micro Grid

Оскільки інвертор є однією з основних складових структури системи електроживлення значна частина переваг системи електроживлення MicroGridможлива завдяки використанню інвертора, що відповідає наступним вимогам:

- можливість генерації вихідної напруги за формою, амплітудою, частотою та параметрами якості, яка відповідає міжнародним та місцевим стандартам, визначених для напруги користувацької мережі;
- можливість роботи з усіма широко застосовними відновлюваними джерелами електроенергії з урахуванням специфіки їх роботи;
- висока надійність, надання можливостей з резервування компонентів;
- якомога менші масогабаритні параметри;
- мінімізація втрат енергії на конверторі;
- економічна доцільність застосування топології.

Оскільки системи SmartGrid та MicroGrid можуть включати в себе системи з використанням всіх альтернативних джерел живлення у якості підсистем дані вимоги є актуальними для всіх систем з використанням відновлюваних джерел енергії (ВДЕ).

Таким чином, однією з основних складових будь-якої з систем незалежно від виду використовуваного джерела альтернативної енергії є конвертер, задачею якого є перетворення напруги отриманої від ВДЕ у форму, що регламентується стандартами мережі та вимогами користувача. Значна кількість переваг застосування систем електроживлення з ВДЕ забезпечується використанням конверторів, що мають відповідати ряду жорстких вимог з забезпечення надійності, вихідної якості та ефективності застосування створюваної системи.

1.2. Системи електроживлення з використанням вітрогенераторів у якості джерел альтернативного живлення

1.2.1. Вимоги до систем електроживлення з вітрогенераторами

Зростання ролі вітрової енергетики у загальних системах електрозабезпечення призвело до необхідності стандартизації параметрів якості вихідної напруги забезпечуваної вітрогенераторами, забезпечення можливості неперервної передачі енергії за виникнення аварійних ситуацій на лінії або за несприятливих зовнішніх умов, що призводять до зменшення амплітуди вихідної напруги генератора. Для регулювання даних параметрів було створено або модернізовано ряд міжнародних стандартів та норм.

Робота системи електроживлення у випадку аварійного стану або за несприятливих зовнішніх умов у більшості європейських країн регулюється кодексом E.ON (German transmission and distribution utility) [26]. У ньому зазначено, що функціонування вітрогенератора має підтримуватися в разі зменшення амплітуди вихідної міжфазної напруги до рівня 15% від заданої амплітуди впродовж 150 мс. За зниження рівня напруги більше ніж наведене значення або на більший період часу, вітрогенератор має бути відключений від мережі. Дана вимога вказує на необхідність підвищення вихідної мережевої напруги інвертора на момент зменшення вхідної напруги генератора.

Для визначення та стандартизації параметрів якості вихідної напруги Міжнародною Електротехнічною комісією було розроблено методологію визначення якості вихідної потужності систем електроживлення з використанням вітрогенераторів у якості первинних джерел електроживлення ІЕС-61400-21 [27]. Методологія включає в себе три етапи. На першому визначається стабільність вихідної напруги та струму вітрогенератора шляхом підключення вітрогенератора до тестового ланцюгу, у якому єдиним джерелом нестабільності напруги може бути генератор. На другому етапі визначається довжина перехідного процесу при включенні генератора за нульовою швидкості вітру та при старті із заданою швидкістю. На третьому етапі визначається коефіцієнт нелінійних спотворень (КНС) вихідної напруги всієї системи. Визначення КНС передбачає визначення спектра 8 періодів вихідної напруги за допомогою швидкого перетворення Фур'є, проведеного на основній частоті вихідної напруги. КНС визначається за формулою:

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{2}^{70} U_i^2}{U_1^2}}, \quad (1.1)$$

де $\sum_{2}^{70} U_i^2$ - сума квадратів гармонік вихідної напруги, U_1 - амплітуда першої (основної) гармоніки вихідної напруги.

Методологія визначення вищих гармонік вихідної напруги наведена в стандартах ІЕС 61000-4-7 та ІЕС 61000-3-6.

Значення необхідної величини КНС для вітрогенератора визначається стандартом ІЕЕЕ 519-1992 «IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems», що визначає рекомендовані значення КНС на рівні 5% для систем електроживлення з амплітудою вихідної напруги до 69 кВ (низьковольтні системи електроживлення), 2.5% для систем електроживлення з амплітудою вихідної напруги від 69 до 161 кВ (системи електроживлення середньої вихідної напруги) та 1.5% для систем

електроживлення з амплітудою вище 161 кВ (високовольтні системи електроживлення) [28].

1.2.2. Основні топології систем електроживлення з використанням вітрогенераторів

Серед структур систем електроживлення з використанням вітрогенераторів у якості первинного джерела електричної енергії на даний момент широкого застосування набули три основні топології [29,30]:

- з незмінною швидкістю обертання ротора;
- зі змінною швидкістю обертання ротора та подвійним живленням;
- з використанням синхронного генератора з повним відокремленням генератора від мережі.

Система з незмінною швидкістю обертання ротора є найпростішою серед розглянутих структур і передбачає безпосереднє підключення генератора до вихідної мережі живлення (рис. 1.2).

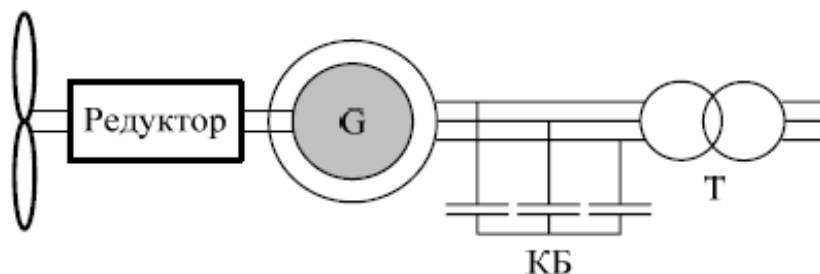


Рис 1.2. Система з незмінною швидкістю обертання ротора

Істотним недоліком є необхідність синхронізації частоти обертання ротора з бажаною частотою напруги мережі, що не дозволяє використовувати вітрогенератор у точці максимальної вихідної потужності за зміни швидкості вітру, що призводить до зменшення ККД. Також системи, створені за схемою з незмінною швидкістю обертання ротора мали низькі параметри якості

вихідної напруги, перш за все, через відсутність механізмів контролю кількості активної і реактивної потужності, що передається до навантаження та стабілізації амплітуди вихідної напруги [31,32].

З метою підвищення ККД та можливості контролю активної та реактивної потужності було розроблено *систему зі змінною швидкістю* обертання ротора та подвійним живленням мережі від генератора (рис.1.3).

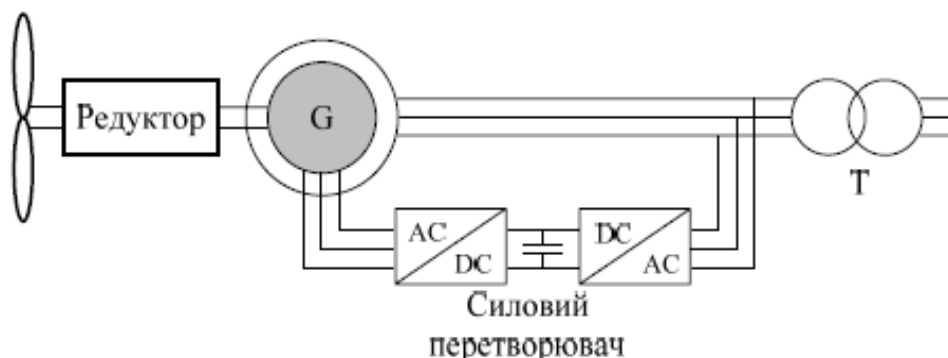
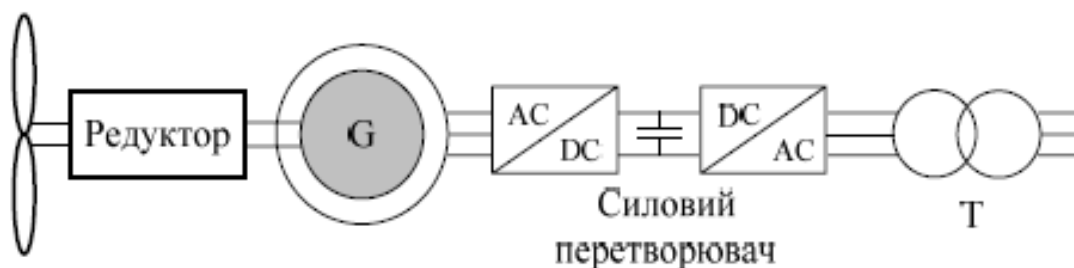


Рис 1.3. Система зі змінною швидкістю обертання ротора та подвійним живленням

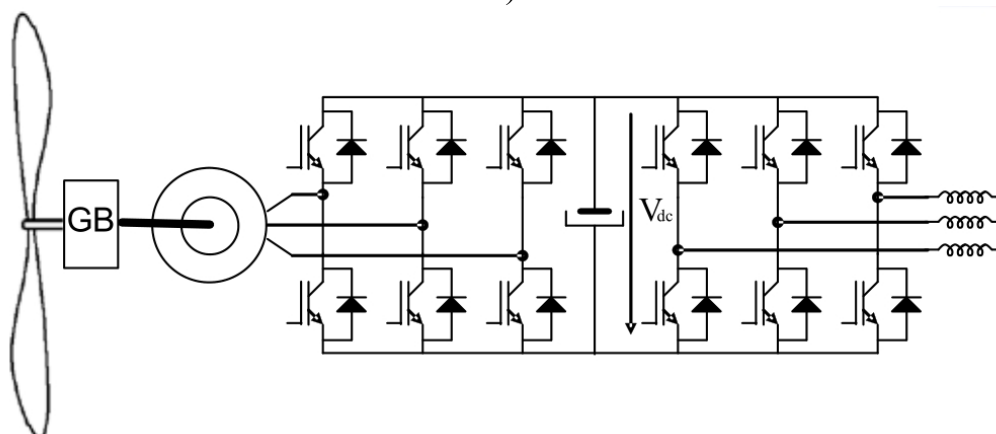
Особливістю топології є можливість зміни частоти обертання ротора генератора з метою компенсації зміни швидкості вітру і знаходження робочої точки у точці максимальної вихідної потужності. Змінна частота обертання ротора унеможливорює синхронізацію вихідної напруги генератора зі сталою бажаною частотою мережі, в результаті чого виникла необхідність у підключенні генератора до мережі через конвертор для перетворення вихідної напруги генератора змінної частоти у сталу з наступним перетворенням у змінну напругу бажаної частоти. У даній топології роторна обмотка під'єднана до мережі через конвертор, в той час як статорна під'єднана безпосередньо до мережі. Недоліками даної топології є можливість зміни швидкості у порівняно вузьких межах (максимальне підвищення швидкості у відношенні 2:1), необхідність встановлення коробки передач та збільшення вартості системи через необхідність встановлення конвертора. Використання конвертора дозволяє контролювати активну та реактивну складову вихідної потужності генератора та зменшити пульсації напруги, що надходить до мережі. Використання топології зі змінною

швидкістю обертання ротора дозволяє збільшити ККД на 5% порівняно з системами зі сталою швидкістю обертання [33,34,35].

В системі з використанням синхронного генератора з повним відокремленням генератора від мережі вся енергія від генератора передається напряму до конвертора, який випрямляє вихідну напругу генератора заряджаючи високоємнісний конденсатор, енергія з якого трансформується у змінну напругу бажаної частоти. Систему з повним відокремленням генератора від мережі наведено на рис.1.4 а та б.



а)



б)

Рис.1.4 Система з повним відокремленням генератора від мережі. а) – структурна схема; б) – принципова схема

Система складається з двох трьохфазних конверторів, розділених конденсатором. Конвертер, що підключається до генератора працює у режимі драйвера, що контролює момент вихідного валу генератора та працює у якості випрямляча вихідного змінного струму підвищеної частоти генератора. Задачею конвертера підключеного до мережі є забезпечення змінної вихідної напруги з якомога нижчим значенням коефіцієнту

нелінійних спотворень (КНС) та визначення кількості активної та реактивної енергії, що передається до мережі [36].

Можливим варіантом виконання топології з повним відокремленням генератора від мережі є топологія з використанням трьохфазного мостового випрямляча та імпульсного підвищуючого перетворювача замість вхідного конвертера, що зображена на рис.1.5. Перевагою топології є нижча вартість за рахунок використання одного керованого ключа та спрощеного алгоритму керування. Здійснення контролю моменту валу генератора та розподілу активної та реактивної потужності здійснюється шляхом контролю струму дроселя [36].

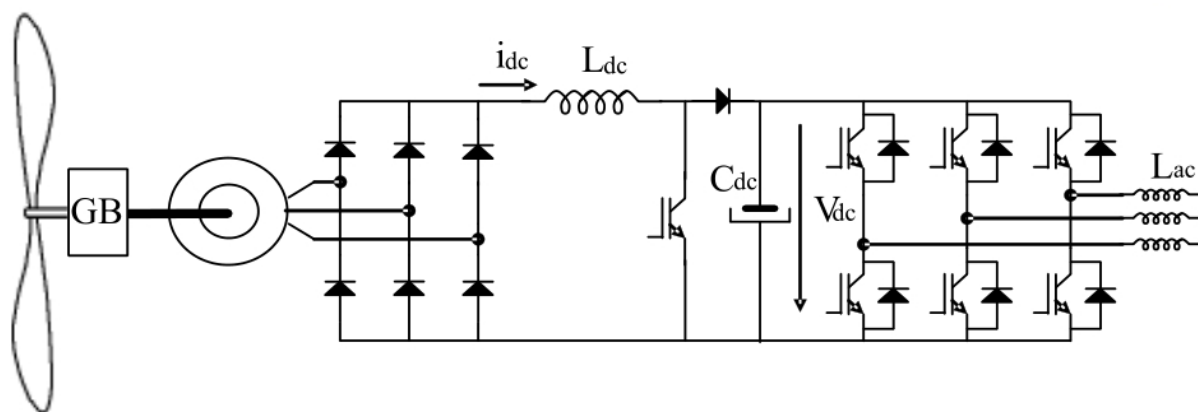


Рис.1.5 Схема з застосуванням імпульсного підвищуючого конвертера у вхідному колі інвертора

У результаті росту величини вихідної потужності вітрогенераторів виникла необхідність у застосуванні конверторів з можливістю перетворення струмів та напруг за рівнем вищих за типові рівні визначені для сучасних напівпровідникових пристроїв. Це призвело до поширення використання багаторівневих топологій для побудови конверторів, які входять до складу систем зі змінною швидкістю обертання ротора та подвійним живленням мережі від генератора і систем з повним відокремленням генератора від мережі. Додатковими перевагами використання багаторівневої топології для побудови конверторів є нижчий рівень коефіцієнту нелінійних спотворень і, відповідно, зменшення габаритів вихідних фільтрів, зменшення вихідних електромагнітних завад та загальної частоти комутацій ключів порівняно з

традиційними однорівневими конверторами [37]. Так для досягнення однакового рівня коефіцієнту нелінійних спотворень частота комутації ключів багаторівневого інвертора буде на 25% нижчою [38]. Найвищими показниками за параметром зниження рівня коефіцієнту нелінійних спотворень має топологія каскадних багаторівневих інверторів на базі інверторних комірок що робить її переважнішою до застосування [39]. Головним фактором, що обмежує застосування даної топології у системах електроживлення з використанням вітрогенераторів є необхідність застосування відокремлених джерел сталої напруги для генерації вихідної напруги кожної з комірок. Можливим рішенням є застосування багатополюсного генератора на постійних магнітах кожний полюс якого генеруватиме вхідну напругу комірки необхідної амплітуди. Система створена за даною топологією (рис.1.6) включає в себе генератор з шістьма полюсами що генерує вхідну напругу п'ятирівневого інвертора напруги, кожна комірка якого складається з випрямляча, високоємнісного конденсатора, у якості акумулятора енергії ланки сталоного струму, та мостового інвертора [40].

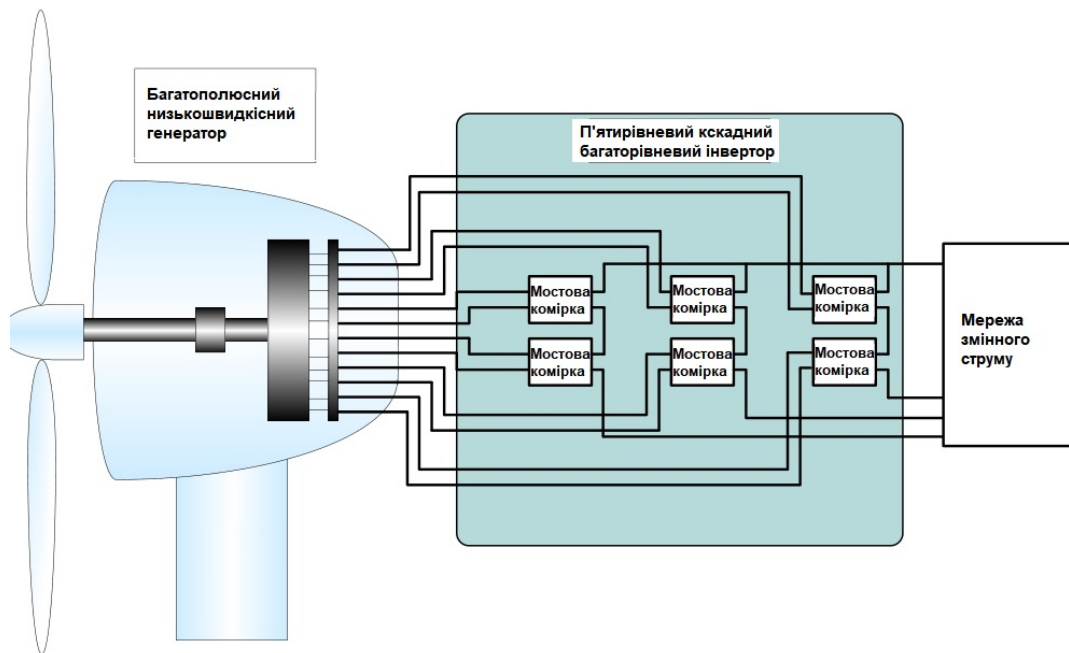


Рис.1.6 Система електроживлення з використанням багатополюсного генератора у якості первинного джерела енергії та багаторівневого інвертора з відокремленими джерелами сталоного струму

Можливою є заміна випрямляча на додатковий мостовий інвертор, що функціонуватиме у режимі випрямляча [41]. Зі спрощенням розробки та реалізації систем керування, зниженням вартості напівпровідникових компонентів топології такого типу зазнають більшого поширення та є перспективними для розробки систем електроживлення на основі перетворення вітрової енергії.

За проведеним оглядом найбільш розповсюджених топологій систем електроживлення на основі перетворювачів можна визначити, що кожна з актуальних топологій включає в себе конвертор, який являє собою трьохфазний мостовий інвертор з випрямлячем та конденсатором у вхідному колі. У якості випрямляча може використовуватися інвертор в режимі роботи випрямляча.

В останній час отримали розвиток застосування багаторівневих інверторів (БІ) з відокремленими джерелами сталого струму, незважаючи на необхідність розв'язання проблеми забезпечення вхідних напруг комірків.

Застосування топологій, що передбачають підвищення вхідної сталої напруги інвертора визначають перспективу використання інверторів, що забезпечують підвищення вхідної напруги без застосування додаткових конверторів, таких як топології з імпедансним та квазі-імпедансним ланцюгами у вхідному колі.

1.3. Системи електроживлення з використанням сонячних батарей у якості джерел альтернативного живлення

1.3.1. Вимоги до систем електроживлення з сонячними батареями

Вимоги, що встановлюються до інверторів що входять до складу систем з використанням сонячних модулів умовно можна поділити на три групи: вимоги визначені мережею, вимоги визначені особливостями роботи сонячних модулів і вимоги визначені користувачем.

Підключення інвертора до загальної мережі змінного струму зобов'язує до виконання стандартів, що визначають параметри якості напруги мережі. Серед даних стандартів можна виділити європейські стандарти IEC 61727 «Characteristics of the Utility Interface for Photovoltaic (PV) Systems», EN61000-3-2 «Limits for Harmonic Current Emission (Equipment Input Current < 16 A per Phase)», IEEE 1547 «Standard for Interconnecting Distributed Resources With Electric Power Systems» та IEEE 519-1992 «IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems» і американський стандарт U.S. National Electrical Code (NEC) 690 що регламентує вимоги до заземлення систем електроживлення [42,43,44]. Основні параметри якості вихідної напруги інверторів систем електроживлення з сонячними панелями зведено до табл.1.1.

Таблиця 1.1

Назва стандарту	IEC 61727	IEEE 1547	EN61000-3-2
Вихідна потужність	10 кВт	30 кВт	3.7 кВт
Порядок гармоніки та максимальне значення(у % від величини першої гармоніки для стандартів IEC 61727, IEEE 1547 та у амперах для EN61000-3-2)	(3-9), 4% (11-15), 2% (17-21), 1.5% (23-33), 0.6%	(2-10), 4% (11-16), 2% (17-22), 1.5% (23-34), 0.6% (>35), 0.3%	(3) 2.3 А (5) 1.14 А (7) 0.77 А (9) 0.4 А (11) 0.33 А (13) 0.21 А
Максимальне значення КНС струму (THD)	5%	5%	-
Величина сталої складової вихідного струму	Менше 1% від заданого вихідного струму	Менше 0.5% від заданого вихідного струму	< 0.22 А
Межі амплітуди вихідної напруги за нормального режиму роботи	85-110% (196В-253В)	88-110% (97В-121В)	-
Частота вихідної напруги за нормального режиму роботи	50 ± 1 Гц	від 59.3 до 60.5 Гц	-

З наведених параметрів можна визначити, що загальними вимогами є обмеження КНС вихідного струму на рівні 5% та величини сталої складової у складі вихідного струму на рівні 1%-0.5% для уникнення додаткового насичення осердь мережевих трансформаторів. Для досягнення визначених параметрів з КНС необхідне збільшення вихідного фільтра інвертора, проте його масогабаритні параметри можуть бути зменшені шляхом застосування топології інвертора з якомога нижчим рівнем КНС, стала складова може бути виключена зі складу вихідної напруги при встановленні вихідного трансформатора. Стандарт NEC 690 зобов'язує використовувати окреме заземлення сонячних панелей за амплітуди вихідної напруги панелей на рівні від 50 В. Складові конвертера мають бути заземлені за відсутності гальванічної розв'язки перетворювача з мережею.

Основною вимогою визначеною особливостями роботи модулів сонячних батарей є забезпечення неперервної роботи в точці максимальної потужності. Відстеження знаходження вихідної вольт-амперної характеристики у точці максимальної потужності має бути автоматизованим та зазвичай виконується зміною коефіцієнту заповнення імпульсу керування підвищуючого імпульсного перетворювача у вхідному колі інвертора. Важливою умовою для підтримання режиму відбору максимальної потужності є мінімізація пульсацій вихідної напруги сонячної панелі та, відповідно, забезпечення неперервності вхідного струму конвертера. У літературних джерелах наведено розрахунки за якими для модуля сонячної батареї з вихідною напругою 35 В величина пульсацій вихідної напруги має бути нижчою за 8.5% для отримання коефіцієнту використання сонячних батарей у 98% [45,46].

До групи вимог, що висуваються користувачем можна віднести вимоги щодо забезпечення максимальної економічної ефективності перетворювача, універсальності використовуваного перетворювача, а саме можливості використання однієї топології конвертора за різних умов освітленості, типу та кількості модулів сонячних батарей, можливість забезпечення різних

вихідних напруг відповідно до напруги мережі до якої підключено конвертор. Іншими словами, для забезпечення вимог користувача топологія інвертора має передбачати можливість підвищення вхідної напруги конвертора в широких межах та можливість масштабування топології для використання конвертора за різних типів, кількості та схем підключення модулів сонячних батарей, що використовуються у якості первинного джерела електроенергії. Іншою вимогою кінцевого користувача є висока надійність конвертора. Так, більшість виробників систем електроживлення з роботою від сонячних батарей забезпечують гарантію роботи системи продовж 25 років зі збереженням 80% початкової вихідної потужності та гарантію на можливість роботи системи впродовж 5 років без зовнішнього втручання [47,48]. Відповідно, переважнішим є вибір топологій, що мають можливість резервування та мінімізують навантаження на складові елементи конвертора.

Таким чином основними параметрами конверторів систем електроживлення з використанням сонячних батарей є низький рівень гармонійних спотворень вихідної напруги, забезпечення модульності та можливостей резервування і роботи за зміни вхідної напруги в широких межах, якомога менше навантаження на елементи конвертера. Додатковою умовою визначеною особливостями роботи сонячних модулів є забезпечення неперервності та стабілізації вхідної напруги з метою забезпечення постійної роботи в точці відбору максимальної потужності. Виходячи з наведених параметрів, переважними для застосування є багаторівневі топології модульної структури, такі як багаторівневі каскадні топології, що дозволяють зменшити рівень спотворень вихідної напруги та навантаження на ключі інвертора через рівномірний розподіл навантаження між модулями [49,50] та здатні забезпечити резервування компонентів інвертора. Необхідність забезпечення можливості підвищення вхідної напруги інвертора може бути вирішена застосуванням каскадного багаторівневого з встановленням імпедансного ланцюга у вхідне коло інвертора, використання квазі-

імпедансної ланки додатково задовольняє необхідність у забезпеченні неперервності вхідної напруги інвертора [51,52].

1.3.2. Основні топології систем електроживлення з сонячними батареями

Загальна структурна схема будь-якої системи електроживлення з використанням сонячних батарей наведено на рис.1.7, і включає в себе масив сонячних батарей, конвертор, що включає в себе конвертор, що складається з інвертора та вихідного пасивного фільтру та додатково за необхідності підвищуючого перетворювача сталого струму, трансформатора та систему керування [53,54,55].



Рис.1.7 Структура системи електроживлення з використанням сонячних батарей у якості первинного джерела енергії

Існує декілька варіантів класифікації систем електроживлення з використанням сонячних батарей у якості джерел альтернативного живлення, серед яких можна виділити наступні:

- за схемою підключення сонячних батарей;
- за топологією конвертора.

За схемою підключення сонячних батарей можна виділити (рис.1.8):

- топологію з центральним інвертором (рис.1.8 а);
- топологію з лінійним підключенням інверторів (рис.1.8 б);
- топологію з багатолінійним підключенням інверторів (рис.1.8 в);
- топологію з модульним підключенням інверторів(рис.1.8 г).

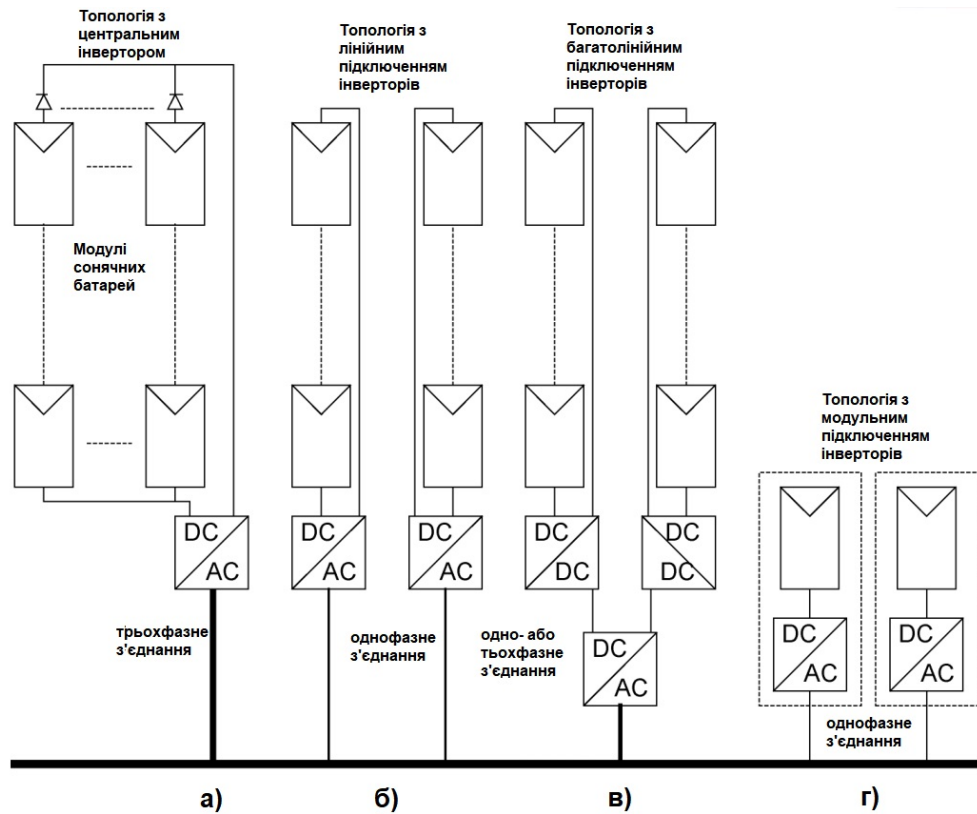


Рис.1.8 Класифікація топологій систем електроживлення з використанням сонячних батарей у якості джерел альтернативного живлення за схемою підключення сонячних модулів

За використання топології з центральним інвертором (рис. 1.8 а) модулі сонячних батарей об'єднуються у єдиний масив, модулі у якому з'єднані послідовно у лінії, що, в свою чергу паралельно під'єднуються до центрального конвертора. Дана топологія характеризується високим ККД та низькою вартістю реалізації. Недоліками топології є необхідність у стандартизації використовуваних сонячних модулів та забезпеченні рівномірного освітлення масиву батарей для отримання максимального рівня вихідної потужності. Додатковим недоліком системи є низька надійність системи через використання одного високонавантаженого інвертора, вихід з ладу якого відключить від мережі всю систему. Топологія з центральним інвертором застосовується для систем з вихідною потужністю до 10 кВт [56].

Топологія з лінійним підключенням інверторів (рис.1.8 б) подібна до топології з центральним інвертором паралельним підключенням ліній

сонячних панелей до мережі. відмінністю є наявність окремого інвертора на виході кожної з ліній, що дозволяє реалізувати роботу кожної з ліній сонячних батарей у точці відбору максимальної потужності, що, в свою чергу, дозволяє оптимізувати використання кожної з ліній та зменшити вплив нерівномірного освітлення на рівень вихідної потужності, використання сонячних модулів з різними вихідними характеристиками, які, проте, мають бути однаковими у рамках однієї лінії [57,58]. Розвитком топології з лінійним підключенням інверторів є топологія з багатолінійним підключенням інверторів (рис.1.8 в). У даній топології на виході кожної з ліній встановлюється імпульсний перетворювач сталого струму, що дозволяє контролювати точку максимальної потужності для кожної з ліній, після чого стала напруга надходить до загального інвертора. Таким чином дана топологія поєднує переваги лінійного підключення та застосування загального інвертора забезпечуючи зниження вартості кінцевої системи, підвищення ККД. Недоліком є зниження надійності топології. Топології з лінійним та багатолінійним підключенням інверторів застосовуються в системах вихідною потужністю 3-10 кВт [59].

Топологія з модульним підключенням інверторів (рис.1.8 г) передбачає підключення окремого інвертора до кожного модуля і, відповідно, забезпечує максимальну адаптацію конвертора під вихідну характеристику сонячної панелі. Проте, через використання найбільшої серед представлених топологій кількості інверторів, незважаючи на оптимізацію передачі енергії від сонячної батареї топологія має найнижчий ККД. Недоліками топології також є складність підключення до вихідної мережі змінного струму та складність системи керування. За застосування даної топології вихідна потужність системи може складати 50-400 Вт [58].

Проаналізувавши описані топології можливо визначити модульну структуру кожної з них та можливість генерації вихідної напруги різної амплітуди за використання одного вихідного інвертора (топології з центральним інвертором та з багатолінійним підключенням інверторів) що

дозволяє використання багаторівневого інвертора з відокремленими джерелами сталого струму.

За топологією конвертора можна класифікувати схеми за наявністю гальванічної розв'язки та використанню додаткового підвищуючого конвертора сталого струму у вхідному колі інвертора та схеми з комбінацією наведених особливостей (рис.1.9) [60].

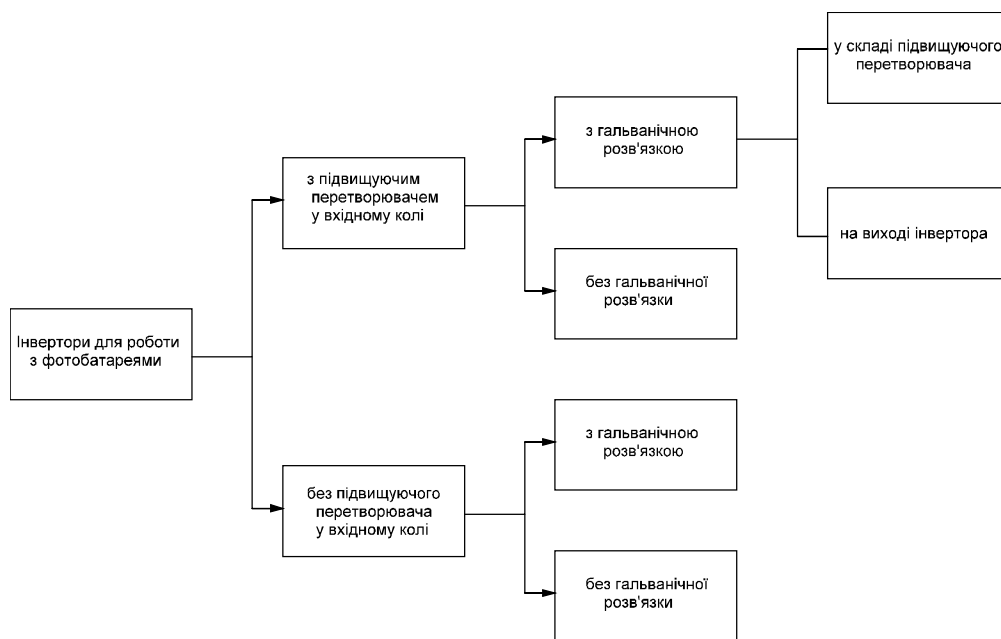


Рис.1.9 Класифікація систем електроживлення з сонячними батареями за топологією конвертора

Топології з гальванічною розв'язкою застосовуються за наявності вимог, визначених стандартами з техніки безпеки щодо розділення силових ланцюгів систем електроживлення та користувацької мережі. Топології з використанням підвищуючих перетворювачів сталого струму застосовуються з метою підвищення ефективності використання площі масиву сонячних модулів, забезпечуючи їх функціонування у точці відбору максимальної потужності. Необхідність застосування цієї топології визначається відповідністю рівня вихідної напруги масиву сонячних модулів вимогам визначеним мережею. За необхідності одночасного підвищення вихідної напруги сонячних модулів та забезпечення гальванічної розв'язки можливе застосування обох засобів у складі однієї топології.

Використання топології з наявністю гальванічної розв'язки та підвищуючого конвертора сталого струму передбачає встановлення трансформатора, що може бути включений до складу схеми підвищуючого конвертора (за використання зворотного або прямого імпульсного перетворювача) (рис.1.10 а) або встановлений на виході інвертора (рис.1.10 б) [61].

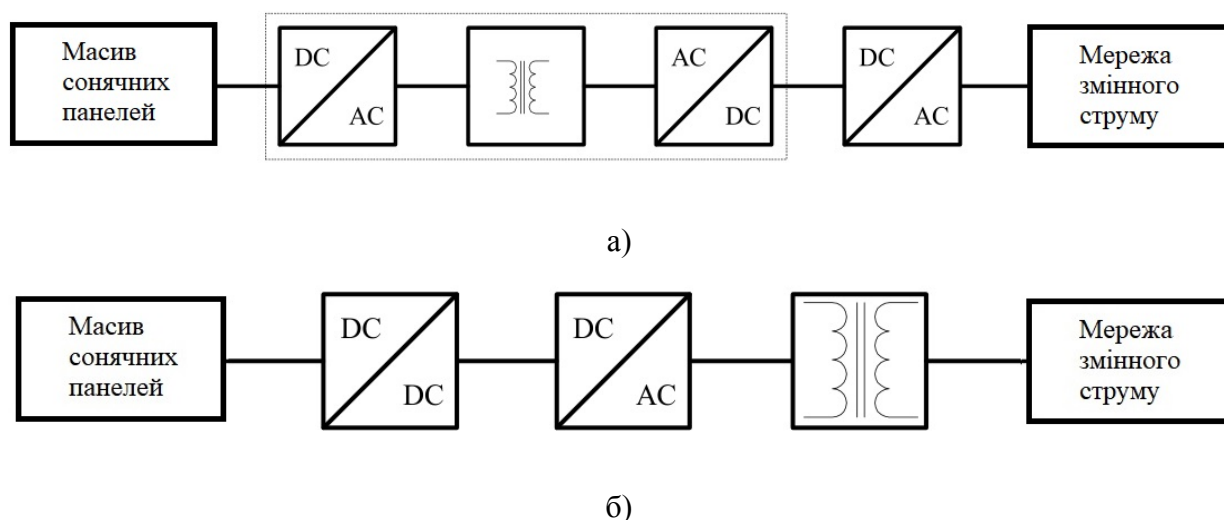


Рис. 1.10 Структура топології системи електроживлення з встановленням трансформатора та підвищуючого перетворювача у входному колі інвертора (а); Структура топології системи електроживлення з встановленням трансформатора у вихідному колі інвертора (б)

Включення трансформатора до складу підвищуючого перетворювача дозволяє використання трансформатора на підвищеній частоті, що призводить до зменшення його габаритних розмірів, проте збільшує втрати, встановлення трансформатора на вихід інвертора призводить до зворотних результатів. За даною ознакою інвертори з забезпеченням гальванічної розв'язки поділяють на топології з встановленням трансформатора у високочастотному ланцюгу інвертора та у низькочастотному ланцюгу. У якості інверторів у даних топологіях застосовуються мостові інвертори з частотою комутації, що відповідає частоті напруги мережі.

На рис.1.11 наведено практичну реалізацію топології з встановленням трансформатора та підвищуючого перетворювача у вхідному колі інвертора з використанням двотактного прямо-/зворотного перетворювача [62].

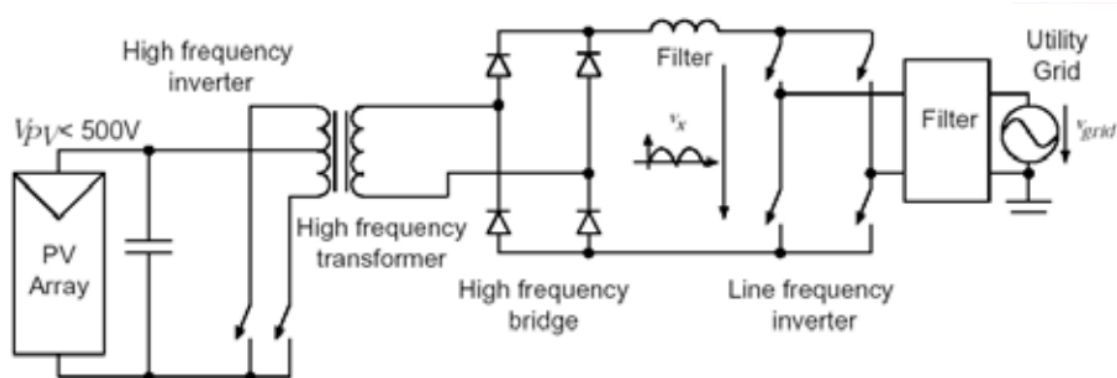
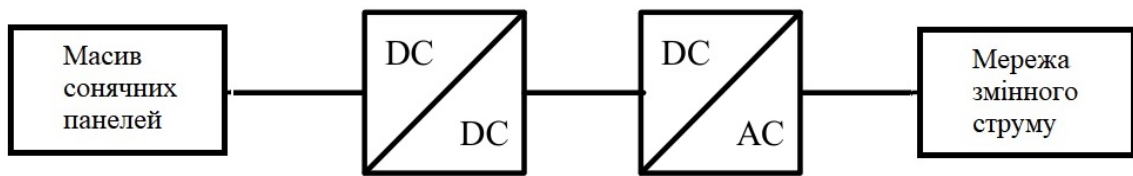


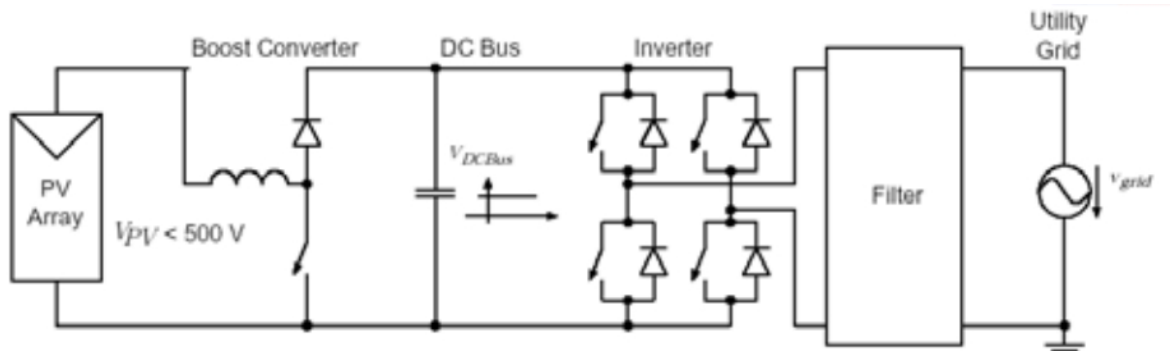
Рис.1.11 Топологія із встановленням трансформатора та підвищуючого перетворювача у вхідному колі інвертора з використанням двотактного прямо-/зворотного перетворювача

За відсутності необхідності у забезпеченні гальванічної розв'язки можливе застосування безтрансформаторного підвищуючого імпульсного перетворювача, що зменшить масогабаритні показники результуючої системи (рис.1.12).

При відповідності рівня вихідної напруги масиву сонячних модулів вимогам мережі та відсутності директив щодо забезпечення безпеки мереж електроживлення можливе застосування безтрансформаторних топологій без підвищення напруги у ланці сталого струму, що, фактично включають в себе лише інвертор напруги. Перевагою даних топологій є низькі масогабаритні показники, висока надійність та мінімальні втрати рівень яких залежить лише від параметрів інвертора. В результаті цього у якості вихідного інвертора за використання цієї топології широко застосовуюся багаторівневі інвертори напруги для зменшення комутаційних втрат та КНС вихідної напруги що дозволяє зменшити масогабаритні показники вихідного фільтра максимально розширюючи можливості зі зменшення масогабаритних параметрів системи [63].



а)



б)

Рис.1.12 Структура топології (а) та практична реалізація (б) системи електроживлення з імпульсним підвищуючим перетворювачем у входному колі інвертора

Підводячи підсумок проведеного огляду топологій систем електроживлення з використанням сонячних батарей у якості джерел альтернативного живлення можна визначити, більшість розповсюджених схем підключення сонячних батарей передбачають можливість використання багаторівневих інверторів без виконання додаткових модифікацій, а значна кількість топологій конвертора включає в себе ланку підвищення входної напруги інвертора, що дозволяє визначити багаторівневі інвертори напруги з можливістю підвищення амплітуди входної напруги інвертора перспективним напрямком розвитку інверторів для застосування у системах з використанням сонячних батарей у якості джерел альтернативного живлення.

1.4. Визначення топологій інверторів для застосування у системах електроживлення з альтернативними джерелами. Задачі дослідження

Проведений огляд систем електроживлення з використанням альтернативних джерел електроенергії визначив однією з основних

складових системи конвертор, задачею якого є перетворення сталої напруги альтернативного джерела у змінну напругу мережі, тому у якості конвертора зазвичай використовуються інвертори напруги. Параметри вихідної напруги регламентуються відповідними міжнародними та місцевими стандартами щодо якості, амплітуди, частоти та форми напруги мережі. Додатково висуваються вимоги щодо універсальності, масогабаритних параметрів, параметрів надійності, енергетичної та економічної ефективності що визначаються кінцевим користувачем системи. Серед використовуваних альтернативних джерел перевага надається вітрогенераторам та сонячним панелям як джерелам що не вимагають доставки пального.

Огляд відомих систем з використанням вітрогенераторів та сонячних панелей визначив вимоги, що визначаються специфікою роботи означених альтернативних джерел і мають бути враховані при виборі топології інвертора для виконання параметра універсальності, серед яких можна виділити необхідність забезпечення можливості роботи масиву сонячних батарей у точці відбору максимальної потужності та забезпечення гальванічної розв'язки з вихідною мережею. Характерною є увага до багаторівневих топологій інверторів для виконання вимог щодо якості вихідної напруги та зменшення масогабаритних показників вихідних фільтрів.

Проведений аналіз дозволив встановити кінцеві параметри топології оптимального конвертора для систем електроживлення з вде якими є:

- забезпечення якості вихідної напруги в рамках визначених стандартами IEC 61727, IEEE 1547 та EN 61000-3-2;
- мінімізація масогабаритних показників топології;
- мінімізація втрат енергії на конверторі;
- забезпечення можливості роботи сонячних панелей у точці відбору максимальної потужності та наявність гальванічної розв'язки за введення даної необхідності стандартами з техніки безпеки.

Висновки до першого розділу

1. Переваги застосування систем електроживлення з ВДЕ в більшій мірі забезпечується використанням конверторів, що мають відповідати ряду жорстких вимог з забезпечення надійності, вихідної якості та ефективності застосування створюваної системи. Тому задачею даної роботи поставлено визначення такої топології перетворювача, що задовольнятиме більшій частині заданих вимог у якомога повному обсязі.

2. Проведений огляд найбільш розповсюджених топологій систем електроживлення з вітрогенераторами та фотогенераторами показав, що перспективними є розробки систем електроживлення з використанням багаторівневих інверторів

3. Необхідність забезпечення можливості підвищення вхідної напруги інвертора може бути вирішена застосуванням каскадного багаторівневого з встановленням імпедансного ланцюга у вхідне коло інвертора, Використання квазі-імпедансної ланки додатково задовольняє необхідність у забезпеченні неперервності вхідної напруги інвертора

4. Багаторівневі інвертори напруги з можливістю підвищення амплітуди вхідної напруги інвертора є перспективним напрямком розвитку інверторів для застосування у системах з використанням сонячних батарей у якості джерел альтернативного живлення.

2. КЛАСИФІКАЦІЯ ТА АНАЛІЗ ФУНКЦІОНУВАННЯ ТОПОЛОГІЙ ІНВЕРТОРІВ РІЗНИХ ТОПОЛОГІЙ В СИСТЕМАХ З АДЕ

2.1 Класифікація інверторів систем електроживлення з АДЕ

Топології інверторів, що знаходять застосування у системах електроживлення з використанням альтернативних джерел енергії можуть бути поділені на багаторівневі та однорівневі топології. Класифікація багаторівневих топологій (рис. 2.1) може бути проведена за:

- типом схеми;
- структурою модуля;
- типом схеми додавання напруг;
- типом модуляції.

За типом схеми модулів можна виділити два основні варіанти виконання багаторівневої топології: з окремими ізольованими джерелами сталої напруги [64] та одним джерелом та вихідними трансформаторами [65].

За схемою технікою силової частини окремого модуля розрізняють модулі, побудовані за мостовою схемою (модулі *H* типу), [4,6] модулі з використанням імпедансного ланцюга у вхідному колі мостового інвертора (модулі *Z* типу) та модулі з використанням квазі-імпедансного ланцюга у вхідному колі мостового інвертора (модулі квазі-*Z*-типу) [66,67]. Відомий також підхід використання напівмостової схеми замість мостової [68].

За типом схеми додавання напруг модулів у загальному колі. Вага складової окремого модуля у вихідній напрузі багаторівневого інвертора визначається напругами окремих джерел живлення модулів або коефіцієнтами трансформації вихідних трансформаторів. При цьому можливі наступні варіанти: 1) з однаковими коефіцієнтами трансформації (напругами джерел) [4,68]; 2) з коефіцієнтами трансформації (напругами джерел), що визначаються ступенями деякого заданого простого числа m (наприклад, $m=3$) [9];

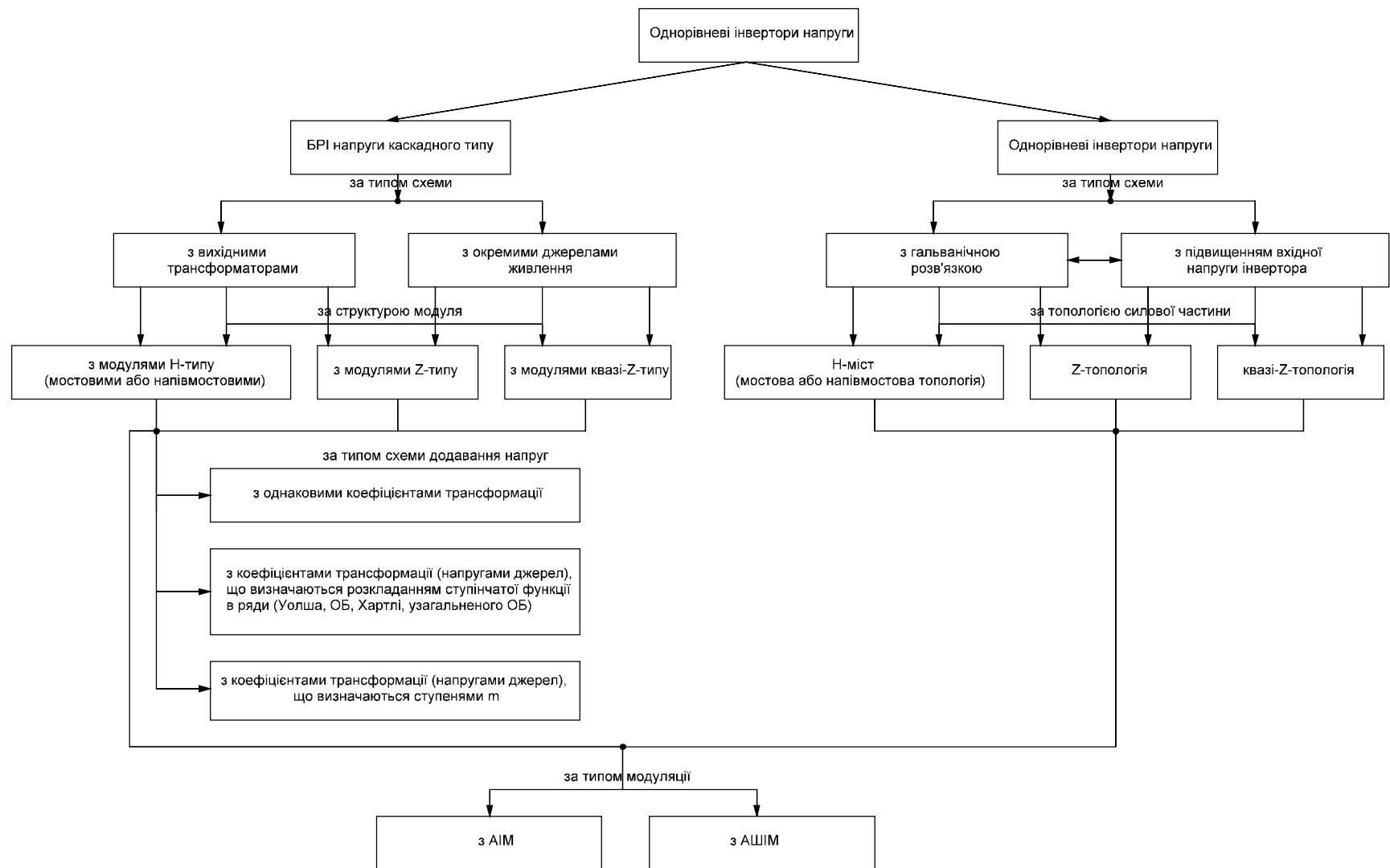


Рис.2.1 Класифікація багаторівневих інверторів у системах електроживлення з АДЕ

3) з коефіцієнтами трансформації (напругами джерел), що визначаються коефіцієнтами розкладання ступінчастої функції заданої вихідної напруги багаторівневого інвертора у ортогональні ряди (Уолша, ОБ, Хартлі, узагальненого ОБ) [69-71].

Однорівневі інвертори напруги систем з АДЕ за будовою силової частини фактично представляють собою один модуль багаторівневої структури і можуть виконуватися на основі мостової, напівмостової, Z- та квазі-Z топологій. За типом схеми серед однорівневих топологій можна виділити схеми з використанням підвищуючих перетворювачів у вхідному колі інвертора та наявністю гальванічної розв'язки що може бути виконана у формі вихідного трансформатора встановленого на виході інвертора, аналогічно до багаторівневої топології з застосуванням одного джерела вхідної напруги та вихідних трансформаторів, або за рахунок включення гальванічної розв'язки до складу підвищуючого конвертора вхідної напруги за необхідності одночасної реалізації обох схемотехнічних рішень. Варто зазначити, що дана класифікація є доречною для інверторів що знаходять застосування у системах з використанням сонячних батарей у якості альтернативного джерела електроенергії. Для систем з використанням вітрогенераторів у якості первинних джерел електроенергії характерне застосування топології що поєднує випрямляч та інвертор у складі однієї структури. У якості випрямляча використовується мостовий інвертор, аналогічний вихідному інвертору, що працює у режимі випрямляча. Випрямляч та вихідний інвертор розділені ланкою сталого струму у якості якої виступає високоємнісний конденсатор.

За типом модуляції синусоїдального сигналу багаторівневі інвертори поділяють на інвертори з амплітудно-імпульсною модуляцією (АІМ) та амплітудно-широтно-імпульсною модуляцією (АШІМ) [72]. Інвертори з АІМ формують східчасту напругу із сталою або варійованою тривалістю сходинки, інвертори з АШІМ формують ШІМ-сигнал для кожної сходинки. Останні дозволяють розширити діапазон регулювання вихідних параметрів

та підвищити THD, але характеризуються більш складною структурою системи керування.

У схемах багаторівневих інверторів на базі з'єднання модулів з однаковими коефіцієнтами трансформації кожне джерело живлення є відокремленим і приєднується до окремої мостової структури. На виході кожного інвертора формуються три рівні вихідної напруги ($+U_{dc}$, 0 , $-U_{dc}$) на навантаженні при різних комбінаціях замикання ключів. (рис.2.2)

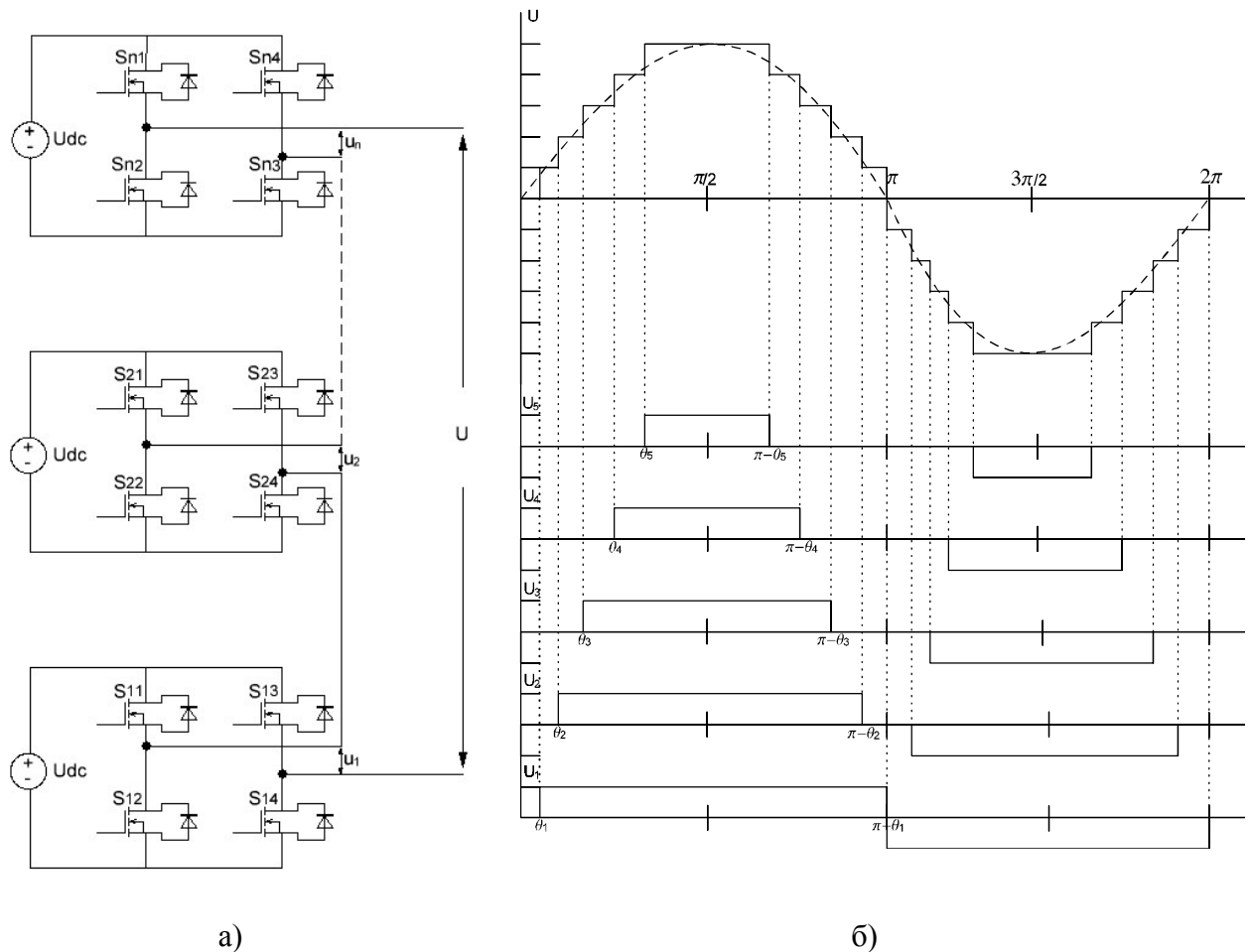


Рис. 2.2. Схема (а) та вихідна напруга (б) 11-рівневого інвертора з 5 відокремленими джерелами живлення

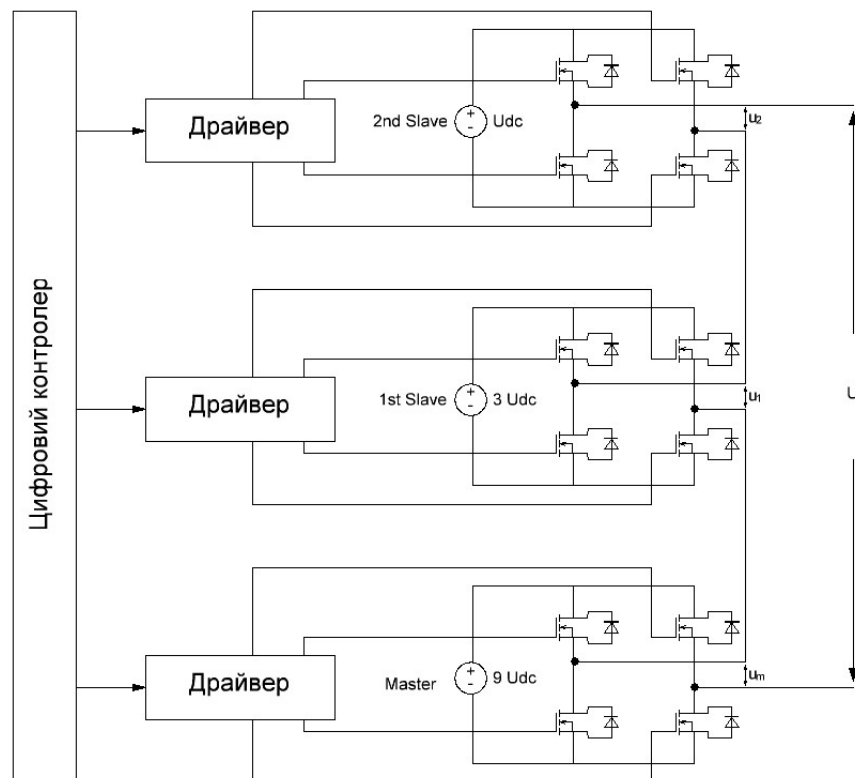
Вихідна змінна напруга визначається сумою вихідних напруг окремих інверторних модулів. Кількість можливих вихідних рівнів k для каскадного інвертора знаходиться як $k = 2s + 1$, де s – кількість окремих джерел живлення [4].

Перевагою схеми є те, що кількість можливих вихідних значень напруги більш ніж вдвічі перевищує кількість відокремлених джерел

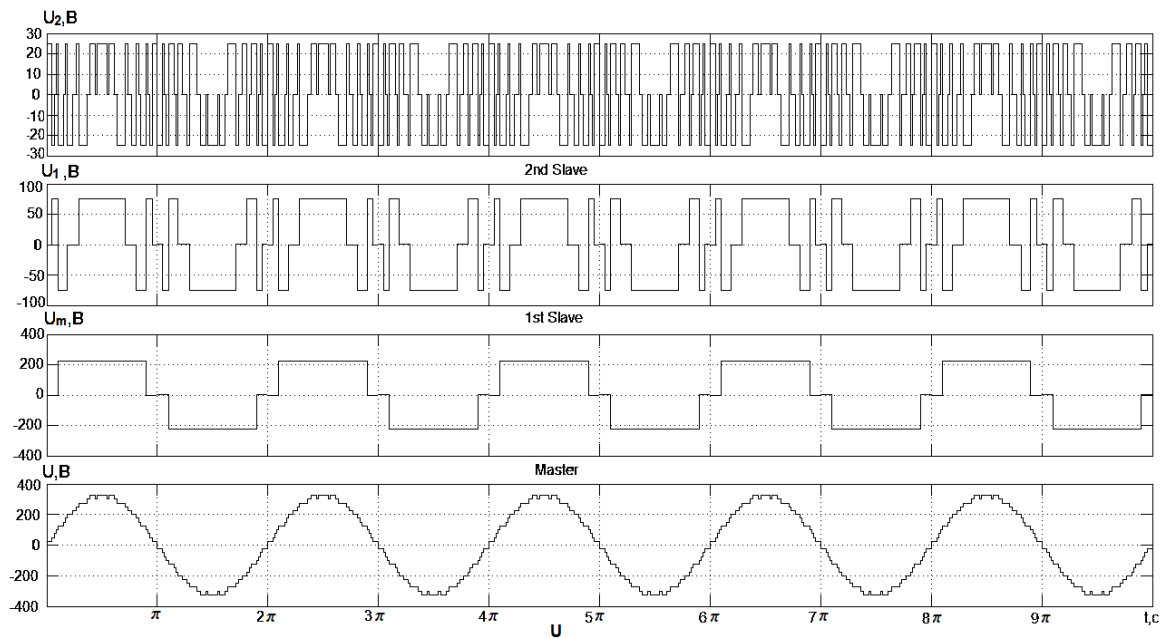
живлення ($k = 2s+1$). H -модулі на базі мостових схем є відносно простими і економічними. Кількість транзисторів може бути зменшена в схемах з напівмостами [68]. Недоліком інверторів цього типу є необхідність окремих джерел постійного струму для кожного з H -модулів.

Серед багаторівневих інверторів на базі з'єднання H -модулів з напругами джерел, що визначаються ступенями m (коефіцієнтами трансформації), розрізняють структури: з окремими джерелами живлення модулів та з одним спільним джерелом.

Схему БРІ зокремими ізольованими джерелами напруги, що визначаються ступенями числа $m = 3$, зображено на рис. 2.3,а, а діаграми її роботи - на рис. 3,б [9]. Нижній модуль, до якого прикладається найбільша напруга, називається Master (головний). Інші модулі називаються Slave (залежні). Модуль Master працює на пониженій відносно інших модулів частоті, при цьому передаючи до 80% енергії до навантаження.



а)



б)

Рис. 2.3. Каскадний інвертор напруги з трьома відокремленими джерелами живлення. а) - схема каскадного з'єднання H -модулів; б) – форма вихідної напруги

Кожен наступний залежний модуль передає меншу частку енергії (15%, 4% та 1% для 1-го, 2-го та 3-го модулів відповідно) та працює на пропорційно вищій частоті. Така особливість дозволяє використовувати низькочастотні силові IGBT-ключі для головного модулю та більш високочастотні MOSFET-ключі для залежних модулів, що зменшує загальну вартість пристрою, побудованого за такою схемою (що і є її основною перевагою).

Важливою перевагою є також можливість формування вихідної напруги з досить великої кількості рівнів при невеликій кількості каскадів. Наприклад, схема з 4 каскадами дозволяє отримати 81 сходинку вихідної напруги і має низьке значення КНС.

До недоліків схеми відноситься те, що використовувані модулі не є уніфікованими, а отже - взаємозамінними, що не дозволяє у повній мірі використовувати перевагу модульності, характерну для схем каскадних інверторів. Іншим недоліком схеми є необхідність використання незалежних джерел сталої напруги з чітко визначеною амплітудою, що може бути вирішено за допомогою використання конденсаторів високої ємності та

двонаправлених джерел живлення [68], проте за високих вхідних напруг їх використання унеможлиблюється або ускладнюється.

В схемі з одним джерелом живлення вихідні трансформатори формують необхідні рівні напруг (рис. 2.4).

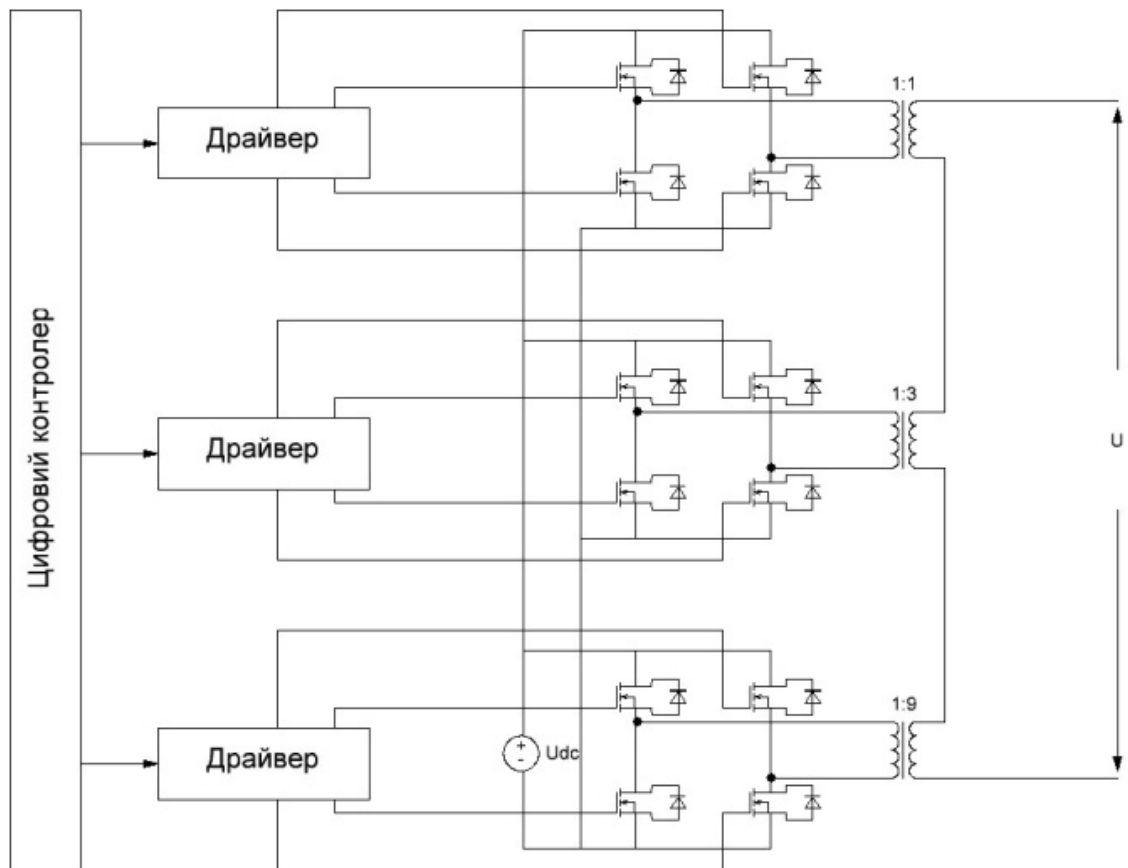


Рис. 2.4 Багаторівневий інвертор напруги з одним джерелом сталої напруги та вихідними трансформаторами

Перевагою цієї топології є можливість використання одного джерела постійної напруги та виконання принципу модульності, оскільки усі модулі є рівнонавантаженими. Недоліками є необхідність використання модулів, розрахованих на найбільше навантаження та найбільшу частоту перетворення, а також обмеження частоти вихідної напруги внаслідок застосування трансформаторів. Багаторівневі інвертори з коефіцієнтами трансформації (напругами джерел), що визначаються розкладанням ступінчастої функції в ортогональні ряди (Уолша, ОБ, Хартлі, узагальненого ОБ), відрізняються від традиційних інверторів на базі H -модулів принципом

формування керуючих сигналів модулів та коефіцієнтів трансформації (або рівнів напруг окремих джерел живлення). У даному випадку розглядаються дискретні ортогональні спектральні перетворення в полях Галуа [70], для кожного з яких задано алгоритм прямого перетворення (із часової до спектральної області, або області зображень) та зворотного перетворення (навпаки).

При розкладанні заданої ступінчастої функції вихідної напруги багаторівневого інвертора в ортогональний ряд обраного базису (пряме перетворення) коефіцієнти розкладання відповідають коефіцієнтам трансформації або значенням напруг живлення відповідних модулів [70]. Сигнали керування модулів реалізують базисні функції зворотного обраного перетворення.

До переваг багаторівневих інверторів цього типу можна віднести меншу кількість модулів при заданому рівні КНС.

Підсумовуючи проведений огляд інверторів можна визначити що будова всіх актуальних топологій направлена на виконання основних вимог, що визначаються до конверторів у системах з альтернативними джерелами електроживлення та були наведені у розділі 1 даної роботи. Особливої уваги заслуговують топології з застосуванням вихідних трансформаторів, що дозволяють подолати обмеження щодо застосування багаторівневих структур інверторів у окремих топологіях систем електроживлення з використанням вітрогенераторів та сонячних панелей, і методи визначення амплітуди вихідної напруги модулів багаторівневих топологій та міжмодульного розподілу потужності як ефективний засіб зменшення коефіцієнту нелінійних спотворень вихідної напруги інвертора, підвищення надійності, зниження вартості та максимізації використання кожного з модулів шляхом оптимального розподілу загальної вихідної напруги між модулями, що сприяє виконанню вимог до якості вихідної напруги, що висуваються стандартами вихідної мережі змінного струму та користувацькими вимогами до ефективності та окупності застосування систем з ВДЕ.

2.2 Аналіз процесів та принципів роботи інверторів з застосуванням імпедансного ланцюга у входному колі (z-інверторів)

Z-інвертор представляє собою мостовий перетворювач напруги з ланкою постійного струму на вході, що складається зі з'єднаних в X-конфігурації двох конденсаторів і дроселів (рис. 2.5).

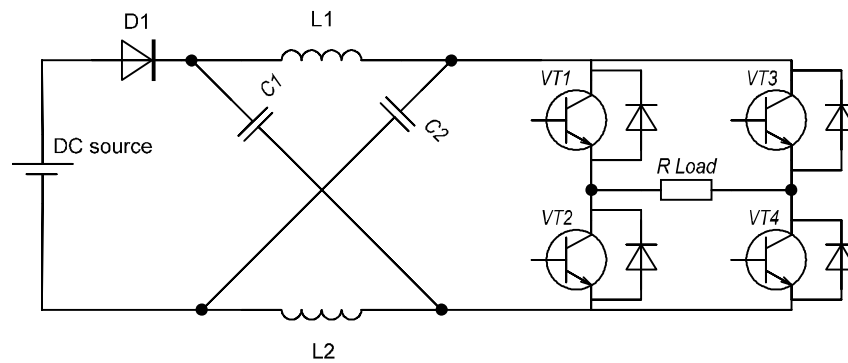


Рис. 2.5 Інвертор з імпедансним ланцюгом у входному колі (z-інвертор)

Джерелом постійного струму може бути сонячна панель, паливний елемент або інше джерело сталого струму; навантаження може мати індуктивний, ємнісний, резистивний характер, або їх комбінацію. Топологія схеми включає чотири або шість силових ключів для однофазного та трифазного інверторів відповідно, якими можуть виступати комбінація IGBT- транзистора з антипаралельним діодом або MOSFET транзистор. Для запобігання можливого розряду конденсаторів через джерело в схемі використано діод [72].

Використання імпедансного ланцюгу дозволяє використовувати додатковий режим роботи силових ключів – режим «пробою».

Робота імпедансного ланцюга Z-інвертора відбувається у три етапи. На першому етапі інвертор працює у одному з двох стандартних режимів комутації ключів (табл.2.1, п.1). Енергія альтернативного джерела живлення передається до навантаження, аналогічно до звичайного мостового інвертора, та одночасно з цим відбувається заряд конденсаторів. На другому етапі інвертор працює у режимі «пробою» за якого комутуються ключі однієї або

обох стійок інвертора (табл.2.1, п.2). Конденсатори розряджаються, в результаті чого відбувається накопичення енергії дроселем. Навантаження та джерело живлення на цьому етапі від'єднані від перетворювача. На третьому етапі комутація ключів знову відбувається у стандартному режимі. Енергія, накопичена дроселями, додається до енергії, що передається джерелом і надходить до навантаження (табл.2.1, п.3).

Таблиця 2.1

N	Стан	Схема
1	Стандартний режим комутації ключів	
2	Режим «пробою»	
3	Стандартний режим комутації ключів після стану пробою	

Примітка: - струм джерела; - струм конденсаторів; - струм індуктивностей.

Аналітично роботу інвертора з імпедансною ланкою можливо описати співвідношеннями [73]:

- у режимі «пробою» (схема табл. 2.1.п 2):

$$\begin{aligned}
 U_L &= U_C, \\
 U_d &= 2U_C, \\
 U_{вих} &= 0,
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

- та у режимі стандартної комутації ключів (схема табл. 2 п. 1 та 3):

$$\begin{aligned}
 U_L &\neq U_C, \\
 U_d &= U_{ex} = U_L + U_C, \\
 U_L &= U_{ex} - U_C = U_C - U_{вих}, \\
 U_{вих} &= U_C - U_L = 2U_C - U_{ex},
 \end{aligned}
 \tag{2.2}$$

де $U_L = U_{L1} = U_{L2}$ - напруга на індуктивностях L1 та L2, $U_C = U_{C1} = U_{C2}$ - напруга на конденсаторах C1 та C2, U_d - напруга на блокуючому діоді D1.

Впродовж періоду роботи інвертора середня напруга на індуктивності рівна нулю. Тоді залежність зміни напруги індуктивності впродовж періоду T роботи інвертора можна визначити як:

$$\begin{aligned}
 \frac{\overline{U_L} = U_C \cdot T_0 + (U_{ex} - U_C) \cdot T_1}{T} &= 0, \\
 \frac{U_C}{U_{ex}} &= \frac{T_1}{T_1 - T_0},
 \end{aligned}
 \tag{2.3}$$

де T_1 - частина періоду роботи схеми у режимі стандартної комутації ключів, T_0 - частина періоду роботи схеми у режимі «пробою», причому

$$T = T_1 + T_0. \tag{2.4}$$

З співвідношень, що описують зміну напруг на елементах імпедансного ланцюга, можна визначити величину середнього значення вихідної напруги імпедансного ланцюга:

$$\overline{U_{вих}} = \frac{T_0 \cdot 0 + T_1 \cdot (2U_C - U_{ex})}{T} = \frac{T_1 \cdot (2U_C - U_{ex})}{T} = \frac{T_1}{T_0 - T_1} U_{ex}. \tag{2.5}$$

Позначивши співвідношення

$$\frac{T_1}{T_0 - T_1} = \frac{1}{1 - \frac{2T_0}{T}} = B, \tag{2.6}$$

отриману залежність можна записати як:

$$\overline{U_{вих}} = B \cdot U_{ex}. \tag{2.7}$$

Введений коефіцієнт B має назву коефіцієнту підвищення вихідної напруги, а отримана залежність (2.7) – основним співвідношенням, що описує роботу імпедансного ланцюга. Дане співвідношення відповідає опису роботи підвищувачого імпульсного перетворювача.

З попередньо визначеного аналітичного опису зміни напруги індуктивності впродовж робочого періоду (2.3) можна записати залежність величини напруги конденсатора від величин робочого періоду та часу роботи схеми в режимі «пробою»:

$$U_c = \frac{T}{T_1 - T_0} \cdot U_{ex} = \frac{T_1}{T} \cdot \frac{T}{T_1 - T_0} \cdot U_{ex} = \frac{1 - \frac{T_0}{T}}{1 - \frac{2T_0}{T}} \cdot U_{ex}. \quad (2.8)$$

Відповідно до теоретичного опису роботи z-інвертора протягом режиму стандартної комутації ключів до конденсаторів прикладена вся напруга джерела, в той час як напруга на індуктивності рівна нулю. В режимі «пробою» конденсатор розряджається, що призводить до появи напруги на індуктивності, рівної за величиною і полярністю напрузі конденсатора, та лінійному наростанню струму. Після переходу до режиму стандартної комутації ключів струм індуктивності лінійно спадає, а напруга складає різницю вхідної напруги та напруги конденсатора.

Таким чином, середній струм індуктивності може бути визначено як:

$$\bar{I}_L = \frac{P}{U_{ex}}, \quad (2.9)$$

де P – загальна вхідна потужність.

Відповідно до даних наведених в літературних джерелах [72], максимальний та мінімальний струм індуктивності визначається відповідно збільшенням або зменшенням середнього значення струму на 30%, тобто:

$$\begin{aligned} I_{L\max} &= \bar{I}_L + 30\%, \\ I_{L\min} &= \bar{I}_L - 30\%. \end{aligned} \quad (2.11)$$

Тоді величина індуктивності може бути визначена як:

$$L = \frac{U_L \cdot T_0}{\Delta I}, \quad (2.12)$$

де ΔI - різниця між максимальним та мінімальним значеннями струму індуктивності.

Як було зазначено, задачею конденсатора у імпедансному ланцюгу є передача енергії до індуктивності у режимі «пробою» та згладжування

пульсацій вихідної напруги імпедансного ланцюга і, відповідно опосередковано, інвертора. Струм конденсатора є рівним струму індуктивності. Тому, величина ємності конденсатора може бути визначена за співвідношенням:

$$C = \frac{\bar{I}_L \cdot T_0}{\Delta U_C}, \quad (2.13)$$

де ΔU_C - величина пульсації напруги на конденсаторі.

Таким чином визначивши величину періоду роботи, часу роботи схеми у режимі «пробою» та величини вхідної напруги, потужності та бажаної вихідної напруги можливо розрахувати параметри елементів імпедансного ланцюга.

Режим «пробою» дозволяє збільшити вхідні струм та напругу мостового інвертора, що відбираються від джерела сталого струму без встановлення додаткових перетворювачів на вхід схеми. Використання режиму «пробою» у точці відбору максимальної потужності дозволяє передати максимальну потужність сонячної батареї до навантаження, що в свою чергу дозволяє максимально раціонально використовувати площу сонячної батареї [72].

Недоліками схеми є перевантаження силових ключів у режимі «пробою», оскільки струм через них за даного типу комутації може бути удвічі більшим за амплітудні значення допустимі для звичайного режиму комутації; відключення джерела сталого струму у режимі «пробою».

2.3 Аналіз процесів та принципів роботи інверторів з застосуванням квазі-імпедансного ланцюга у вхідному колі (квазі-z-інверторів)

Квазі-імпедансні перетворювачі вперше були представлені у 2008 році. Метою створення даної топології було підвищення амплітуди максимальної вихідної напруги за застосування режиму «пробою», зменшення

навантаження на конденсатори та підтримка сталого струму джерела, зменшення кількості етапів перетворення, підвищення завадостійкості [74].

На рис.2.6. наведена загальна структура інвертора з квазі- імпедансним джерелом. Імпедансна мережа інвертора складається з двох індукторів L1 і L2 і двох конденсаторів C1 і C2. Індуктор L1, присутній у інверторі квазі-імпедансного джерела, зменшує вхідний струм. Напряга конденсатора C1 нижча, ніж у випадку Z-інвертора.

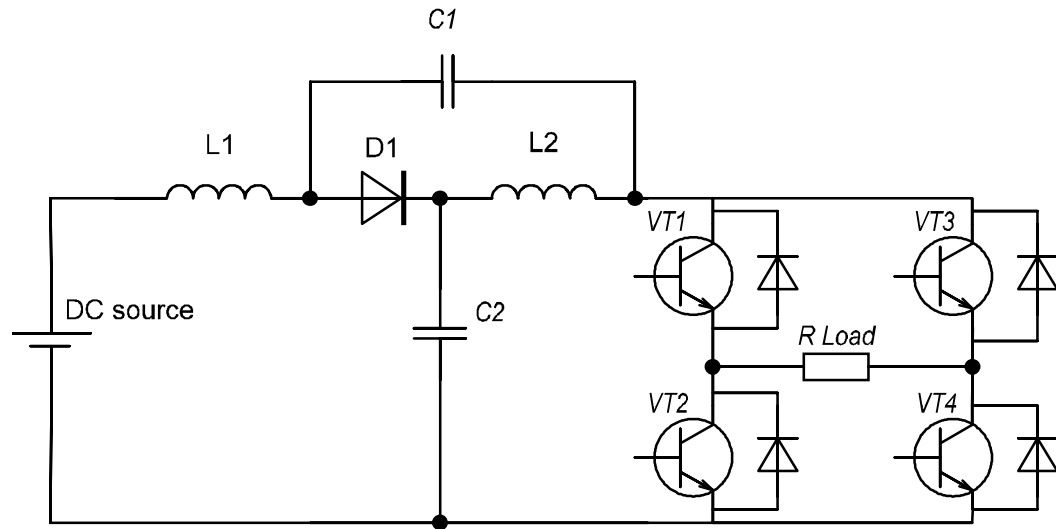
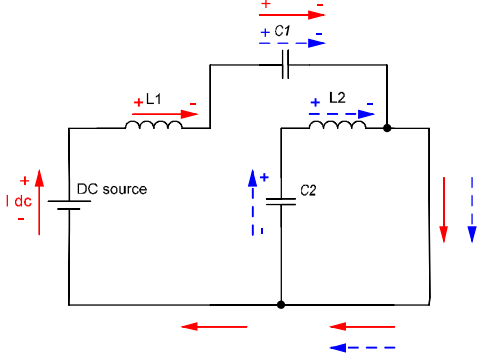
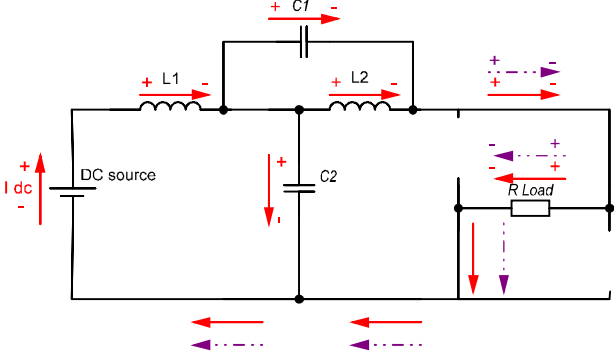


Рис. 2.6. Інвертор з квазі-імпедансним джерелом

Еквівалентні схеми станів квазі-Z-інвертора в різних станах роботи наведено в табл.2.2 [75]. Принцип роботи інвертора з квазі-імпедансним ланцюгом у вхідному колі,аналогічно до Z-інвертора, можна описати в три етапи. (табл. 2.2)

Таблиця 2.2

N	Стан	Схема
1	Стандартний режим комутації ключів	

2	Режим «пробою»	
N	Стан	Схема
3	Стандартний режим комутації ключів після стану пробою	

Примітка: \longrightarrow - струм джерела; \dashrightarrow - струм конденсаторів; \dashrightarrow - струм індуктивностей

На першому етапі за одного з двох стандартних режимів комутації ключів відбувається заряд конденсатора $C1$ за ланцюгом: джерело живлення – дросель $L1$ – діод $D1$ – дросель $L2$ – конденсатор $C1$ – діод $D1$ – конденсатор $C2$ - джерело живлення (табл.2.2, п.1). Конденсатор $C2$ заряджається за ланцюгом: джерело живлення - дросель $L1$ – діод $D1$ – конденсатор $C2$ – джерело живлення. На другому етапі, за комутації силових ключів у режимі «пробою», відбувається розряд конденсаторів та передача енергії до дроселів (табл.2.2, п.2). Джерело сталого струму при цьому не відключається від індуктивного ланцюга. На третьому етапі, за стандартної комутації ключів, енергія накопичена в дроселі передається в навантаження (табл.2.2, п.3).

Аналітичні вирази, що описують роботу квазі-імпедансного ланцюга в значній мірі подібні до аналогічних залежностей для імпедансного ланцюга, з визначення величин вхідної потужності, вхідної напруги та бажаної вихідної

напруги ланцюга. Так величину напруг на елементах квазі-імпедансного ланцюга можна виразити як:

$$\begin{aligned} U_{L1} &= U_{ex} - U_{C2}; \\ U_{L2} &= -U_{C1}; \\ U_d &= 0; \\ U_{вух} &= U_{C2} - U_{L2} = U_{C1} + U_{C2}; \end{aligned} \quad (2.14)$$

та

$$\begin{aligned} U_{L1} &= U_{C1} + U_{ex}; \\ U_{L2} &= U_{C2}; \\ U_{вух} &= 0; \\ U_d &= U_{C1} + U_{C2}, \end{aligned} \quad (2.15)$$

для режимів стандартної комутації ключів та режиму «пробою» відповідно.

Аналогічно до імпедансного ланцюга, середня напруга на індуктивностях впродовж періоду роботи інвертора рівна нулю, тоді можна записати:

$$\begin{aligned} \overline{U_{L1}} &= \frac{T_0(U_{C1} + U_{ex}) + T_1(U_{ex} - U_{C2})}{T} = 0; \\ \overline{U_{L2}} &= \frac{T_0 U_{C2} + T_1(-U_{C1})}{T} = 0. \end{aligned} \quad (2.16)$$

З отриманих виразів величини напруг на конденсаторах можуть бути виражені як:

$$\begin{aligned} U_{C1} &= \frac{T_0}{T_1 - T_0} \cdot U_{ex}; \\ U_{C2} &= \frac{T_1}{T_1 - T_0} \cdot U_{ex}. \end{aligned} \quad (2.17)$$

Наведені співвідношення дозволяють визначити, що напруга на конденсаторі С1 буде значно меншою за напругу на конденсаторі С2, оскільки знаходиться в прямій пропорційній залежності від часу знаходження схеми в режимі «пробою», що є значно меншим за протяжністю порівняно з режимом стандартної комутації ключів, величина якого знаходиться в аналогічній залежності від величини напруги на конденсаторі С2. Менше навантаження за напругою дозволяє зменшити габаритні розміри

конденсатора C_1 , зменшуючи загальні розміри та вартість реалізації топології, підвищує надійність системи.

Використовуючи попередньо наведені залежності величини напруг на елементах ланцюга в залежності від величин вхідної напруги та часу роботи схеми за двох основних режимів комутації ключів інвертора, напруга на конденсаторах може бути визначена як:

$$U_{\text{вих}} = U_{C_1} + U_{C_2} = \frac{T}{T_1 - T_0} U_{\text{вх}} = \frac{1}{1 - \frac{2T_0}{T}} U_{\text{вх}} = B U_{\text{вх}}. \quad (2.18)$$

Струм індуктивностей L_1 та L_2 однаковий і аналогічно до імпедансної топології може бути визначений як частка від ділення рівня вхідної потужності на величину вхідної напруги інвертора:

$$I_{L_1} = I_{L_2} = I_{\text{вх}} = \frac{P}{U_{\text{вх}}}. \quad (2.19)$$

Навантаження конденсаторів за струмом також є рівним і може бути визначене як різниця вихідного струму та струму індуктивності L_1 :

$$I_{C_1} = I_{C_2} = I_C = I_{\text{вих}} - I_{L_1} \quad (2.20)$$

де $I_{\text{вих}}$ - вихідний струм квазі-імпедансної ланки

Величини ємності конденсаторів розраховуються так само як аналогічні параметри імпедансного ланцюга, проте, оскільки значення струму конденсаторів не є рівними струму індуктивностей, до формули вноситься нове значення струму:

$$C_1 = \frac{I_{C_1} \cdot T_0}{\Delta U_{C_1}}, \quad (2.21)$$

$$C_2 = \frac{I_{C_2} \cdot T_0}{\Delta U_{C_2}}, \quad (2.22)$$

де ΔU_{C_1} та ΔU_{C_2} - пульсації напруги на конденсаторах C_1 та C_2 відповідно

Величину індуктивностей можна визначити як:

$$L = \frac{U_L \cdot T_0}{\Delta I} \quad (2.23)$$

де ΔI - різниця між максимальним та мінімальним значеннями струму індуктивності визначена за формулами аналогічними формулам розрахунку для ланцюга Z-типу.

Отримані розрахункові співвідношення наведено в табл. 2.3.

В результаті проведеної класифікації та огляду топологій інверторів що заходять застосування у системах електроживлення з використанням альтернативних джерел енергії було визначено основні шляхи досягнення вимог визначених до інверторів даного типу серед яких було виділено застосування каскадних багаторівневих топологій та методів додавання напруг у вихідному колі багаторівневого інвертора як методів забезпечення виконання вимог до якості вихідної напруги, надійності та економічної ефективності що висуваються до інверторів у системах з ВДЕ.

Таблиця 2.3

Параметр схеми	Топологія схеми	
	Z-топологія	квазі-Z-топологія
Напруга на конденсаторах C1 та C2	$U_{C1} = U_{C2} = U_C = U_L = \frac{B+1}{2} \cdot U_{ex}$	$U_{C1} = \frac{T_0}{T_1 - T_0} \cdot U_{ex};$ $U_{C2} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} \cdot U_{ex}.$
Струм конденсаторів C1 та C2	$I_{C1} = I_{C2} = I_C = \bar{I}_L = \frac{P}{U_{ex}}$	$I_{C1} = I_{C2} = I_C = I_{вих} - I_{L1}$
Напруга на індуктивностях L1 та L2	$U_L = U_C = \frac{B+1}{2} \cdot U_{ex}$	$U_{L1} = U_{C1} + U_{ex};$ $U_{L2} = U_{C2}.$
Струм індуктивностей L1 та L2	$\bar{I}_L = \frac{P}{U_{ex}}$	
Ємність конденсаторів C1 та C2	$C = \frac{\bar{I}_L \cdot T_0}{\Delta U_C}$	$C_1 = \frac{I_{C1} \cdot T_0}{\Delta U_{C1}},$ $C_2 = \frac{I_{C2} \cdot T_0}{\Delta U_{C2}}$
Індуктивності L1 та L2	$L = \frac{U_L \cdot T_0}{\Delta I}$	

Аналіз функціонування та особливостей обраних топологій дозволив визначити, що переважнішою до застосування у якості топології модуля

інвертора що входить до складу системи електроживлення з ВДЕ є топлоогоія з використанням квазі-імпедансного ланцюга у вхідному колі через:

- можливості зменшення масогабаритних параметрів результуючого пристрою, підвищення надійності та зменшення вартості створюваної системи;

- можливість неперервної передачі енергії від вхідного джерела напруги до інвертора;

- можливість стабілізації роботи інвертора у точці відбору максимальної потужності сонячної батареї, що є важливою перевагою при застосуванні інвертора в системах з використанням даного альтернативного джерела електроенергії додатково підвищуючи ефективність на габаритні параметри результуючої системи.

Висновки до другого розділу

1. Проведений аналіз роботи однорівневих інверторів з імпедансною та квазі-імпедансною ланками у вхідному колі показав, що ці пристрої здатні задовольнити специфічні вимоги що висуваються до інверторів використовуваних в системах з ВДЕ.

2. Аналіз функціонування та особливостей обраних топологій дозволив визначити, що топологія інвертора з квазі-імпедансною ланкою для застосування в системах електроживлення є переважнішою через можливість зменшення масогабаритних параметрів, підвищення надійності та зменшення вартості створюваної системи, а також забезпечує неперервну передачу енергії від вхідного джерела напруги до інвертора. Топологія дозволяє стабілізувати роботу інвертора у точці відбору максимальної потужності, що є важливою перевагою при застосуванні інвертора в системах з використанням даного альтернативного джерела електроенергії, додатково підвищуючи ефективність та зменшуючи габаритні параметри системи.

3. Для практичної перевірки теоретичних та аналітичних відомостей, наведених у розділі, необхідно провести симуляцію роботи даних схем з визначенням коефіцієнту нелінійних спотворень вихідної напруги.

3. МОДЕЛЮВАННЯ ТА АНАЛІЗ ПРОЦЕСІВ У ІНВЕРТОРАХ З ІМПЕДАНСНОЮ ТА КВАЗІ-ІМПЕДАНСНОЮ ЛАНКОЮ У ВХІДНОМУ КОЛІ

Для оцінки параметрів якості вихідної напруги, визначення масогабаритних параметрів та виконання вимог до роботи альтернативного джерела живлення, дослідження динаміки зміни та амплітудних значень струмів і напруг на компонентах імпедансного ланцюга та перевірки їх відповідності, визначеним в аналітичній формі, проведемо симуляцію роботи інверторів з імпедансним та квазі-імпедансним ланцюгами у вхідному колі.

Вихідні дані для симуляції наступні:

- навантаження активне величиною 10 Ом;
- амплітуда напруги ідеального джерела сталої напруги 12 В, що є типовою величиною для значної кількості моделей сонячних батарей, представлених на сучасному ринку [25];
- частота комутації ключів інвертора рівна частоті мережі і складає 50 Гц;
- елементи схеми L і C – ідеальні.

З метою перевірки можливості підвищення вихідної напруги інвертора вхідними імпедансними ланцюгами для заміщення вхідного підвищуючого конвертора у системах електроживлення з використанням сонячних панелей у якості альтернативного джерела живлення, амплітуда заданої вихідної напруги вибрана рівною 20В.

Отже, за формулою (2.7), коефіцієнт підвищення вихідної напруги B буде рівним:

$$B = \frac{\overline{U_{\text{вих}}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{20}{12} = 1.667.$$

3.1. Моделювання процесів у інверторах з імпедансною ланкою

Модель інвертора напруги з імпедансним ланцюгом у вхідному колі створена у середовищі Simulink, наведена на рис. 3.1.

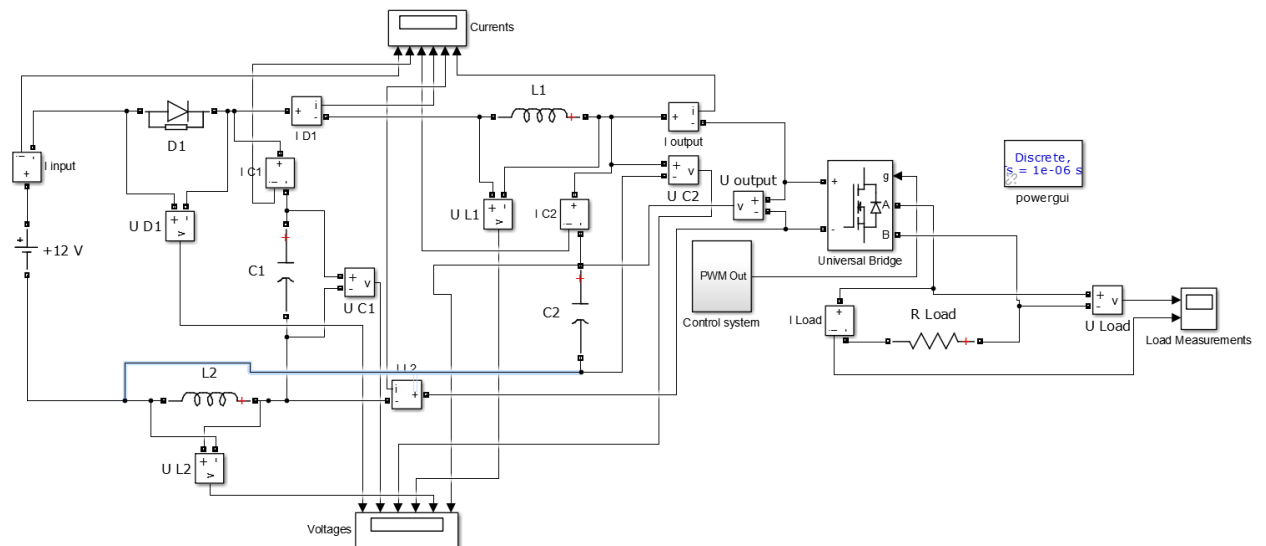


Рис.3.1. Модель інвертора напруги з імпедансним ланцюгом у вхідному колі.

До складу моделі входять:

- блок ідеального джерела напруги з амплітудою вихідної напруги 12 В «+12 V»;
- блокуючий діод D1;
- дроселі L1 та L2;
- конденсатори C1 та C2;
- мостовий інвертор «universal bridge»;
- активне навантаження «R load»;
- вимірювачі струму та напруги на кожному з елементів індуктивного ланцюга;
- осцилографи для демонстрації форм напруг і струмів на елементах індуктивного ланцюга (блоки «voltages» і «currents» відповідно).

Відповідно до розрахункових співвідношень, наведених у розділі 2, значення індуктивностей L_1 , L_2 за значень вхідної напруги у 12 В, середнього значення потужності 40 Вт та частоти комутації ключів 50 Гц становитиме:

$$T = \frac{1}{50} = 0.02 \text{ c};$$

$$B = \frac{T_1}{T_0 - T_1} = \frac{1}{1 - \frac{2T_0}{T}};$$

$$T_0 = \frac{(1 - \frac{1}{B}) \cdot T}{2} = \frac{(1 - \frac{1}{1.667}) \cdot 0.02}{2} = 0.004 \text{ c};$$

$$\bar{I}_L = \frac{P}{U_{\text{ex}}} = \frac{40}{12} = 3.33 \text{ A};$$

$$I_{L_{\text{max}}} = \bar{I}_L + 30\% = 4.33 \text{ A};$$

$$I_{L_{\text{min}}} = \bar{I}_L - 30\% = 2.33 \text{ A};$$

$$U_L = U_C = \frac{T}{T_1 - T_0} \cdot U_{\text{ex}} = \frac{T_1}{T} \cdot \frac{T}{T_1 - T_0} \cdot U_{\text{ex}} = \frac{1 - \frac{T_0}{T}}{1 - \frac{2T_0}{T}} \cdot U_{\text{ex}} = \frac{1 - \frac{0.004}{0.02}}{1 - \frac{0.008}{0.02}} \cdot 12 = 16 \text{ B};$$

$$L_1 = L_2 = L = \frac{U_L \cdot T_0}{I_{L_{\text{max}}} - I_{L_{\text{min}}}} = \frac{16 \cdot 0.004}{4.33 - 2.33} = 32 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

Відповідно, значення ємностей C_1, C_2 складатиме:

$$C_1 = C_2 = C = \frac{\bar{I}_L \cdot T_0}{\Delta U_C} = \frac{3.33 \cdot 0.004}{16 \cdot 0.03} = 27750 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}.$$

Розраховані параметри індуктивного ланцюга зведені в табл. 3.1

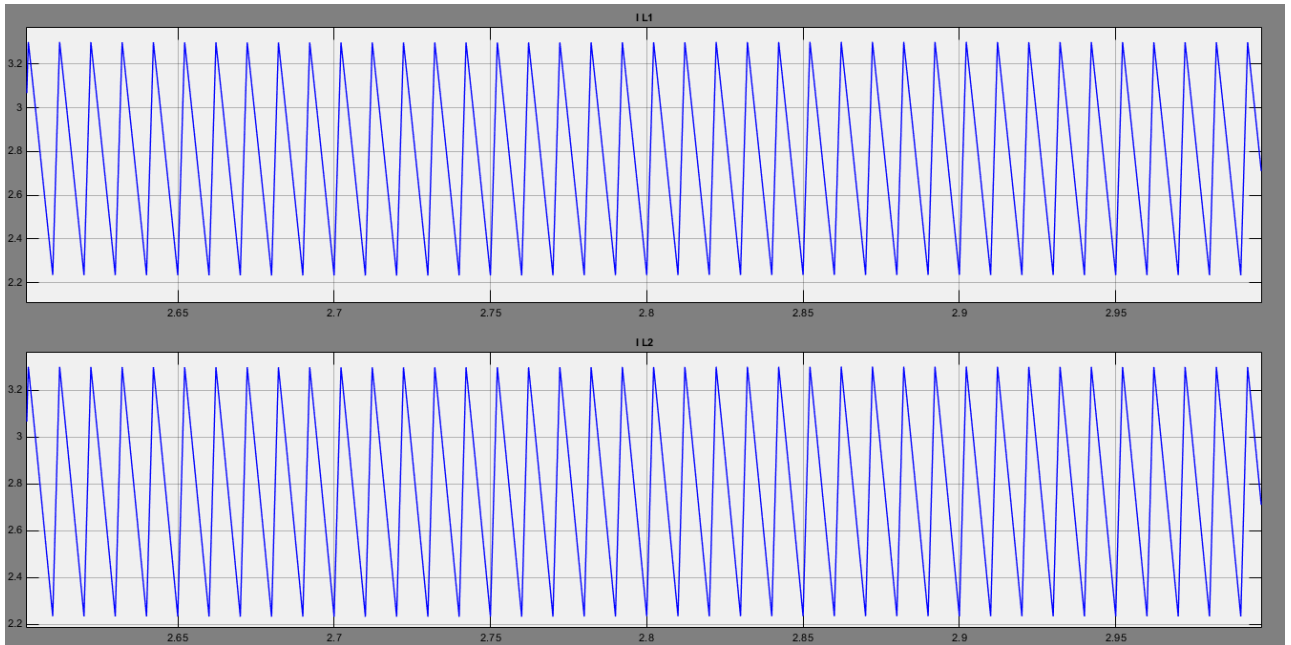
Таблиця 3.1

Параметр	Значення
Величина індуктивності дроселів $L_1 = L_2$	$32 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$
Величина ємності конденсаторів $C_1 = C_2$	$27750 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}$
Напруга конденсатора та дроселя в режимі «пробою» $U_L = U_C$	16 В
Струм індуктивності (дроселя) \bar{I}_L	3.33 А

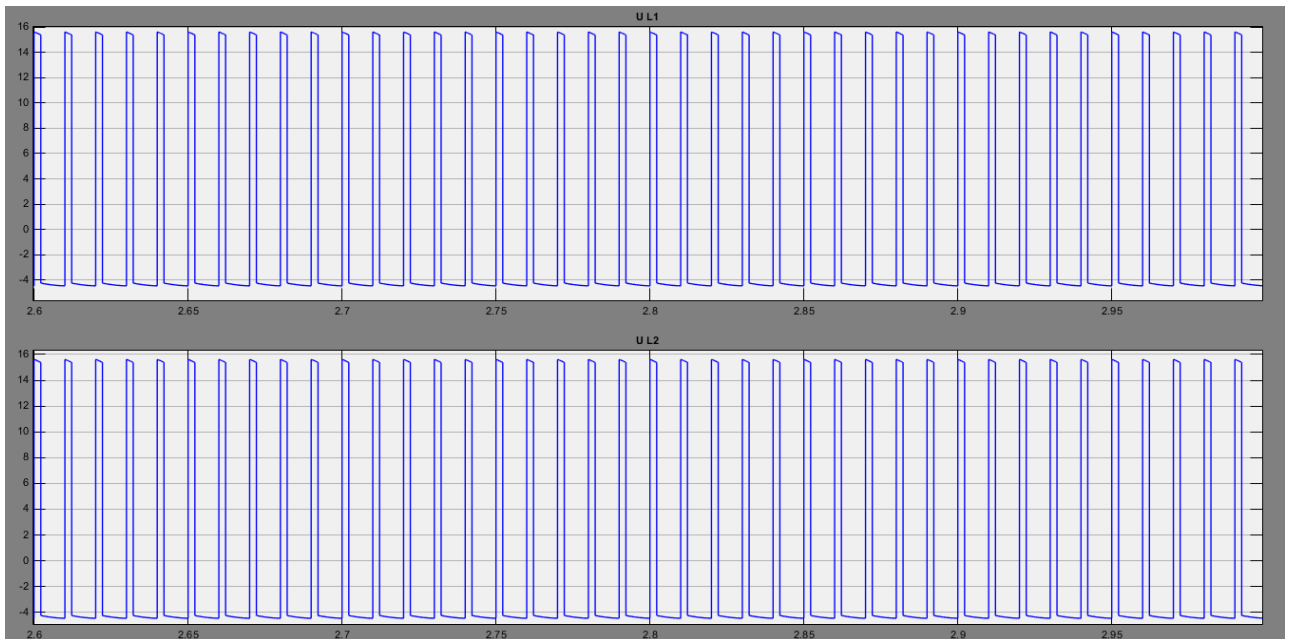
Осцилограми напруг та струмів дроселів L_1 та L_2 в усталеному режимі наведено на рис. 3.2.

На представлених осцилограмах можна відстежити зростання струму індуктивності за режиму пробою до робочого значення амплітудою 3.33 А, та

його лінійного спадання до мінімально допустимого значення у 2.33 А. Зазначимо, що, аналогічно до імпульсного підвищуючого перетворювача сталого струму, важливою умовою коректної роботи імпедансного ланцюгу є виконання умови неперервності струму дроселя.



а)



б)

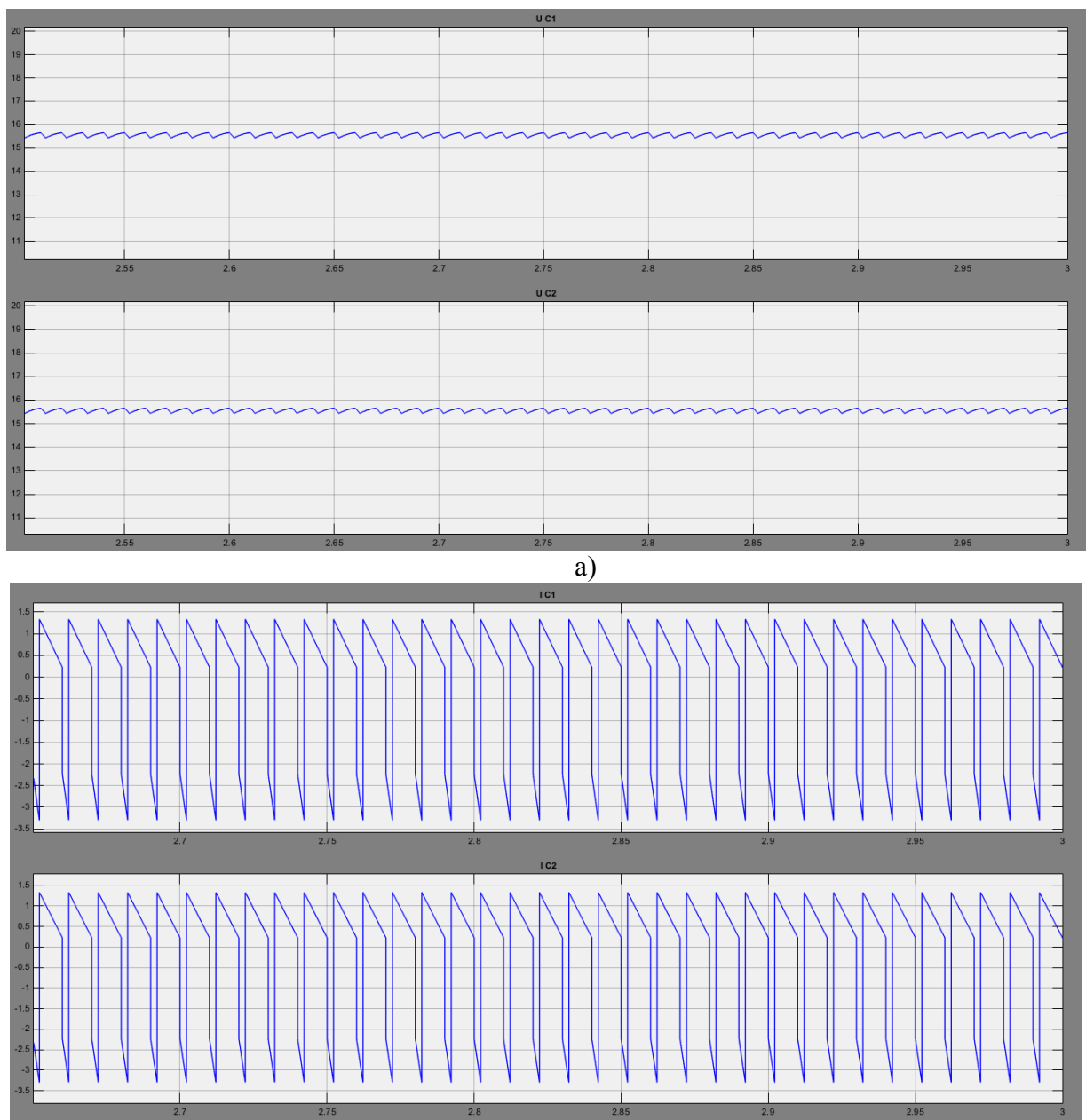
Рис. 3.2 Напряга (а) та струм (б) дроселів L1 та L2

Напряга дроселя зростає до амплітуди 16 В за роботи в режимі «пробою», відповідно до розрахованого вище значення. За роботи в стандартному режимі комутації ключів амплітуда напруги зменшується до рівня:

$$U_L = U_{\text{ex}} - U_C = U_C - U_{\text{вix}} = 16 - 20 = -4 \text{ В}.$$

підтверджуючи аналітично визначене співвідношення.

На рис. 3.3 наведено осцилограми напруг та струмів конденсаторів C1 та C2.



б)

Рис.3.3 Напряга (а) та струм (б) конденсаторів C1 та C2

На осцилограмах напруги на конденсаторах можна виділити амплітуду напруги, що є рівною 16 В, а отже рівною розрахованому значенню та амплітуді напруги на дроселі за роботи останнього у режимі «пробою». Амплітуда пульсацій напруги на конденсаторах складає 0.2 В, що рівне 2.98% від амплітудного значення напруги конденсатора, задовольняючи визначену при розрахунку ємності конденсаторів умову максимальної величини пульсацій у 3% від амплітудного значення напруги.

Осцилограми струму демонструють заряджання конденсатора струмом з початковою амплітудою 1.33 А за роботи інвертора в режимі стандартної комутації ключів. Поступово, в процесі заряду конденсатора струм лінійно спадає до нуля. При переході інвертора до роботи в режимі «пробою» розпочинається розряд конденсатора на індуктивність за ланцюгом наведеним у табл.3. Амплітудне значення струму розряду за абсолютною величиною складає 3.33 А, що є рівним амплітудному значенню струму індуктивності.

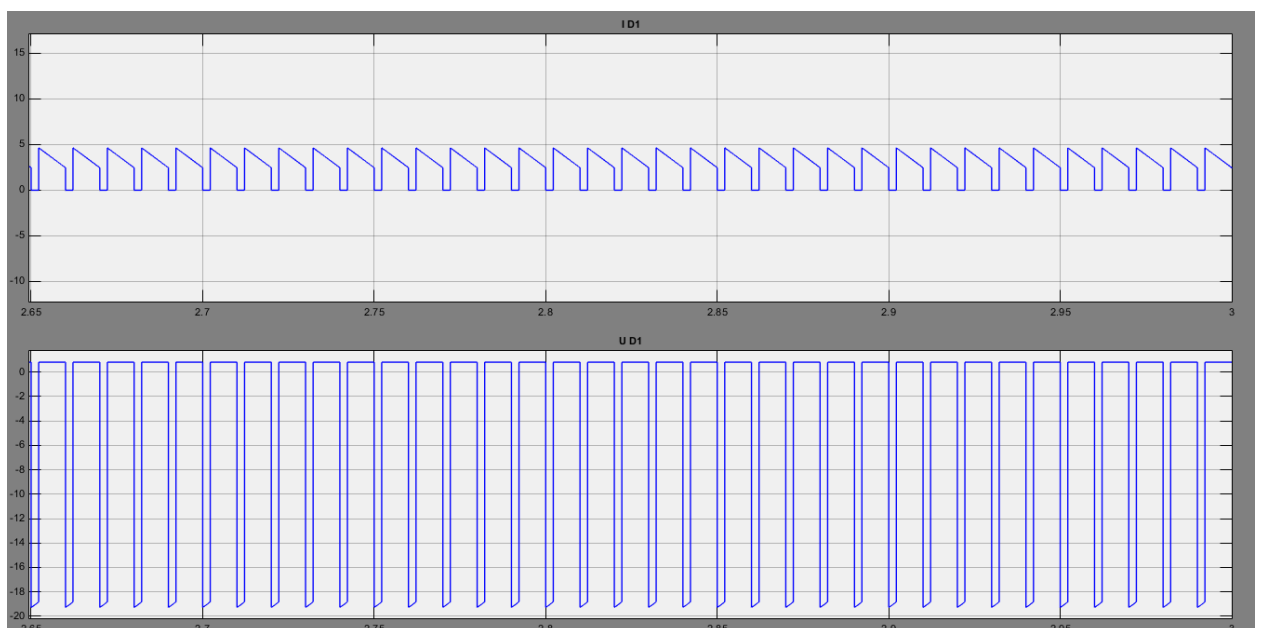


Рис. 3.4 Напруга та струм блокуючого діода D1

Струм на діоді за формою та амплітудою рівний вхідному струму ланцюга. На осцилограмі напруги діода можна відстежити пряме падіння напруги за роботи інвертора в стандартному режимі амплітудою 1 В та

зворотну напругу за роботи в режимі «пробою» амплітуда якої, за аналітичними розрахунками має бути більшою за вихідну напругу джерела сталої напруги, що підтверджується даним результатом.

Важливою для розуміння та аналізу характеристик схеми є осцилограма вхідного струму імпедансного ланцюга (рис. 3.5), оскільки на ній можна простежити один з основних недоліків z-топології – неможливість забезпечення неперервності вхідного струму імпедансного ланцюга, що є істотним недоліком при застосуванні топології для роботи з сонячними панелями, оскільки дана особливість не дозволяє стабілізувати роботу сонячної батареї у точці максимальної потужності, що призводить до неможливості максимального використання площі масиву сонячних панелей.

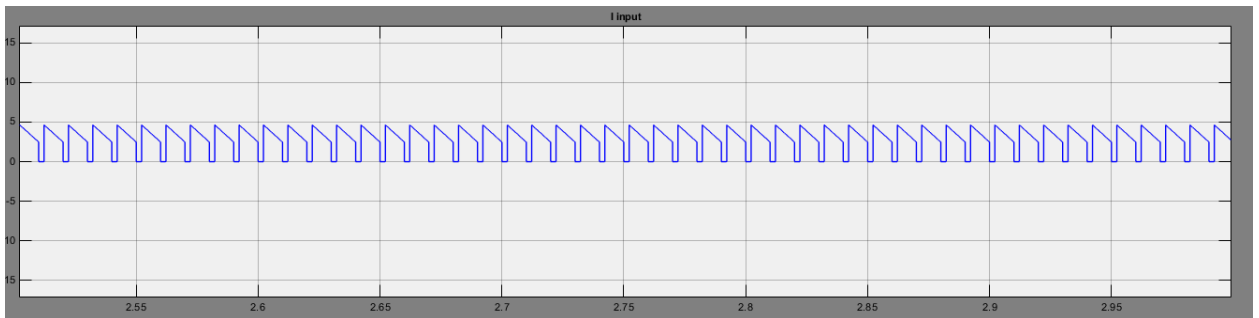


Рис. 3.5 Вхідний струм імпедансного ланцюга

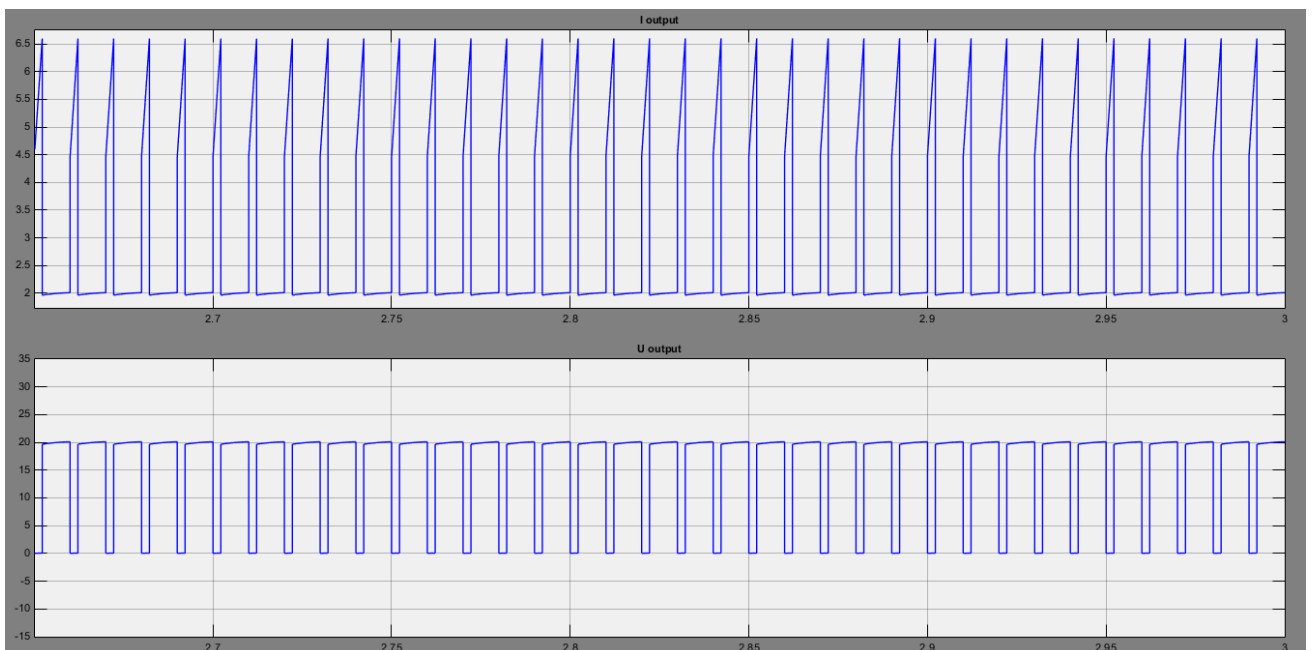


Рис. 3.6 Вихідна напруга і струм імпедансного ланцюга

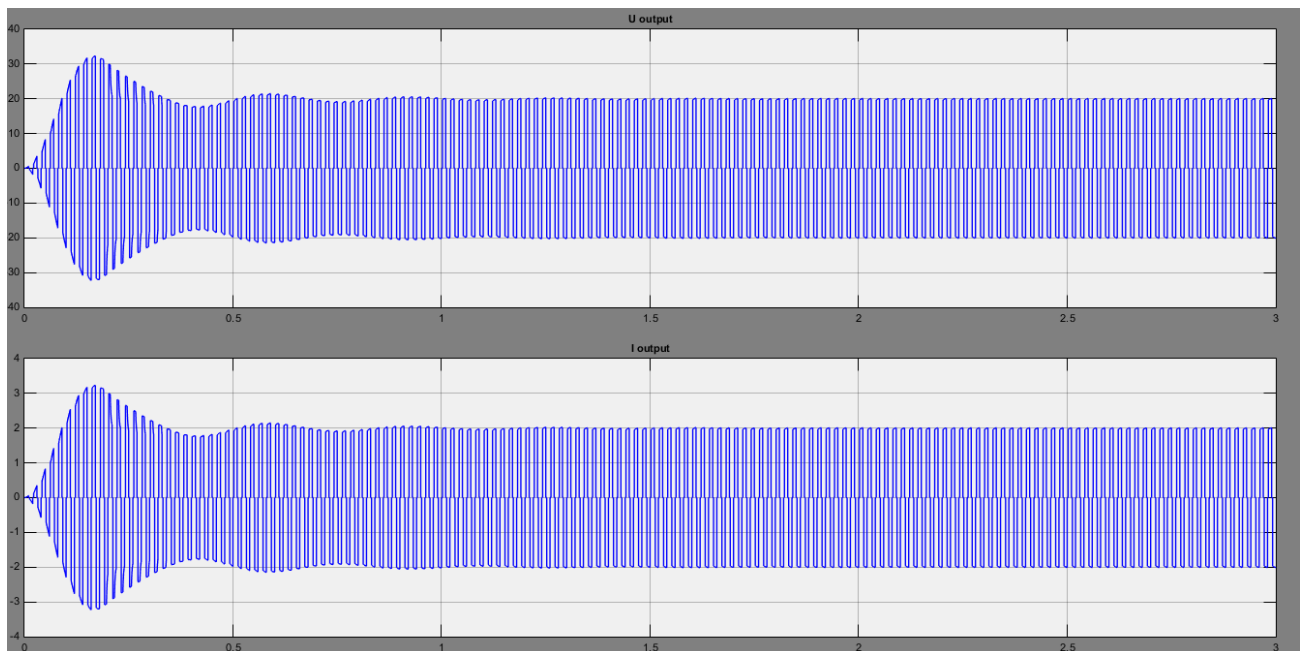
На рис. 3.6 можна простежити динаміку зміни вихідного струму та напруги імпедансного ланцюга. Амплітуда напруги зростає до значення 20 В, що відповідає заданому значенню вихідної напруги та аналітичним залежностям, які визначають її рівною:

$$U_{\text{вих}} = U_C - U_L = 2U_C - U_{\text{вих}} = 32 - 12 = 20 \text{ В},$$

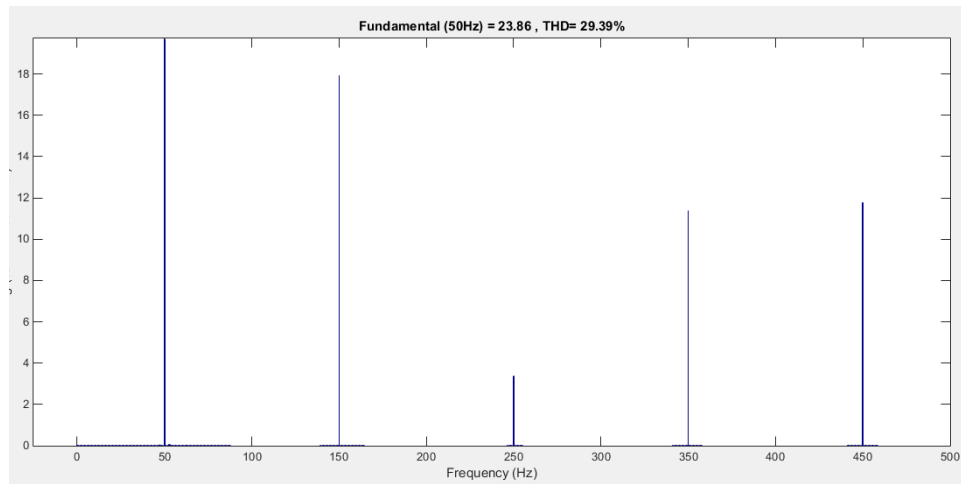
за режиму стандартної комутації, та спадає до нуля при переході до режиму пробою.

Струм на виході імпедансного ланцюга стрибкоподібно зростає до значення 6А за роботи інвертора в режимі «пробою», що є значенням струму короткого замикання по входу інвертора, та зменшується до 2А за стандартного режиму. Таким чином, потужність на виході ланцюга складає 40 Вт, що рівне значенню вхідної потужності, що підтверджує правильність роботи топології за врахування використання ідеалізованих моделей елементів при її побудові.

На рис. 3.7 наведено вихідний струм та напругу інвертора, спектр, отриманий шляхом застосування швидкого перетворення Фур'є, та значення коефіцієнту нелінійних спотворень вихідної напруги функцією FFT analysis блоку PowerGUI.



a)



б)

Рис. 3.7 Вихідна напруга і струм інвертора з імпедансним ланцюгом у вхідному контурі (а) та спектр вихідної напруги інвертора з визначеним значенням КНС (б)

Особливістю форми вихідної напруги та струму даного інвертора є період роботи в неусталеному режимі, викликаний перехідними процесами на елементах імпедансного ланцюга. З метою зменшення часу проходження даного процесу величини конденсаторів можуть бути збільшені відносно розрахованих величин.

3.2. Моделювання процесів у інверторах з квазі-імпедансною ланкою

Модель інвертора з квазі-імпедансним ланцюгом у вхідному колі наведена на рис 3.8.

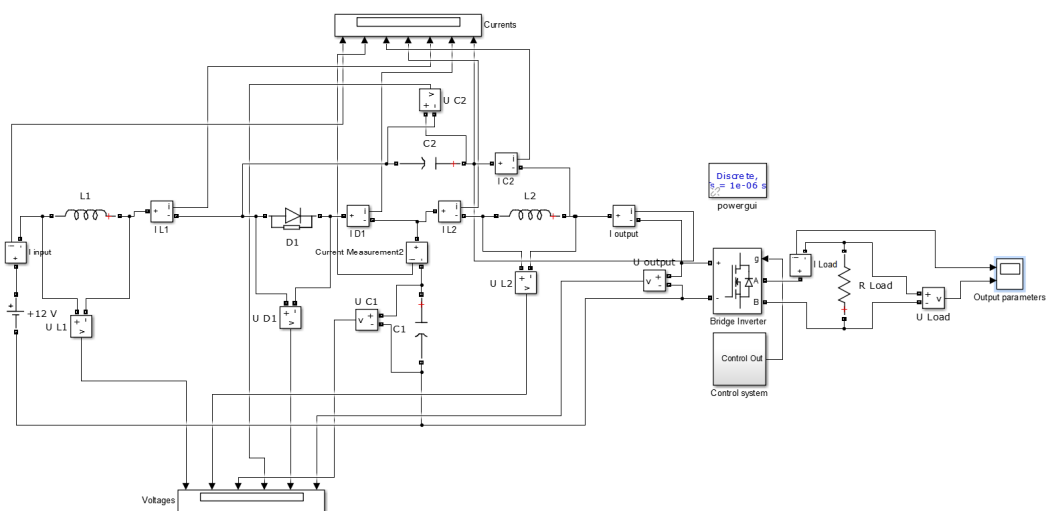


Рис.3.8 Модель інвертора напруги з імпедансним ланцюгом у вхідному колі

Склад моделі аналогічний до моделі інвертора з імпедансним ланцюгом у вхідному колі наведеної у підпункті 3.1.

Розрахунок елементів квазі-імпедансного ланцюга було проведено за формулами:

$$T = \frac{1}{50} = 0.02 \text{ c};$$

$$B = \frac{T_1}{T_0 - T_1} = \frac{1}{1 - \frac{2T_0}{T}};$$

$$T_0 = \frac{(1 - \frac{1}{B}) \cdot T}{2} = \frac{(1 - \frac{1}{1.667}) \cdot 0.02}{2} = 0.004 \text{ c};$$

$$\bar{I}_L = \frac{P}{U_{ex}} = \frac{40}{12} = 3.33 \text{ A};$$

$$I_{L_{max}} = \bar{I}_L + 30\% = 4.33 \text{ A};$$

$$I_{L_{min}} = \bar{I}_L - 30\% = 2.33 \text{ A};$$

$$L_1 = L_2 = L = \frac{m \cdot U_{ex}}{I_{L_{max}} \cdot 30\%} \cdot \frac{T_0}{2} = \frac{0.6 \cdot 12}{4.33 \cdot 0.3} \cdot 0.002 = \frac{0.0144}{1.299} = 11 \cdot 10^{-3} \text{ Гн};$$

$$C_1 = C_2 = C = 2 \cdot \frac{I_{L_{max}}}{B \cdot U_{ex} \cdot 3\%} \cdot \frac{T_0}{2} = \frac{2 \cdot 4.33}{1.67 \cdot 12 \cdot 0.03} \cdot 0.002 = 2 \cdot \frac{0.00866}{0.6012} = 28809 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}$$

Розраховані параметри індуктивного ланцюга зведені в табл.3.2.

Таблиця 3.2

Параметр	Значення
Величина індуктивності дроселів $L_1 = L_2$	$11 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$
Величина ємності конденсаторів $C_1 = C_2$	$28809 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}$
Струм індуктивності (дроселя) \bar{I}_L	3.33 A

Осцилограми струму та напруги на конденсаторі C1 наведено на рис. 3.9.

Напруга конденсатора C1 є сталою продовж періоду роботи інвертора у обох режимах комутації ключів, амплітуда пульсацій складає 0.2 В або 1.28% від амплітудного значення напруги що відповідає вимогам заданим при розрахунку ємності конденсатора.



Рис. 3.9 Напряга та струм конденсатора C1

Процеси зміни струму конденсатора C1 за роботи у двох основних режимах роботи квазі-імпедансного інвертора аналогічні процесам зміни струму ємностей імпедансного ланцюга. За стандартної комутації ключів відбувається заряд конденсатора струмом амплітудою 2 А, за роботи інвертора у режимі «пробою» струм змінює напрямок на протилежний – відбувається розряд конденсатора. Амплітуда струму у режимі «пробою» складає 4 А.

Значення струму та напруги конденсатора C1, отримані в результаті симуляції, в повній мірі підтверджують результати, що отримані за виконанням аналітичних розрахунків:

$$U_{C1} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} \cdot U_{ex} = \frac{0.016}{0.016 - 0.004} \cdot 12 = 16 \text{ В};$$

$$I_{C1} = I_{вих} - I_{Л1} = 8.33 - 4.33 = 4 \text{ А},$$

доводячи вірність останніх.

Напряга конденсатора C2 повторює форму напруги на конденсаторі C1, проте має меншу амплітуду у 3.6 В, що підтверджує одну з основних переваг схеми з квазі-імпедансним ланцюгом - менше навантаження конденсатора C2 за напругою, та підтверджує аналітичні розрахунки:

$$U_{C1} = \frac{T_0}{T_1 - T_0} \cdot U_{ex} = \frac{0.004}{0.016 - 0.004} \cdot 12 = 4 \text{ В.}$$

Струм конденсатора за формою та амплітудою повністю повторює струм конденсатора С1, підтверджуючи залежність:

$$I_{C1} = I_{C2}.$$

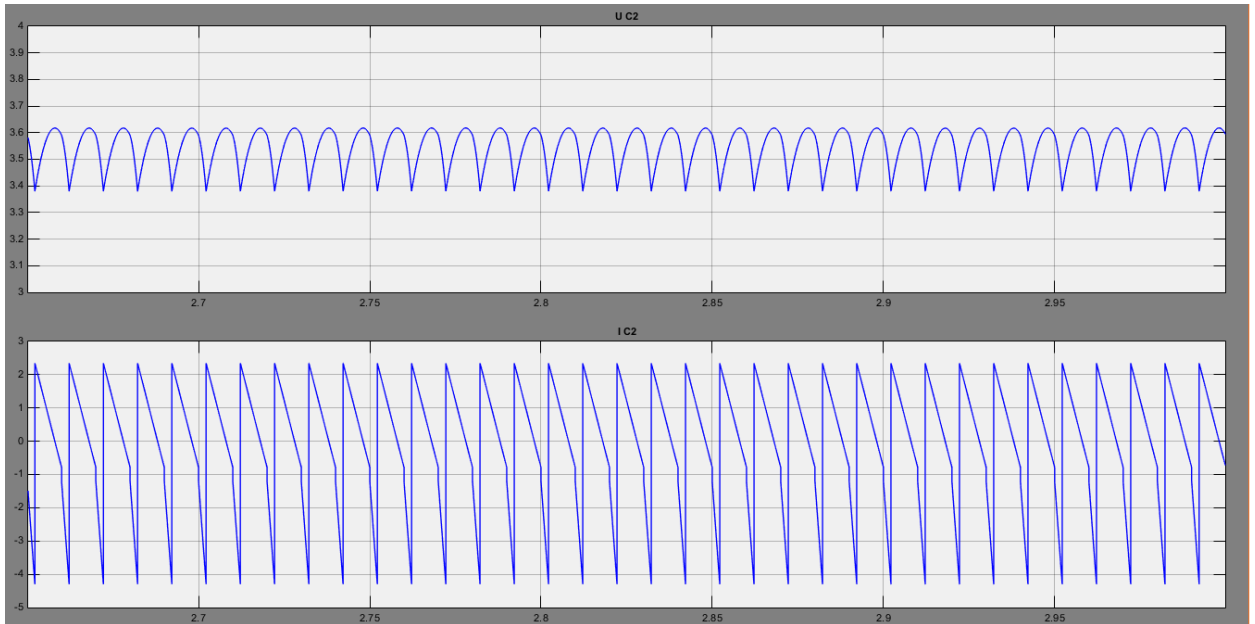


Рис. 3.10 Напряга та струм конденсатора С2

Осцилограми струму джерела та напруги і струму дроселя L1 в усталеному режимі наведено на рис. 3.11 і рис. 3.12 відповідно.

На даних осцилограмах можна відмітити повну відповідність форми та амплітуди вхідного струму інвертора до струму індуктивності L1, що доводить першу частину теоретичного відношення:

$$I_{ex} = I_{L1}.$$

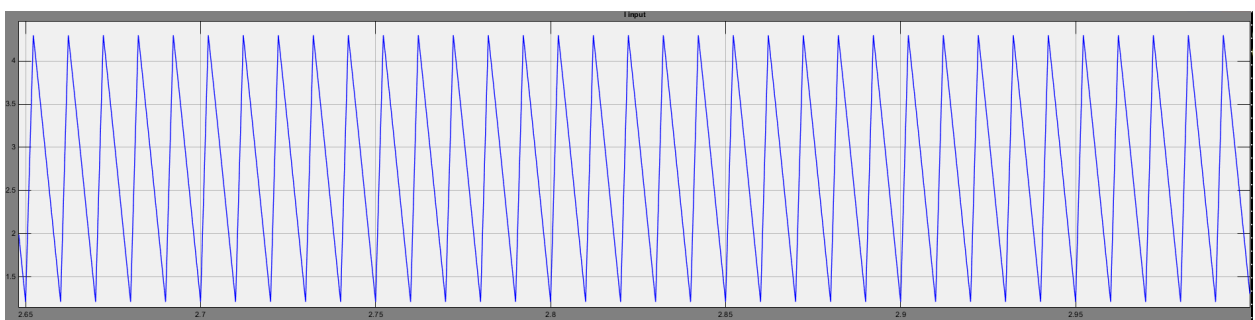


Рис. 3.11 Вхідний струм інвертора з квазі-імпедансним ланцюгом

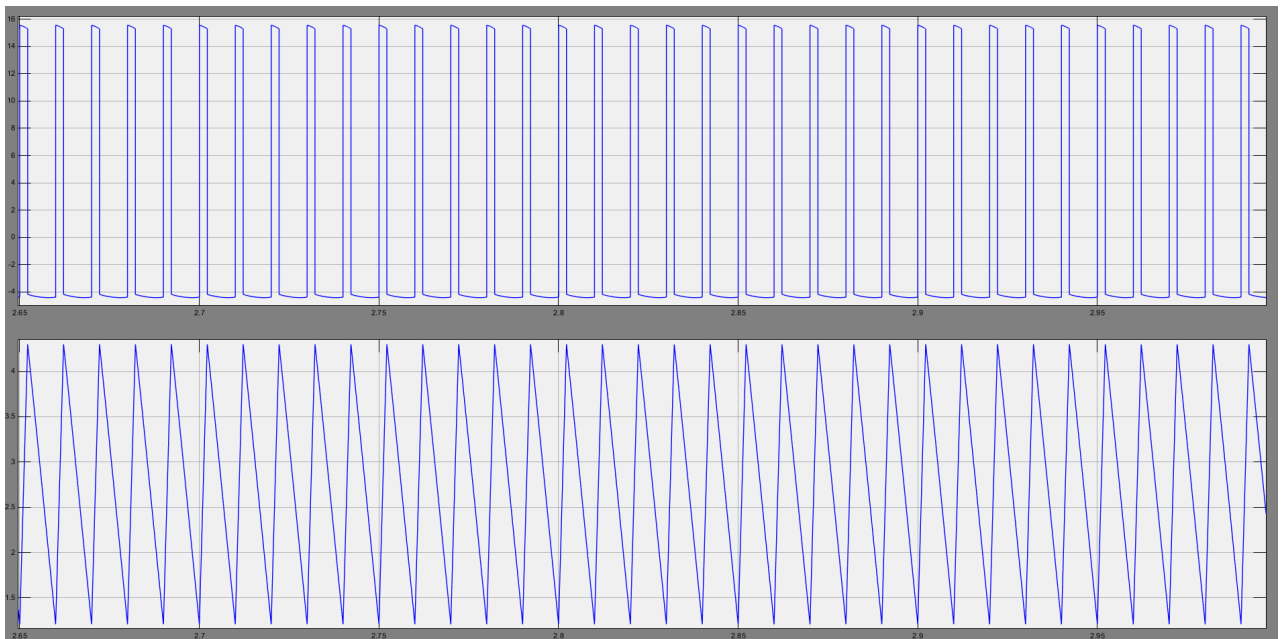


Рис. 3.12 Напряга та струм дроселя L1

Впродовж одного періоду роботи струм індуктивності L1 лінійно зростає впродовж роботи кола у режимі пробую до максимального значення у 4.33 А, що відповідає розрахованому значенню. Впродовж роботи за стандартного режиму комутації ключів струм лінійно спадає до значення 1.33 А. Напряга дроселя L1 зростає до значення 15.6 В у режимі пробую та спадає до рівня -4.4 В за стандартного режиму комутації, що є рівним значенню ЕРС самоіндукції індуктивності L1 та підтверджує аналітичні залежності, наведені в розділі 2:

$$U_{L1} = U_{C2} + U_{\text{ex}} = 12 + 3.6 = 15.6 \text{ В};$$

$$U_{L1} = U_{\text{ex}} - U_{C1} = 12 - 15.6 = -3.6 \text{ В}.$$

Водночас осцилограма вхідного струму демонструє основну перевагу даної топології – можливість забезпечення неперервного струму вхідного джерела без нульових пауз.

Форми струму та напруги дроселя L2 наведено на рис. 3.13.

Напряга та струм дроселя L2 аналогічні даним параметрам для дроселя L1. Аналітичні розрахунки відповідають отриманим амплітудним значенням:

$$U_{L2} = U_{C1} = 15.6 \text{ В};$$

$$U_{L2} = -U_{C2} = -3.6 \text{ В};$$

$$I_{6x} = I_{L1} = I_{L2}.$$

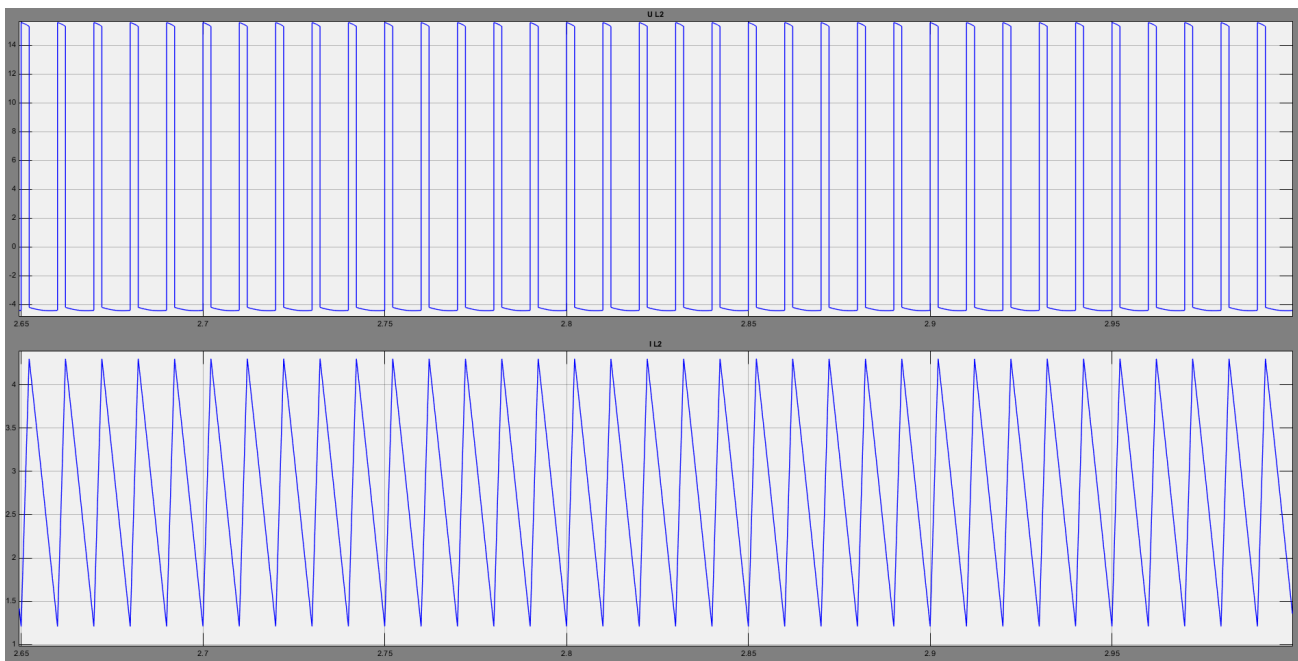


Рис. 3.13 Напряга та струм дроселя L2

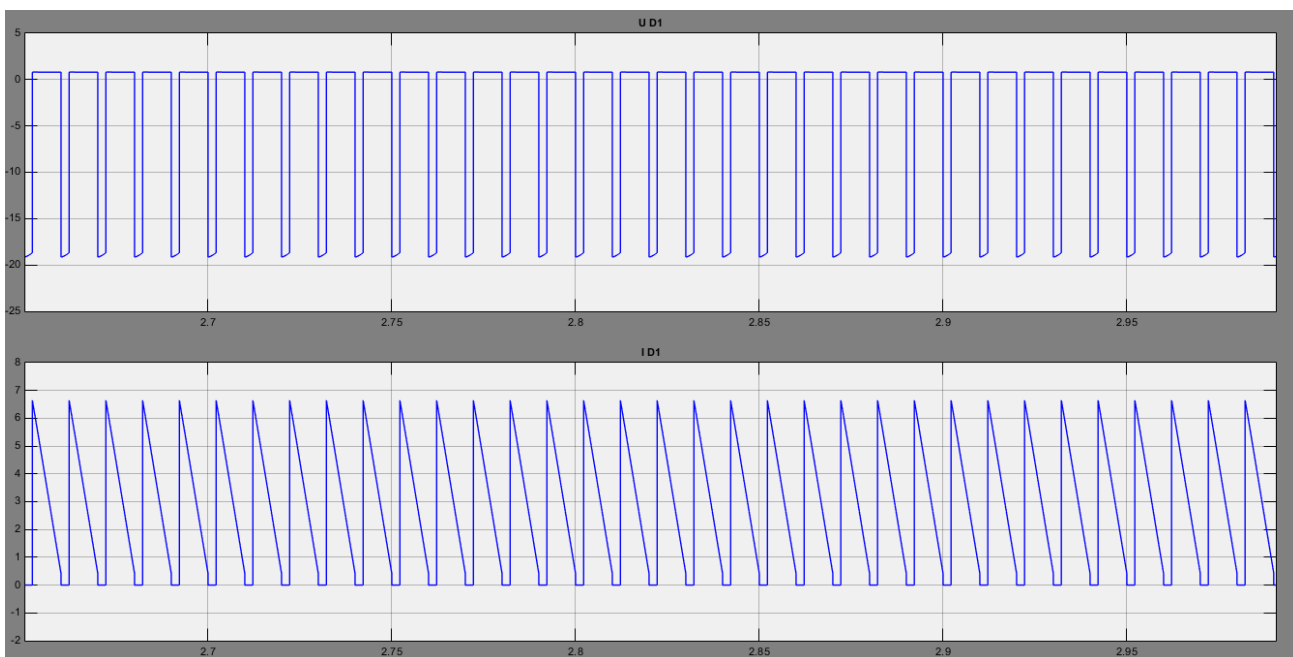


Рис. 3.14 Напряга та струм блокуючого діоду D1

Осцилограма напруги на блокуючому діоді D1 (рис.3.14) аналогічна осцилограмі напруги для блокуючого діода топології з імпедансним ланцюгом і описує принцип його роботи: за роботи інвертора в режимі «пробою» до діода прикладається зворотна напруга рівна сумі напруг

конденсаторів $C1$ і $C2$, струм через діод рівний нулю. За роботи в стандартному режимі комутації напруга на діоді рівна нулю, значення струму складає 6.5 A .

Форма та амплітуда вихідної напруги та струму квазі-імпедансної ланки (рис.3.15) аналогічна за формою та числовими значеннями до відповідних параметрів імпедансного ланцюга доводячи рівнозначність застосування даних топологій з точки зору енергетичних характеристик та можливостей з підвищення вхідної напруги інвертора за застосування однакових джерел вхідної напруги та систем керування інверторами.

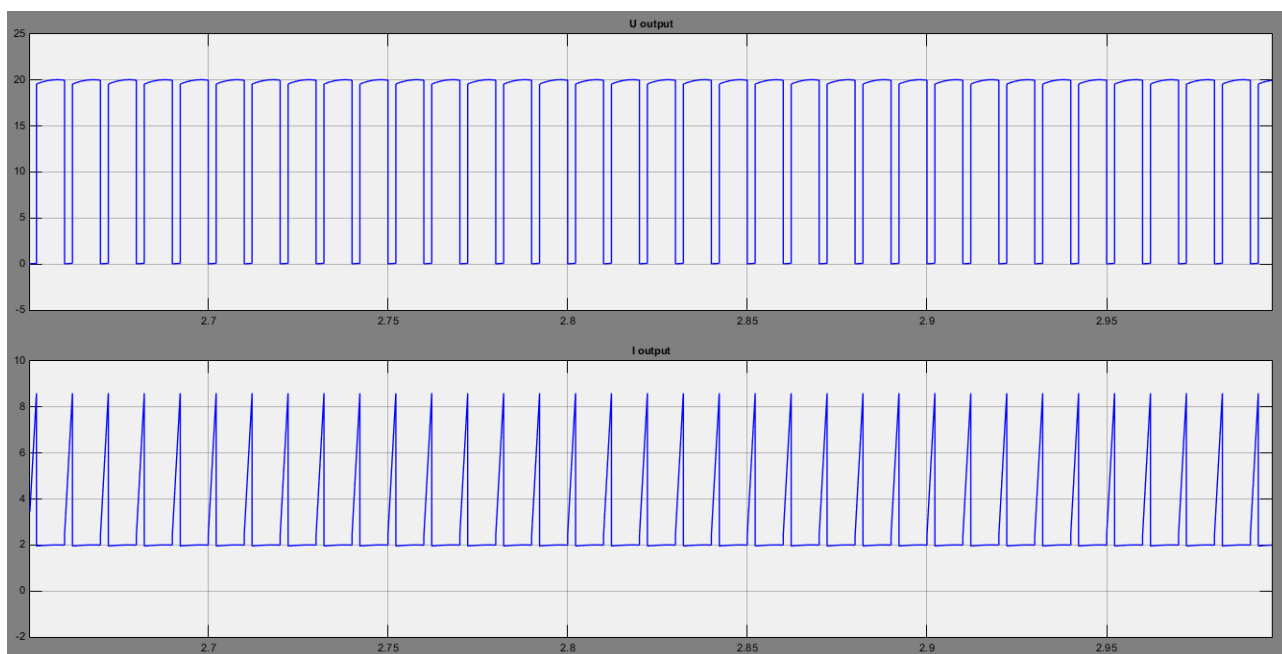
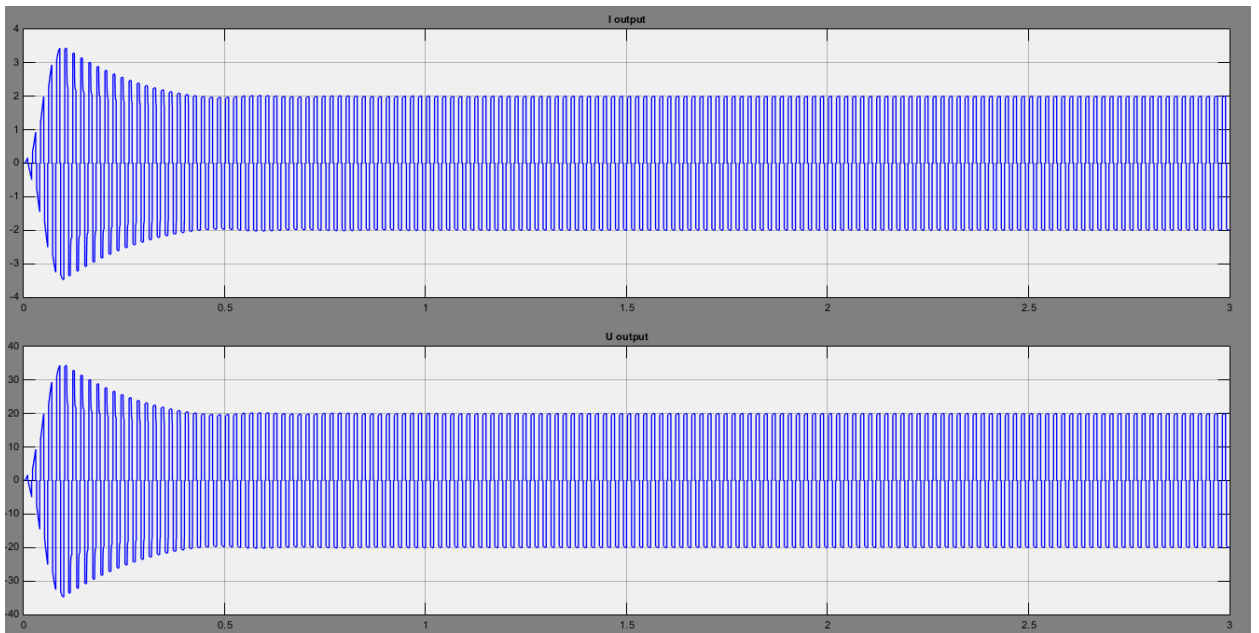
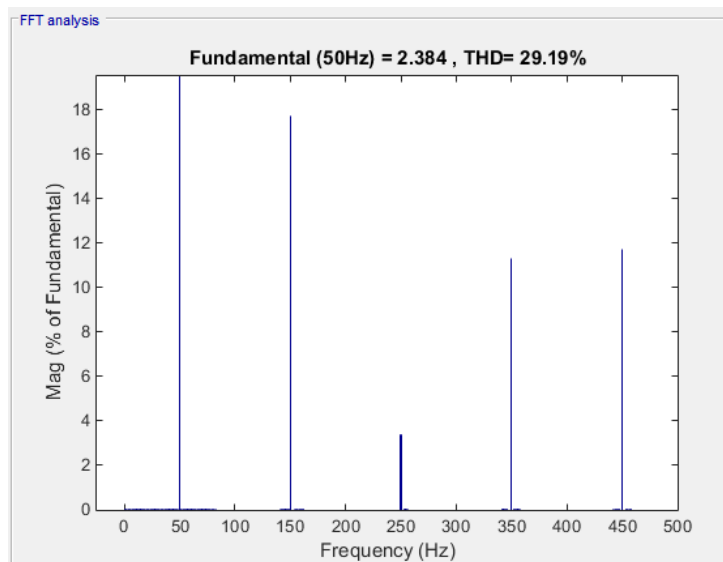


Рис. 3.15 Вихідна напруга та струм квазі-імпедансної ланки

Відповідно, форма вихідного струму та напруги інвертора та значення КНС вихідної напруги буде аналогічним топології з імпедансним ланцюгом, через проходження аналогічних перехідних процесів у на нелінійних елементах імпедансного кола що можна побачити на рис. 3.16.



a)



б)

Рис. 3.16 Осцилограми вихідного струму та напруги інвертора з квазі-імпедансною ланкою у входному колі (а) та спектр вихідної напруги з визначеними значеннями КНС (б)

За отриманим спектром вихідної напруги можна визначити, що основними складовими, що впливають на спотворення форми вихідної напруги є третя, сьома та дев'ята гармоніки з амплітудами рівними 18 % для третьої та 12% для сьомої та дев'ятої гармонік від величини амплітуди несучої відповідно.

3.3. Аналіз результатів моделювання. Вибір оптимальної топології для систем з ВДЕ

Результати проведених симуляцій дозволили визначити параметри інверторів з імпедансним та квазі-імпедансним ланцюгом у вхідному колі.

Струми та напруги дроселів у імпедансному та квазі-імпедансному колах є рівними для обох дроселів та водночас рівними для обох топологій.

Напруги конденсаторів імпедансного ланцюга є рівними між собою та напругою конденсатора $C1$ топології квазі-імпедансного ланцюга, тоді як напруга конденсатора $C2$ є нижчою, що практично доводить одну з переваг топології. Струми конденсаторів є рівними для обох конденсаторів кожної з топологій, струм конденсаторів квазі-імпедансного ланцюга є вищим за амплітудним значенням.

Напруги та струми діода за формою та амплітудою є аналогічними для обох топологій, так само як і значення вихідного струму та напруги кожної з розглянутих ланок. Водночас, вхідний струм інвертора i , відповідно, імпедансної ланки різний за формою та граничними значеннями. Обидві ланки мають однакове амплітудне значення вхідного струму, проте за застосування квазі-імпедансного ланцюга мінімальне значення струму складає 1.22 А, на відміну від вхідного струму імпедансної ланки, що має нульове значення за використання режиму пробою.

Значення струмів і напруг визначені в результаті симуляції в повній мірі повторили значення, що можуть бути визначені шляхом аналітичного розрахунку за співвідношеннями наведеними в розділі 2, довівши вірність останніх, та додатково підтвердили правильність співвідношень для розрахунку елементів імпедансного та квазі-імпедансного ланцюга.

За результатами розрахунку даних ланцюгів можна сказати, що застосування топології квазі-імпедансного ланцюга дозволяє зменшити необхідну величину індуктивності дроселів майже втричі порівняно з імпедансною топологією при порівняно незначному збільшенні ємності

конденсаторів, що робить можливим додаткове зменшення масогабаритних параметрів системи.

Підводячи підсумки проведеного аналізу результатів симуляції роботи інверторів з імпедансним та квазіімпедансним ланцюгом у вхідному колі можна визначити, що:

- застосування квазі-імпедансного ланцюга дозволяє зменшити навантаження за напругою конденсатора C_2 при збереженні значень напруг і струмів на інших елементах на рівнях характерних для аналогічних елементів імпедансного ланцюга та можливості забезпечення однакових вихідних параметрів ланцюга, за використання однакового джерела вхідної напруги, системи керування та ключових елементів інвертора;

- відповідно до отриманих осцилограм вхідного струму інвертора, застосування квазі-імпедансної топології у вхідному колі інвертора надає можливість забезпечення неперервності струму вхідного джерела.

- результати розрахунків характеристичних величин основних складових імпедансного та квазі-імпедансного ланцюгів визначили можливість зменшення індуктивності дроселів в три рази за застосування квазі-імпедансної топології порівняно з аналогічними параметрами імпедансного ланцюга.

Переваги застосування інверторів квазі-імпедансного ланцюга у вхідному колі, визначені в ході проведеного аналізу результатів симуляції роботи, дозволяють покращити масогабаритні та економічні параметри інвертора, що входить до складу системи електроживлення з використанням відновлюваних джерел енергії. Це призводить до покращення аналогічних параметрів загальної системи. Відповідно, дана топологія інвертора може бути визначена як переважна для використання у якості топології силової частини модулів інвертора для застосування у системах електроживлення з ВДЕ.

Висновки до третього розділу

1. В результаті проведеної симуляції роботи інверторів з імпедансним та квазі-імпедансним ланцюгом у вхідному колі були перевірена і доведена вірність основних аналітичних співвідношень що визначають напруги та струми на елементах вхідних кіл перетворювача та основних розрахункових співвідношень.

2. Аналіз результатів симуляції роботи інверторів з імпедансним та квазі-імпедансним ланцюгом у вхідному колі довів переваги останнього, серед яких зменшення напруги конденсатора C_2 , зменшення розрахункового значення індуктивності дроселів, можливість забезпечення неперервного вхідного струму інвертора. Це дозволяє зменшити масогабаритні параметри та вартість інвертора, забезпечити максимально ефективний відбір потужності вхідного джерела за використання сонячних панелей через можливість стабілізації роботи схеми в точці відбору максимальної потужності. Так, в наведеному прикладі, застосування топології квазі-імпедансного ланцюга дозволяє зменшити необхідну величину індуктивності дроселів майже втричі порівняно з імпедансною топологією.

3. Переваги квазі-імпедансної топології визначають перспективність її застосування у якості топології силової частини інвертора для використання в системах з відновлюваними джерелами енергії.

4. БАГАТОРІВНЕВИЙ ІНВЕРТОР НАПРУГИ З КВАЗІ-Z-ІНВЕРТОРНИМИ КАСКАДАМИ

В попередніх розділах була визначена найбільш перспективна для використання у системах електроживлення з ВДЕ топологія інвертора, яка являє собою каскадний багаторівневий перетворювач з використанням в якості каскадів інверторних комірок з квазі-імпедансним ланцюгом у вхідному колі. Така топологія забезпечує зниження коефіцієнту нелінійних спотворень (КНС) вихідної напруги порівняно з інверторами з квазі-імпедансними ланцюгами при збереженні всіх переваг квазі-імпедансних топологій.

З метою визначення КНС даної топології та порівняння отриманого результату зі значеннями КНС z- та квазі-z інверторів, що наведені у розділі 3, аналізу принципів роботи та формування вихідної напруги, визначення розрахункових співвідношень для створення інверторів за даною топологією було проведено розрахунок трирівневого каскадного інвертора напруги з використанням квазі-z-інверторів у якості складових модулів з відокремленими вхідними джерелами сталої напруги однакової амплітуди. Робота розрахованого пристрою була промодельована у пакеті Simulink середовища Matlab, що дозволило отримати осцилограми вихідної напруги та струму, визначити значення КНС для даної топології.

4.1 Принципи функціонування та розрахунок каскадного БРІ з використанням квазі-z-інверторів

Схема трирівневого каскадного інвертора напруги з використанням квазі-z-інверторів у якості каскадів (складових модулів) з відокремленими вхідними джерелами сталої напруги однакової амплітуди наведена на рис.4.1.

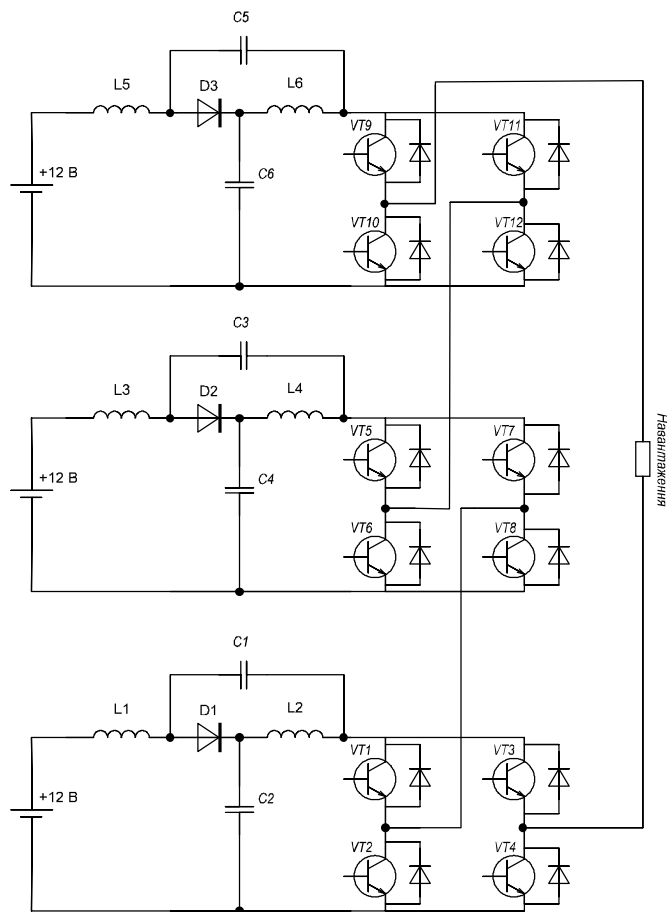


Рис.4.1 Трирівневий каскадний інвертор напруги

За основу топології було взято квазі-z-інвертор, розрахунок та симуляцію роботи якого було наведено у розділі 3.

Багаторівнева структура являє собою три квазі-z-інвертори, які включені послідовно, до загального виходу яких підключене навантаження.

Механізм роботи інвертора полягає у послідовному підключенні модулів інвертора до навантаження, рознесеному у часі таким чином, що вихідна напруга модулів, додаючись у навантаженні, формує квазісинусоїдальну напругу. Додатково, для забезпечення можливості підвищення вихідної напруги кожного з модулів, системою керування має враховуватися необхідність комутації ключів у режимі «пробою» на початку роботи кожного з модулів.

Для демонстрації процесу розрахунку системи керування, наведення основних співвідношень та аналізу принципів роботи розробленого інвертора

нижче наведено поетапний опис процесу розрахунку системи керування та силової частини.

1) Визначаємо частоту та амплітуду бажаної вихідної квазі-синусоїдальної напруги. Оскільки за основу силової частини модуля було взято інвертор, розрахований у розділі 3, вихідною напругою створюваного каскадного багаторівневого інвертора є квазі-синусоїдальна напруга з амплітудою 60 В та частотою 50 Гц.

2) Поділяємо бажану амплітуду між амплітудами вихідної напруги використовуваних модулів. За використання інверторів з імпедансним ланцюгом у вхідному колі амплітуда може бути розрахована з урахуванням можливості підвищення вихідної напруги інвертора за сталого часу роботи інвертора в режимі «пробою». У випадку створюваного пристрою загальна вихідна напруга інвертора розподілена між рівними вихідними напругами модулів з амплітудою 20 В.

3) Розраховуємо затримку підключення, паузу після відключення, та час роботи кожного з модулів на півперіоді вихідної напруги, виходячи з наступних залежностей:

$$U_m \sin \omega t = U_{n-1};$$

$$\omega = 2\pi f,$$

де U_m - сумарна амплітуда всіх модулів (амплітуда вихідної напруги інвертора), f - частота бажаної вихідної напруги інвертора, U_{n-1} - напруга попереднього модуля, t - час затримки включення модуля та час паузи після відключення модуля, що є рівними для забезпечення рівності фронтів наростання та спадання вихідної квазі-синусоїдальної напруги (забезпечення форми вихідної напруги максимально близької до синусоїдальної).

Час роботи модуля на півперіоді вихідної напруги визначається як різниця значень півперіоду вихідної напруги інвертора та подвоєного значення часу затримки.

В створюваному інверторі модуль 1 не має затримки включення та паузи після відключення модуля, частота модуля співпадає з частотою бажаної вихідної напруги.

Час затримки включення для модуля 2, відповідно до наведених вище співвідношень, визначається як:

$$60 \sin 100\pi t = 20;$$

$$\sin 100\pi t = \frac{1}{3};$$

$$100\pi t = \arcsin \frac{1}{3};$$

$$100\pi t = 19.47^\circ;$$

$$100\pi t = \frac{19.47}{180} \pi;$$

$$t = 0.00108 \text{ c}.$$

Час затримки включення модуля 3 складає:

$$60 \sin 100\pi t = 40;$$

$$\sin 100\pi t = \frac{2}{3};$$

$$100\pi t = \arcsin \frac{2}{3};$$

$$100\pi t = 41.81^\circ;$$

$$100\pi t = \frac{41.81}{180} \pi;$$

$$t = 0.00232 \text{ c}.$$

Тоді, час роботи модулів 2 та 3 на півперіоді вихідної напруги складає:

$$0.01 - 0.00108 \cdot 2 = 0.00784 \text{ c},$$

та

$$0.01 - 0.00232 \cdot 2 = 0.00536 \text{ c},$$

відповідно.

4) Для забезпечення роботи модулів інвертора у режимі «пробою» відбувається комутація обох діагоналей модуля. Для цього системою керування має бути передбачена подача імпульсу відкриття ключів діагоналі з протилежним робочим півперіодом на короткий час, величина якого визначається аналогічно до розрахунку часу роботи у режимі «пробою» для однорівневої топології з квазі-імпедансним ланцюгом у вхідному колі, а

саме, за допомогою залежності, що визначає коефіцієнт підвищення вихідної напруги модуля:

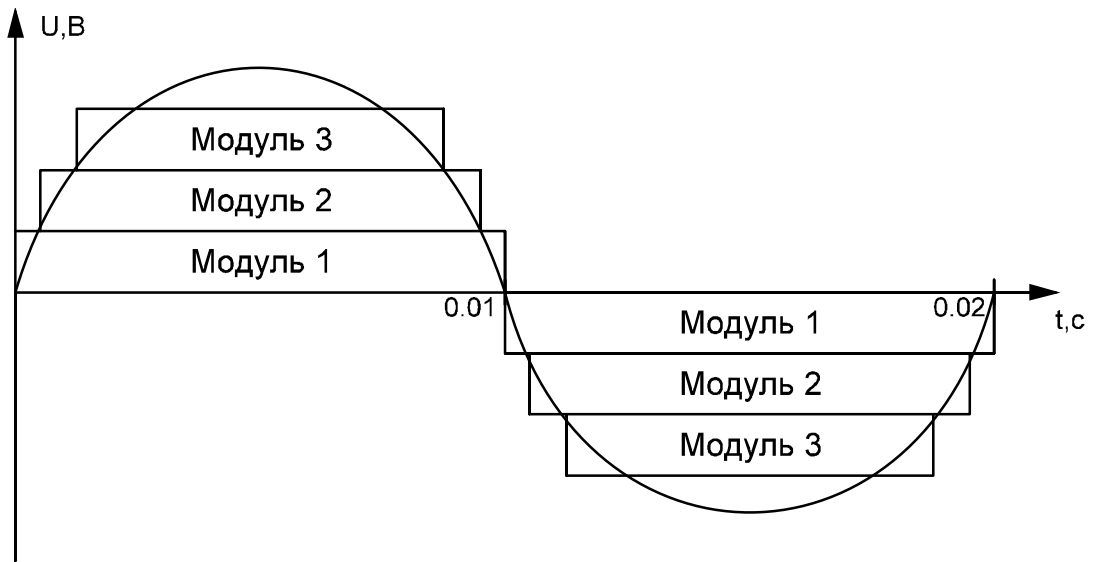
$$B = \frac{T_1}{T_0 - T_1} = \frac{1}{1 - \frac{2T_0}{T}};$$

де $B = \frac{U_{вих}}{U_{вх}}$ - коефіцієнт підвищення вихідної напруги, T - період роботи інверторного модуля, що рівний подвоєному значенню часу роботи інверторного модуля на півперіоді вихідної напруги, T_0 - довжина імпульсу, що визначає час роботи модуля в режимі «пробою».

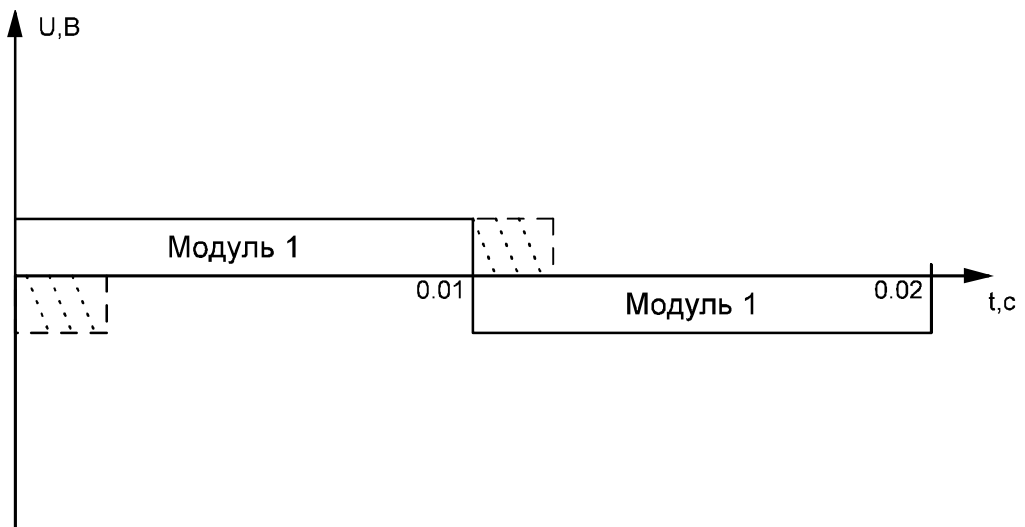
5) За неактивності модулів 2 та 3 необхідно передбачити комутацію ключів VT 5, VT 7 та VT 9, VT 11, для модулів 2 та 3 відповідно, з метою формування кола для передачі струму активного модуля до навантаження. За часом комутація даних ключів відбувається у момент часу затримки вклучення даних модулів та паузи після відключення модуля.

Діаграми роботи розробленої системи керування наведено на рис. 4.2. , де на рис. 4.2 а) наведено форму загальної вихідної напруги інвертора, на рис. 4.2 б) – форму вихідної напруги модуля 1, що передає основну частину енергії до навантаження, на рис.4.2 в) та г) - форми вихідної напруги модуля 2 та модуля 3 відповідно.

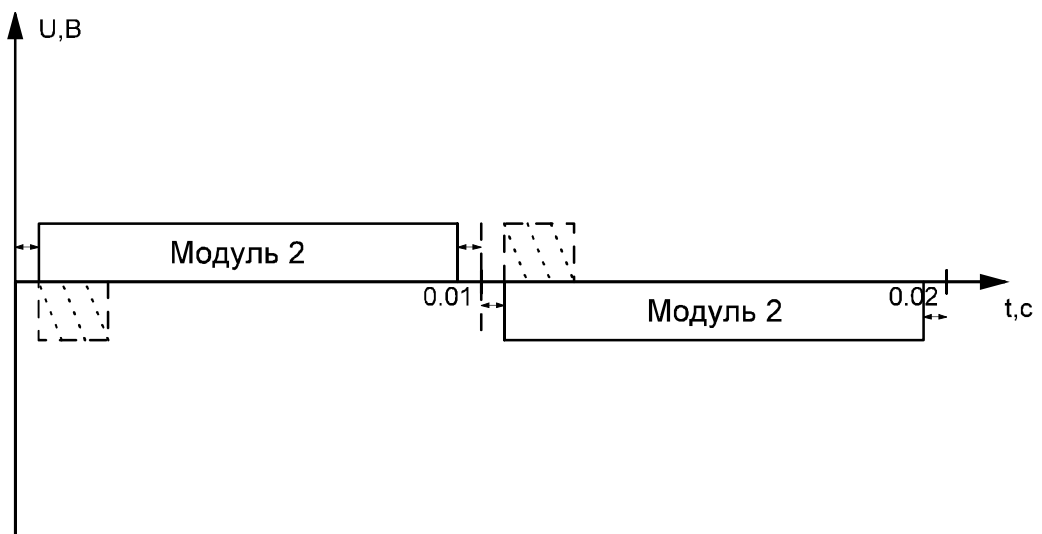
Розрахунок силової частини інвертора відбувався аналогічно до розрахунку інвертора з квазі-імпедансним інвертором у вхідному колі, який було проведено у розділі 3 даної роботи з урахуванням зміни значень періоду роботи та часу роботи у режимі «пробою» кожного з модулів багаторівневого інвертора.



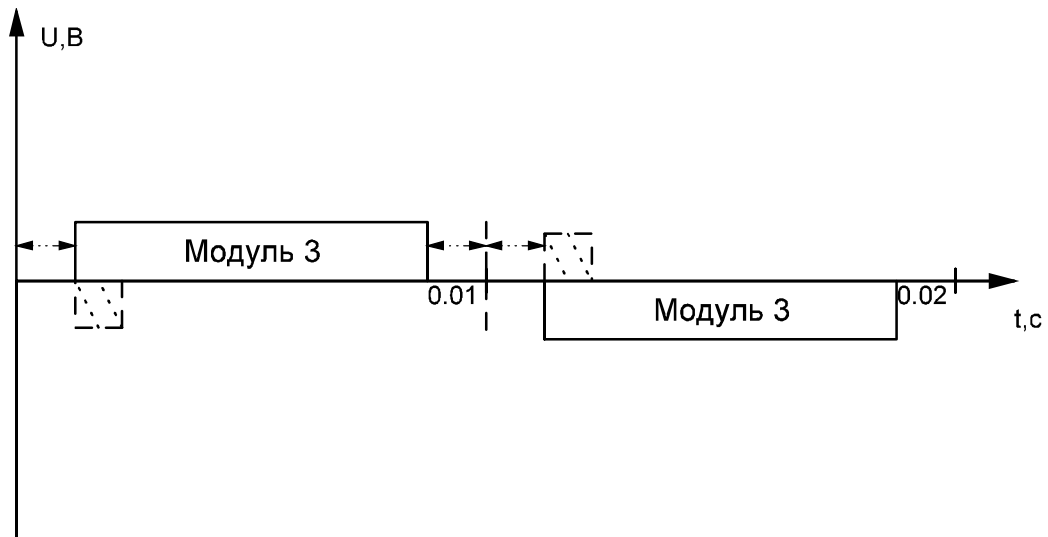
a)



б)






в)



г)

Рис.4.2 Форма вихідної напруги каскадного БПІ з використанням квазі-z-інверторів у якості складових модулів та вихідні напруги складових модулів.

Примітка:  - робота інверторного модуля в режимі «пробою»;  - час затримки включення та паузи після відключення модуля 2;  - час затримки включення та паузи після відключення модуля 3.

4.2 Моделювання роботи каскадного інвертора напруги

Результати розрахунку каскадного БПІ з використанням квазі-z-інверторів у якості складових модулів були реалізовані у моделі інвертора даної топології, створеної у пакеті Simulink середовища Matlab, що наведена на рис. 4.3. Модель включає в себе три модулі, що відтворюють роботу інвертора з імпедансним ланцюгом у вхідному колі, аналогічних до моделей розглянутих в розділі 3, з урахуванням зміни параметрів силових елементів викликаних зміною періоду роботи модуля та часу роботи в режимі «пробою», підключені послідовно до спільного активного навантаження величиною 10 Ом.

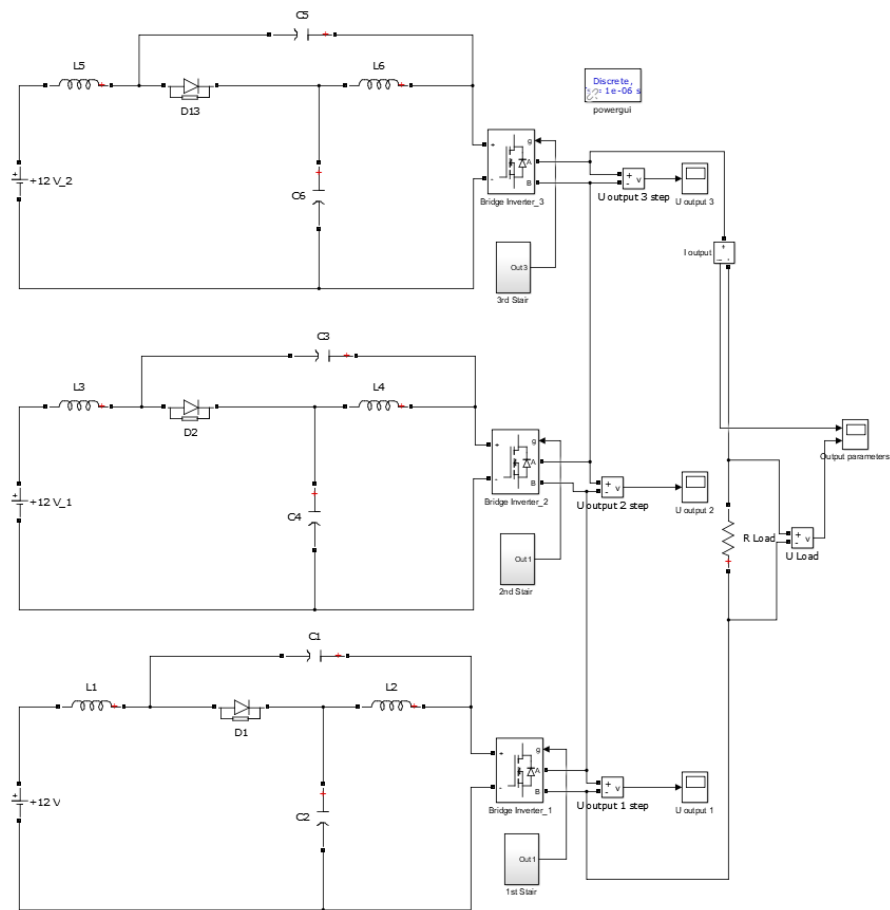
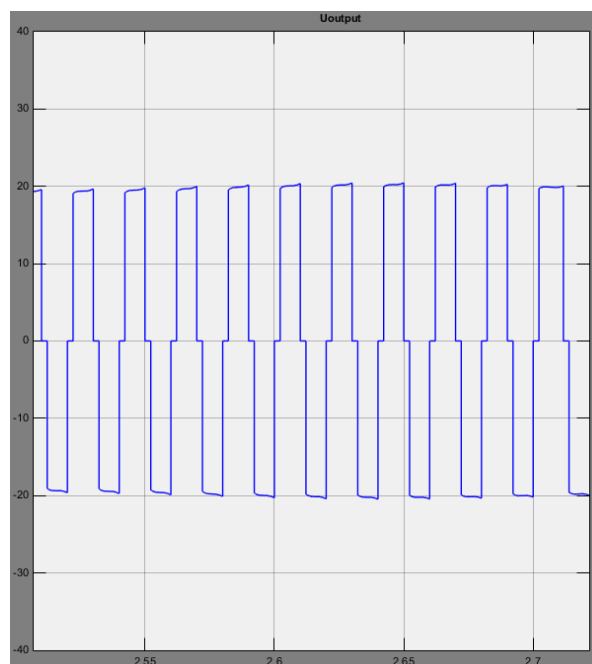
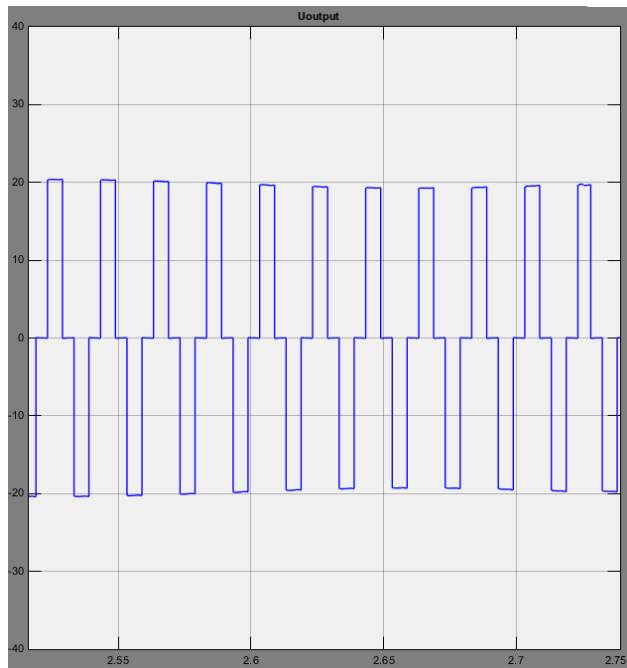


Рис. 4.3 Модель каскадного інвертора напруги з використанням квазі-z-інверторів у якості складових модулів

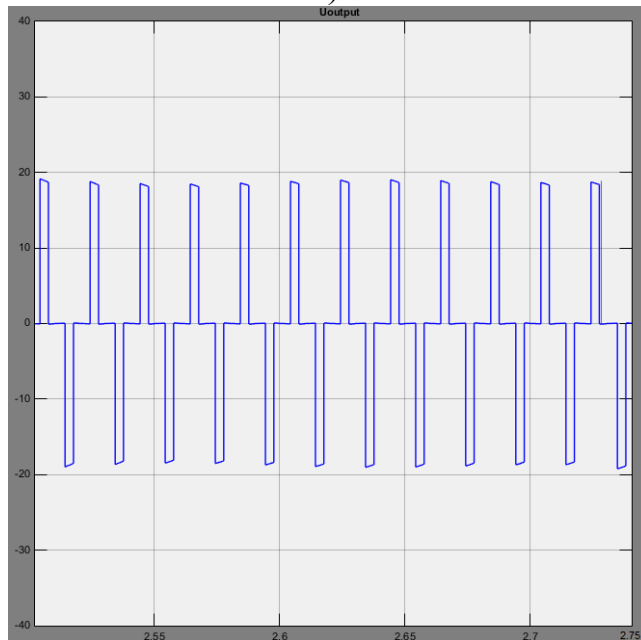
Осцилограми вихідної напруги модулів наведено на рис. 4.4.



a)



б)



в)

Рис. 4.4 Вихідна напруга модулів каскадного БПІ з використанням квазі-z-інверторів у якості складових модулів

За наведеними осцилограмами можна відстежити підвищення частоти комутації ключів та зменшення робочого періоду кожного наступного модуля у відповідності до значень, визначених при розрахунку інвертора у пункті 4.2. Амплітуда вихідної напруги модулів складає 20 В.

Осцилограми вихідної напруги інвертора, наведені на рис. 4.5, демонструють вихідну квазі-синусоїдальну напругу інвертора, амплітуда якої складає 60 В та представляє собою суму вихідних напруг модулів.

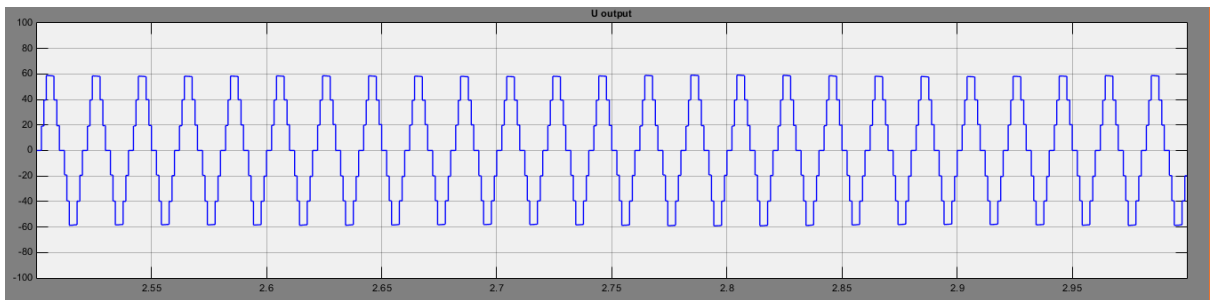


Рис. 4.5 Вихідна напруга каскадного БПІ з використанням квазі-z-інверторів у якості складових модулів

Осцилограми системи керування інверторними модулями наведені на рис. 4.6.

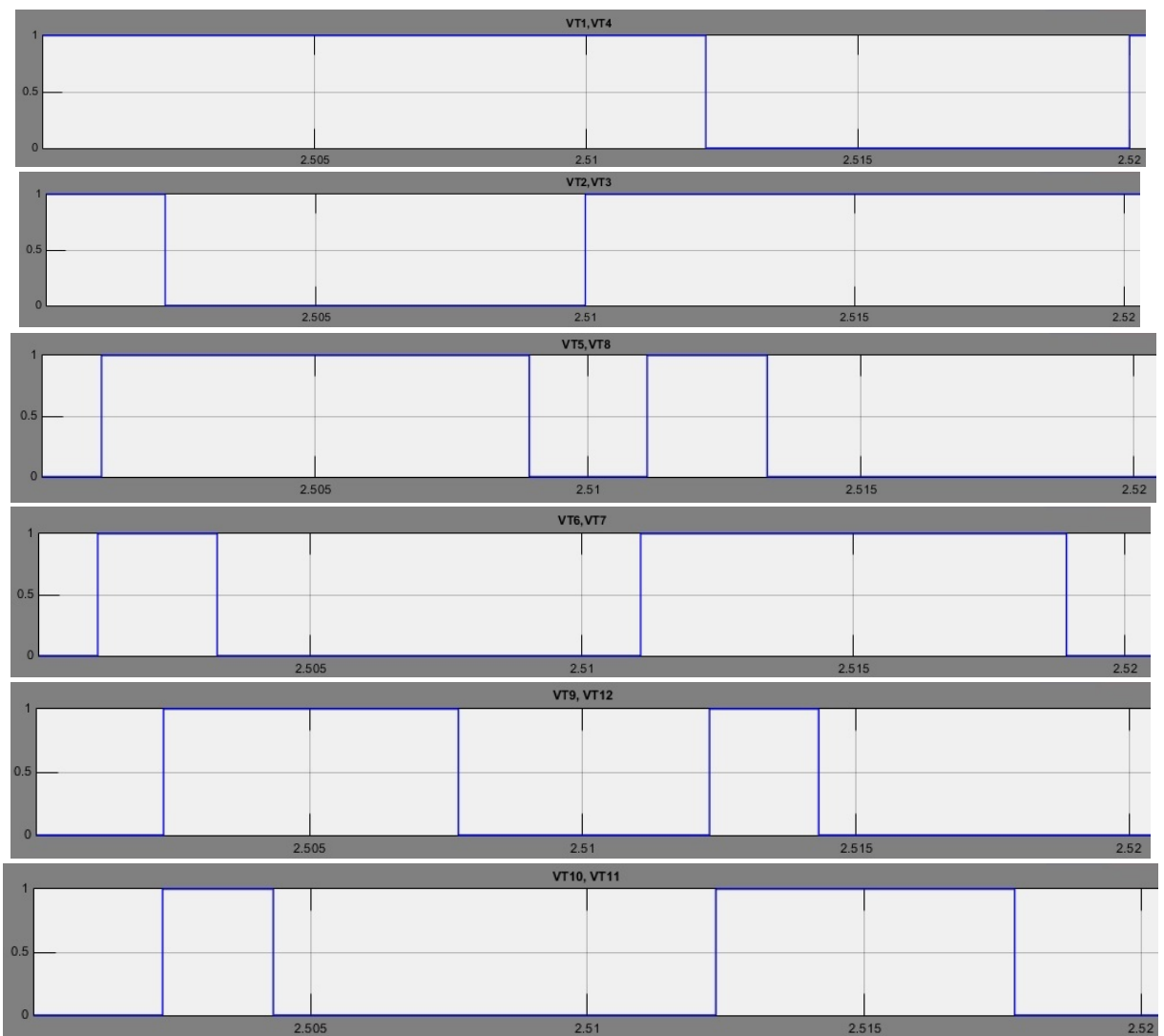


Рис. 4.6 Осцилограми системи керування інверторними модулями з урахуванням роботи у режимі пробую

На осцилограмах продемонстрована робота двох діагоналей кожного з модулів багаторівневої структури, що відповідають за генерацію позитивного та негативного півперіодів вихідної напруги. Робота квазі-інверторних комірок в режимі «пробою» призводить до появи інтервалів нульової напруги, що призводить до збільшення значення КНС вихідної напруги.

З метою визначення коефіцієнту нелінійних спотворень вихідної напруги каскадного БРІ з використанням квазі-z-інверторів у якості складових модулів за допомогою функції швидкого Фур'є (FFT Analysis), забезпеченої блоком «Power GUI», було отримано спектр вихідної напруги що дозволило визначити значення коефіцієнту нелінійних спотворень вихідної напруги. Результати проведених досліджень наведено на рис. 4.7.

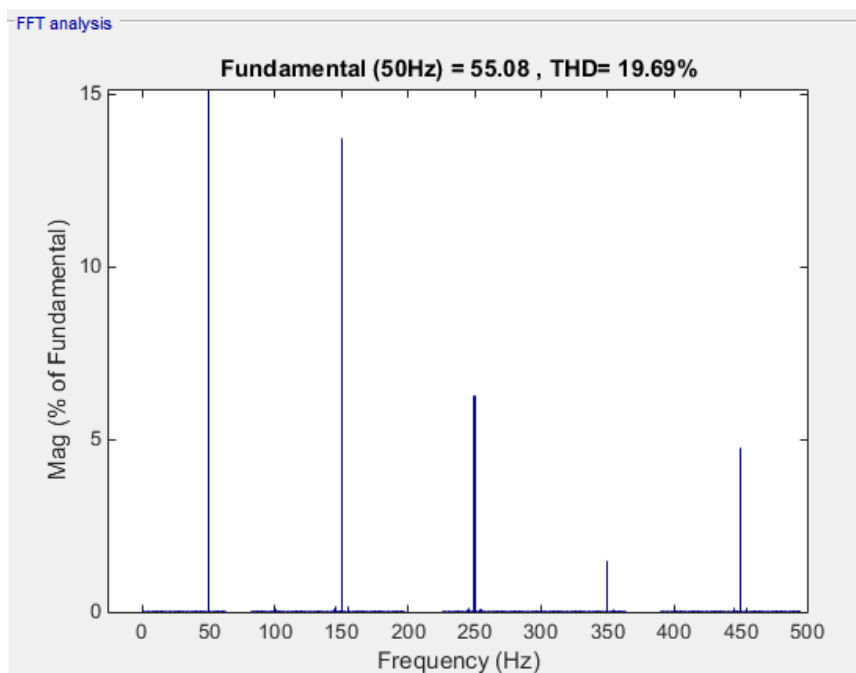


Рис. 4.7 Спектр та визначене значення КНС вихідної напруги інвертора з використанням квазі-z-інверторів у якості складових модулів

Як видно з результатів, наведених на рис. 4.7, значення КНС становить 19.69%, через зменшення величин третьої, сьомої та дев'ятої гармонік на 6%, 10% та 7%, відповідно, порівняно зі спектром вихідної напруги однорівневого квазі-імпедансного перетворювача, отриманого в результаті симуляції в розділі 3 даної роботи.

4.3 Аналіз результатів моделювання

У ході моделювання було доведено основні переваги топології з використанням квазі-z-інверторів у якості складових модулів, що визначають її як найбільш переважну до застосування у системах електроживлення з ВДЕ, а саме:

- отримані значення амплітуд вихідної напруги модулів показали можливість підвищення напруги вхідних джерел завдяки роботі у режимі «пробою», реалізація якого залишається можливою за використання інвертора топології з квазі-імпедансним ланцюгом у вхідному колі у якості модуля загальної багаторівневої топології, тобто з урахуванням необхідності роботи від загальної системи керування та формування квазі-синусоїдальної вихідної напруги;
- форма та рівень коефіцієнту нелінійних спотворень вихідної напруги довели можливість формування квазі-синусоїдальної вихідної напруги з КНС, на 10% меншим за аналогічний результат для однорівневих топологій з імпедансними ланцюгами у вхідному колі, що наведений у розділі 3 даної роботи.

Розрахунок та симуляція роботи системи керування даного інвертора висвітлили ускладнення її роботи та конструкції в результаті необхідності одночасної реалізації вимог, що ставляться принципами функціонування каскадних багаторівневих топологій та інверторами з імпедансними ланцюгами у вхідному колі, а саме, затримки включення модулів багаторівневого інвертора з метою формування квазісинусоїдальної вихідної напруги, необхідності забезпечення замкненого кола передачі струму від першого інверторного модуля за відсутності вихідного струму інших модулів до навантаження та можливості роботи в режимі «пробою».

Узагальнюючі отримані результати, можна визначити коректність теоретичного аналізу щодо можливостей топології з використанням квазі-z-інверторів у якості складових модулів з виконання основних вимог систем

електроживлення з ВДЕ, а саме підвищення вхідної напруги інвертора та мінімізації рівня КНС вихідної напруги. Визначеним недоліком застосування топології є ускладнення системи керування.

4.4 Методи підвищення якості вихідної напруги інверторів для використання у системах електроживлення з ВДЕ

Застосування каскадної топології дозволило додатково зменшити рівень КНС вихідної напруги інвертора, проте отримане значення перевищує регламентовані межі, що були визначені та наведені в розділі 1 даної роботи. З метою додаткового зниження КНС вихідної напруги даної топології використовується ряд методів зниження КНС, серед яких можна виділити:

- встановлення вихідних пасивних фільтрів;
- оптимізація кількості модулів та амплітуд їх вихідної напруги шляхом визначення спектра бажаної вихідної за допомогою ОБ перетворення;
- модернізація систем керування.

4.4.1. Встановлення вихідних пасивних фільтрів

Класичним та найбільш широко використовуваним рішенням, направленим на зменшення КНС вихідної напруги інверторів будь-якої топології, є застосування пасивних вихідних фільтрів[76,77]. Серед топологій пасивних фільтрів найбільш широко застосовуються LC-фільтри. Основними перевагами, що визначають популярність застосування LC-фільтрів у якості вихідних топологій вихідного фільтру систем електроживлення, є простота конструкції та можливість зменшення затухання сигналу у смузі пропускання фільтру, що є неминучим за застосування RC-структури. Основним недоліком даної топології є високі масогабаритні показники результуючого пристрою за фільтрації низькочастотного сигналу. Застосування топології інвертора з мінімальним значенням КНС вихідної напруги дозволяє

зменшити масогабаритні параметри вихідного фільтру даного типу при збереженні переваг LC-фільтру.

З метою перевірки та підтвердження даної тези проведено розрахунок LC-фільтру для фільтрації вихідної напруги інвертора з квазі-імпедансним ланцюгом у вхідному колі та каскадного багаторівневого інвертора з використанням квазі-z-інверторів у якості складових модулів, що мають значення КНС у 29.19% та 19.69% відповідно. У результаті застосування фільтрів має бути отриманий однаковий рівень КНС вихідної напруги, що дозволить порівняти їх масогабаритні параметри.

Розрахунок фільтра проведено за формулою:

$$f_c = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}},$$

де L – величина індуктивності вихідного фільтру, C - величина ємності вихідного фільтру, f_c - частота зрізу фільтру.

Виходячи зі спектрів вихідної напруги, визначених для використовуваних топологій, складовою, що має значення, амплітуди, сумісне зі значенням амплітуди несучої, є третя гармоніка, амплітуда якої складає 18% та 10% від амплітуди несучої для однорівневої та каскадної топологій відповідно. Частота гармоніки, через рівність частот вихідних напруг інверторів, складає 150 Гц для обох топологій. Тому першочерговою задачею з вихідного фільтру є фільтрація цієї гармонічної складової, тому частота зрізу для обох фільтрів, з метою досягнення значення КНС вихідної напруги 5%, що задане стандартом IEEE 519-1992, має складати 160 Гц. Проте, через менше амплітудне значення третьої гармоніки, властиве для каскадної багаторівневої топології, частота зрізу фільтра може бути збільшена до значення до 177 Гц.

Для визначення величини індуктивності LC-фільтру, що в більшій мірі визначає масогабаритні параметри результуючого пристрою, задамося значенням ємності фільтру у 250 мкФ [78]. Тоді, значення індуктивності вихідного фільтру визначаємо з співвідношення:

$$160 = \frac{1}{3.14 \cdot \sqrt{L \cdot 250 \cdot 10^{-6}}},$$

$$L = 15.4 \cdot 10^{-3} \text{ Гн},$$

та

$$177 = \frac{1}{3.14 \cdot \sqrt{L \cdot 250 \cdot 10^{-6}}},$$

$$L = 13 \cdot 10^{-3} \text{ Гн},$$

для однорівневої та каскадної багаторівневої топології відповідно.

Результати проведених розрахунків показали, що застосування каскадного багаторівневого інвертора напруги з використанням квазі-z-інверторів у якості складових модулів призводить до зменшення масогабаритних параметрів вихідного фільтра через незначне зменшення амплітуди третьої гармоніки вихідної напруги, яка є основним фактором збільшення КНС вихідної напруги, та значне зменшення амплітуд гармонік вищих порядків. Отриманий рівень КНС вихідної напруги можна пояснити присутністю нульових пауз у формі вихідної квазі-синусоїдальної напруги каскадного багаторівневого інвертора, що виникають у результаті роботи модулів у режимі «пробою». З означеного, перспективними можна визначити дослідження щодо оптимізації системи керування за застосування каскадної топології з використанням інверторів з імпедансними ланцюгами у вхідному колі у якості складових модулів, направленої на зменшення впливу нульових пауз, що виникають у результаті необхідності забезпечення роботи у режимі «пробою», використання систем керування з підмодуляцією третьої гармоніки вихідної напруги з метою додаткового зменшення КНС вихідної напруги, що, в свою чергу, призведе до зменшення масогабаритних параметрів вихідного фільтра, збільшення кількості рівнів вихідної напруги каскадної багаторівневої топології з метою підсилення впливу отриманих результатів.

Водночас, у результаті проведених досліджень доведено ефективність застосування пасивних вихідних LC-фільтрів як конструктивно простого

рішення, що дозволяє забезпечити необхідний рівень коефіцієнту нелінійних спотворень вихідної напруги, основним недоліком якого є масогабаритні параметри застосованого рішення.

4.4.2 Зменшення кількості модулів БРІ

В ході проведення класифікації топологій, що знаходять застосування у системах електроживлення з використанням ВДЕ, наведеної в розділі 2, було визначено можливість класифікації схем каскадних багаторівневих інверторів за типом схеми додавання вихідних напруг модулів, серед яких наведено спосіб визначення вихідних напруг модулів шляхом розкладання ступінчастої функції заданої вихідної напруги багаторівневого інвертора у ортогональні ряди.

Суть методу формування ступінчастої напруги, що пропонується, полягає у наступному.

Вихідна напруга БРІ може бути записана у вигляді ряду перетворення в орієнтованому базисі:

$$U_{вих} = \sum_{i=1}^N K_i \varphi_r(v, i),$$

де $\varphi_r(v, i)$ функції зворотного ОБ перетворення, які приймають значення +1, -1 та 0.

БРІ синтезує вихідну напругу наступним чином: кожна інверторна комірка реалізує одну з функцій зворотного перетворення в орієнтованому базисі, а коефіцієнти трансформації комірок – пропорційні K_i амплітудам розкладання синусоїдальної функції в ряд зворотного ОБ перетворення. Додавання напруг окремих комірок здійснюється у вихідному колі.

Фактично, застосування ОБ-перетворення є окремим випадком загального методу синтезу багаторівневого інвертора на базі спектральних ортогональних перетворень, що включає в себе:

- апроксимацію бажаної форми напруги одиничної амплітуди;

- розкладання заданої ступінчатої функції в ортогональний ряд на заданому інтервалі. Так, у випадку розкладання половини періоду періодичної функції величина періоду складатиме $N = \frac{T}{2} \cdot T_0$, де T_0 - крок квантування бажаної напруги;
- синтез ступінчатої напруги за формулою зворотного перетворення та визначення КНС;
- відкидання складових частин зворотного перетворення з малими ваговими коефіцієнтами та повторне визначення КНС вихідної напруги визначеної за спрощеним виразом зворотного перетворення;
- визначення структурної схеми багаторівневого інвертора, використовуючи базисні функції зворотного перетворення для визначення кількості комірок та порядку комутації кожної з них, а значень спектральних складових частин у якості амплітуди вихідної напруги комірок [10].

Оскільки, як було зазначено вище, ОБ-перетворення є одним з варіантів перетворень ортогональних перетворень у полях Галуа, послідовність пунктів при синтезі багаторівневого інвертора з використанням даного перетворення повторює пункти загального перетворення.

Для демонстрації та аналізу функціонування методу, перевірки роботоспроможності та визначення коефіцієнту нелінійних спотворень напруги, що можна отримати за його застосування, проведемо синтез інвертора напруги, здатного забезпечити 7 рівнів вихідної напруги, використовуючи 3 інверторні комірки.

Для цього:

1) визначимо базисну матрицю прямого ОБ-перетворення:
$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix};$$

2) масштабуємо базисну матрицю прямого ОБ-перетворення до необхідного розміру (12x12 елементів для створення інвертора на 3 комірки) шляхом кронекерівського множення матриці прямого ОБ-перетворення на матрицю перетворення Уолша розмірністю 4x4:

$$Yd = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -2 & -2 & -2 & -2 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -2 & 2 & -2 & 2 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -2 & -2 & 2 & 2 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -2 & 2 & 2 & -2 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -2 & -2 & -2 & -2 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -2 & 2 & -2 & 2 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -2 & -2 & 2 & 2 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -2 & 2 & 2 & -2 \end{bmatrix}$$

3) дискретизуємо період бажаної синусоїдальної вихідної функції:
 $T = \frac{2\pi \cdot i}{12}$, де $i = \overline{0 \dots 11}, i \in Z$;

4) апроксимуємо бажану напругу ступінчатою функцією:

$$K = \frac{\sin(T)}{12} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0.0417 \\ 0.0722 \\ 0.0833 \\ 0.0722 \\ 0.0417 \\ 0 \\ -0.0417 \\ -0.0722 \\ -0.0833 \\ -0.0722 \\ -0.0417 \end{bmatrix},$$

де $\sin(T)$ - значення амплітуд бажаної синусоїдальної напруги у 12 дискретних точках;

5) застосуємо пряме ОБ-перетворення для розкладання заданої функції в ортогональний ряд шляхом множення масштабованої базисної матриці прямого ОБ-перетворення на апроксимовану ступінчату функцію:

$$Kd = Yd \cdot K = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -0.2165 \\ -0.2165 \\ -0.4665 \\ 0.0335 \\ 0.8080 \\ 0.0580 \\ 0.1250 \\ -0.1250 \end{bmatrix} ;$$

6) визначимо матрицю зворотного ОБ-перетворення: $\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} ;$

7) масштабуємо базисну матрицю зворотного ОБ-перетворення до необхідного розміру (12x12 елементів для створення інвертора на 3 комірки) шляхом кронекерівського множення матриці прямого ОБ-перетворення на матрицю перетворення Уолша розмірністю 4x4:

$$Yr = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix} ;$$

8) синтезуємо ступінчасту вихідну напругу шляхом множення базисної матриці зворотного ОБ-перетворення на ортогональний ряд:

$$Kd \ Y_c = Y_r \cdot Kd = \begin{bmatrix} 0 \\ 0.5 \\ 0.866 \\ 1 \\ 0.866 \\ 0.5 \\ 0 \\ -0.5 \\ -0.866 \\ -1 \\ -0.866 \\ -0.5 \end{bmatrix}$$

Отриманий вектор-стовбець є коефіцієнтами, що визначають відношення амплітудного значення певної комірки до максимального амплітудного значення вихідної напруги, тобто визначають амплітудні значення вихідної напруги кожної з комірок інвертора.

З метою спрощення конструкції системи керування сигнали керування силовими ключами кожної з комірок на півперіоді вихідної напруги формуються на четверті періоду, після чого дзеркально відображуються з метою формування другої чверті півперіоду вихідної напруги. Схема генератора імпульсів керування, створених за такою схемою, наведена на рис. 4.8, де 1 – генератор тактових імпульсів, 2 – генератор імпульсів керування на першій чверті періоду, 3 - генератор імпульсів керування на другій чверті періоду, 4 – лічильник, що визначає час переходу вихідного сигналу через чверть періоду.

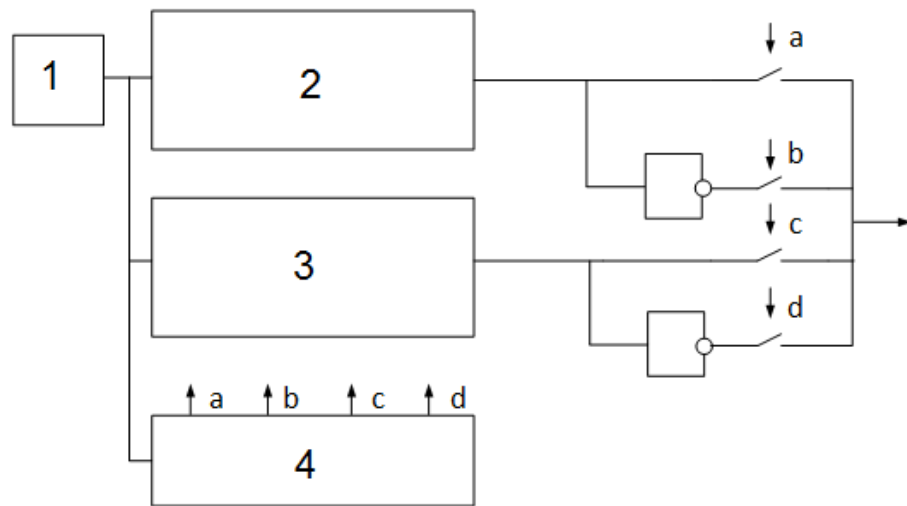
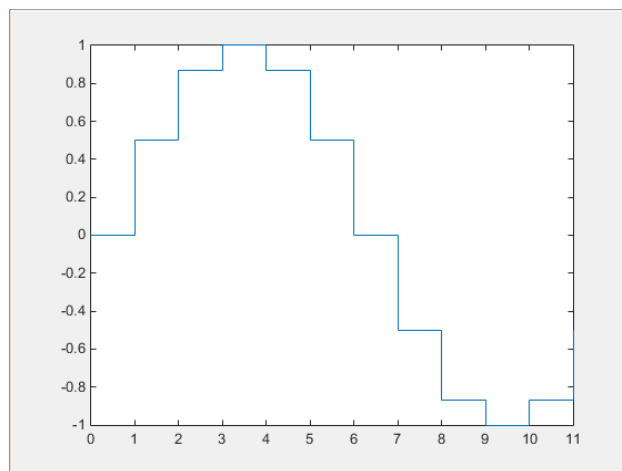


Рис.4.8 Генератор імпульсів керування каскадного багаторівневого інвертора з визначенням кількості модулів шляхом розкладання ідеалізованої вихідної напруги в ортогональний базис методом ОБ-перетворення

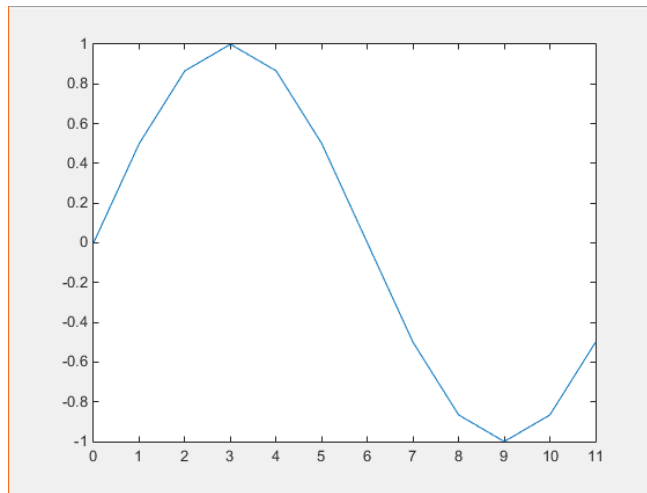
Робота системи керування здійснюється в наступній послідовності:

- на першій чверті періоду блоком 5 при замиканні ключа a;
- на другій чверті періоду - блоком 6 при замиканні ключа c;
- на третій чверті - блоком 5 і логічним елементом інвертора при замиканні ключа b;
- на четвертій чверті - блоком 6 і логічним елементом інвертора при замиканні ключа d.

Форми синтезованої ступінчатої та заданої синусоїдальної напруги наведені на рис.4.9.



а)



б)

Рис. 4.9 Форми синтезованої шляхом зворотного ОБ-перетворення ступінчатої вихідної напруги багаторівневого інвертора (а) та форма заданої бажаної синусоїдальної вихідної напруги (б)

З метою визначення КНС вихідної напруги трикоміркового каскадного інвертора, значення вихідної напруги модулів якого було визначено шляхом зворотного ОБ-перетворення, було визначено спектр синтезованого сигналу шляхом проведення швидкого перетворення Фур'є за допомогою блоку Power GUI пакету Matlab Simulink. Отриманий спектр з розрахованими значеннями КНС наведено на рис. 4.10.

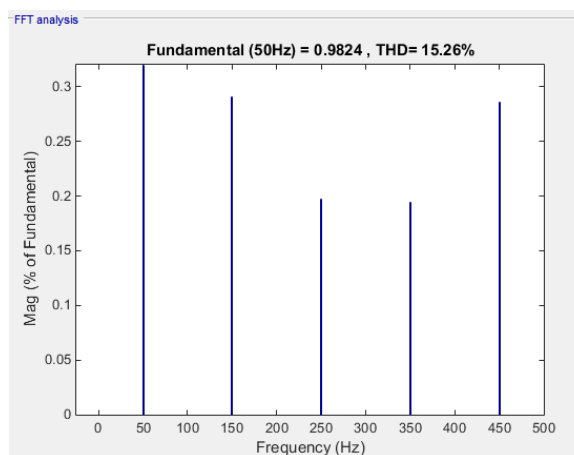


Рис.4.10 Спектр ступінчатої вихідної напруги інвертора амплітуди вихідної напруги модулів якого було визначено зворотним ОБ-перетворенням

Порівняння отриманого значення КНС з результатами трьохкоміркових багаторівневих інверторів, топології яких були попередньо описані в даній роботі, наведено в табл. 4.1.

Таблиця 4.1

Топологія	Визначене значення КНС
Квазі-z-інвертор	29.19%
Каскадний БРІ з використанням квазі-z-інверторів у якості складових модулів	19.68%
Каскадний БРІ з амплітудами вихідних напруг комірок визначених за допомогою ОБ-перетворення	15.26%

Проаналізувавши отримані результати, можна визначити, що застосування ОБ-перетворення для визначення значень амплітуд вихідних напруг інверторних комірок дозволяє зменшити значення КНС багаторівневого інвертора у два рази без збільшення кількості інверторних комірок та застосування вихідних фільтрів.

Отриманий спектр вихідної напруги демонструє додаткову перевагу даного методу, якою є зменшення спектральної складової третьої гармоніки, що при комбінації з розглянутим вище методом встановлення вихідного LC-фільтру дозволяє зменшити масогабаритні параметри останнього. Особливістю, що обмежує широке застосування даного методу, є можливість роботи лише з каскадними багаторівневими топологіями з можливістю забезпечення різних амплітуд вихідної напруги модулів. Тому перспективними можна вважати напрями досліджень щодо застосування даного методу до топології каскадного багаторівневого інвертора з використанням квазі-z-інверторів у якості складових модулів через можливість додаткового зменшення КНС топології, що має мінімальне, серед досліджених топологій, значення КНС без застосування додаткових заходів з фільтрації вихідної напруги та можливість зменшення впливу третьої гармоніки, що, за результатами проведених досліджень, має найбільший вплив на збільшення рівня КНС вихідної напруги даної топології.

4.4.3 Застосування пасивних фільтрів в БРІ, побудованих на базі розкладання напруги в ряд ОБ-перетворення

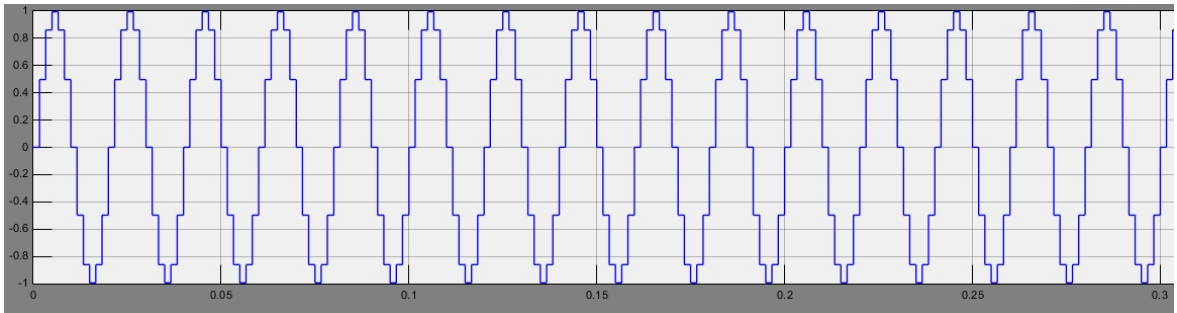
З метою поєднання переваг застосування фільтрації вихідного сигналу та оптимізації кількості модулів шляхом розкладання вихідної напруги інвертора в ортогональний ряд шляхом застосування ОБ-перетворення можливе використання комбінації даних методів покращення якості вихідної напруги інвертора. Дане рішення дозволяє водночас зменшити габаритні розміри вихідного фільтра та зменшити кількість рівнів, а отже, модулів, необхідних для досягнення бажаного значення КНС вихідної напруги, що, в свою чергу, дозволить підвищити надійність системи та спростити систему керування, компенсуючи, таким чином, основні недоліки обох топологій.

Для підтвердження переваг комбінації розглянутих методів була проведена симуляція застосування пасивного LC-фільтра до вихідної напруги каскадного трирівневого інвертора з амплітудами вхідної напруги, визначеними зворотнім ОБ-перетворенням спектру бажаної синусоїдальної напруги. Форма вихідної напруги інвертора та спектр без використання фільтрації наведена на рис. 4.9.

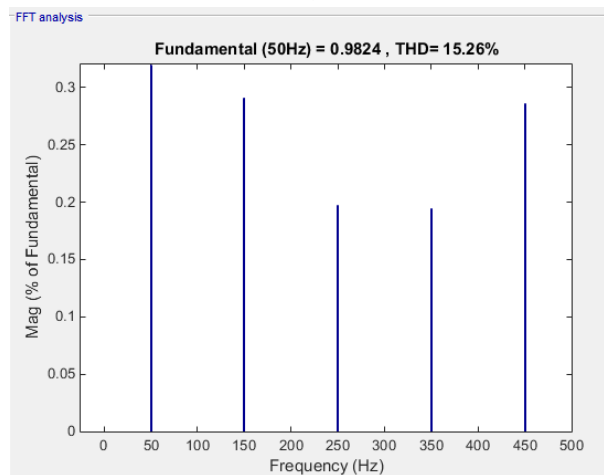
Аналізуючи отриманий спектр, можна визначити зменшення амплітуди третьої гармоніки, що, відповідно до наведених вище даних, є характерною особливістю застосування методу синтезу вихідної напруги каскадного багаторівневого інвертора з використанням ОБ-перетворень, та рівний розподіл впливу третьої та дев'ятої гармонік на значення КНС вихідної напруги. Означені особливості спектра визначають переважнішою фільтрацію вихідної напруги у області спектра, вищої за 150-200 Гц.

Тому проведемо розрахунок вихідного LC-фільтру інвертора, задаючись значенням частоти зрізу f_c 260 Гц та значенням ємності конденсатора 250 мкФ, для коректності порівняння параметрів фільтра з результатами, отриманими для однорівневої та каскадної багаторівневої моделі відповідно, розрахуємо значення величини індуктивності дроселя фільтра:

$$260 = \frac{1}{6.28 \cdot \sqrt{L \cdot 250 \cdot 10^{-6}}} \Rightarrow 6 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$



а)



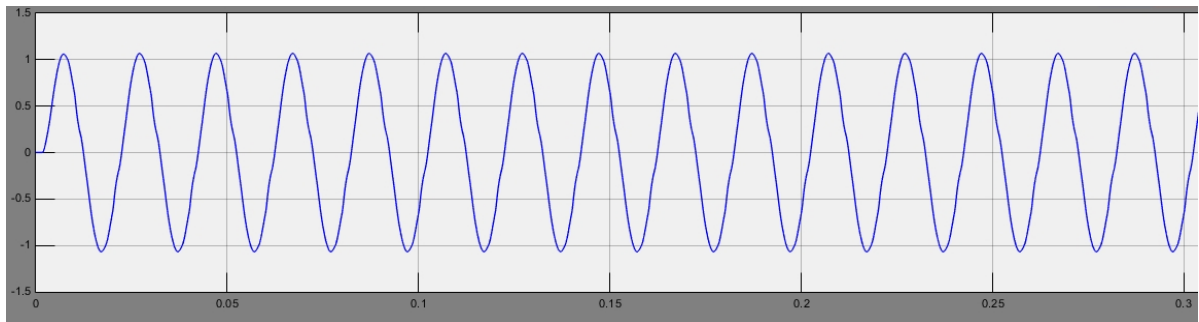
б)

Рис. 4.9 Форма (а) та спектр (б) вихідної напруги каскадного трирівневого інвертора з амплітудами вхідної напруги визначеними шляхом ОБ-перетворення

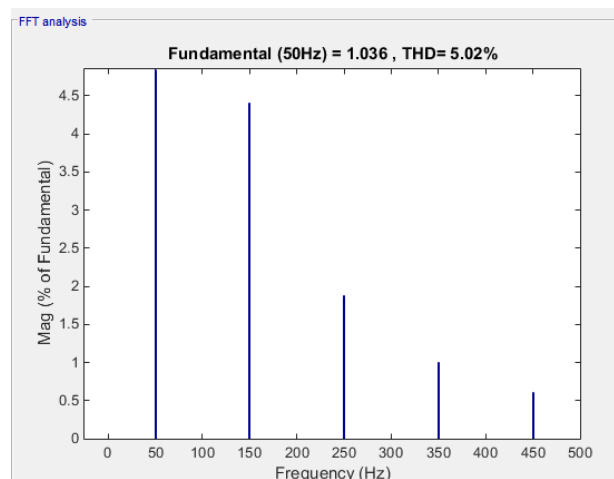
Форма та спектр напруги після фільтрації наведені на рис. 4.10. Отримане значення КНС у 5% відповідає вимогам до рівня КНС, регламентованим стандартами, що визначають якість напруги користувацької мережі.

Порівнявши значення індуктивності, необхідної для реалізації фільтра з можливістю забезпечення КНС вихідної напруги на рівні 5% з результатами отриманими для однорівневої та каскадної багаторівневої топології, синтез якої відбувався без застосування ОБ-перетворень, можна визначити, що за комбінації методів отримане найменше необхідне значення індуктивності (6 мГн проти 13 мГн та 15.4 мГн для каскадної та однорівневої топології відповідно). Водночас застосування вихідного фільтра дозволило знизити

значення КНС, отримане для трирівневого інвертора, синтез якого відбувався з використанням ОБ-перетворень. Зменшення КНС дозволило уникнути необхідності використання додаткових модулів, що, в свою чергу, призвело до уникнення таких недоліків як ускладнення системи керування, збільшення масогабаритних параметрів та зменшення надійності, пов'язаного зі збільшенням кількості модулів.



а)



б)

Рис.4.10 Форма (а) та спектр (б) вихідної напруги каскадного трирівневого інвертора з амплітудами входної напруги визначеними шляхом ОБ-перетворення з застосуванням пасивного LC-фільтру

Підводячи підсумки можна сказати, що одночасне застосування обох розглянутих вище способів підвищення якості вихідної напруги дозволяє водночас зменшити масогабаритні параметри фільтра та запобігти збільшенню кількості рівнів багаторівневого інвертора синтезованого з використання ОБ перетворень, дозволивши зменшити основні недоліки

кожної з топологій при досягненні необхідного значення КНС вихідної напруги.

Висновки до четвертого розділу

1. Розрахунок і моделювання роботи каскадного багаторівневого інвертора з використанням квазі-z-інверторів у якості складових модулів підтвердило можливість зменшення значення КНС каскадного інвертора зі збереженням переваг квазі-імпедансної топології.

2. Система керування каскадною топологією значно складніша за систему керування квазі-z-інвертора, що є одним з основних недоліків топології БРІ

3. Проведений огляд способів зменшення КНС вихідної напруги БРІ з використанням квазі-z-інверторів у якості складових модулів порівняно з однорівневою топологією квазі-z-інвертора визначив можливість зменшення масогабаритних параметрів вихідного LC-фільтра через зменшення рівня амплітуди третьої та вищих гармонік вихідної напруги (значення амплітуди третьої гармоніки 14% для каскадної топології проти 20% для однорівневої). Таким чином перспективним напрямком зменшення величини КНС є розробка систем керування з підмодуляцією третьої гармоніки та збільшення кількості рівнів вихідної напруги багаторівневої топології.

4. Запропонований спосіб формування вихідної напруги шляхом визначення спектра бажаної форми напруги за допомогою ОБ перетворення, захищений патентом на корисну модель, довів можливість зменшення значення КНС трирівневого каскадного інвертора до рівня 15% без застосування додаткових методів фільтрації вихідної напруги та без збільшення кількості використовуваних модулів.

5. Дослідження спектру вихідної напруги за застосування даного методу визначило зменшення амплітуди третьої гармоніки, що дало можливість досягти якості вихідної напруги на рівні регламентованому міжнародними стандартами з якості напруги користувацької мережі. Недоліками застосування методу можна вважати ускладнення конструкції системи керування та зменшення надійності системи за збільшення кількості модулів;

6. Для топологій Z -інвертора, квазі $-Z$ та БПІ з квазі Z модулями проведений розрахунок фільтра, здатного забезпечити 5% рівень КНС вихідної напруги. Фільтр має найменші значення індуктивності дроселя для однорівневої та каскадної багаторівневої топології, а отже менші масогабаритні параметри.

7. Застосування пасивних LC-фільтрів на виході каскадних багаторівневих інверторів форма вихідної напруги яких визначена методом формування вихідної напруги шляхом визначення спектра бажаної форми напруги за допомогою ОБ перетворення дозволило отримати значення КНС на рівні 5% без використання додаткових модулів що дозволило уникнути ускладнення конструкції системи керування та зменшення надійності системи.

5. РОЗРОБКА СТАРТАП-ПРОЕКТУ

Стартап як форма малого ризикового (венчурного) підприємництва впродовж останнього десятиліття набула широкого розповсюдження у світі через зниження бар'єрів входу в ринок (із появою Інтернету як інструменту комунікацій та збуту стало простіше знаходити споживачів та інвесторів, займатись пошуком ресурсів, перетинати кордони між ринками різних країн), і вважається однією із наріжних складових інноваційної економіки, оскільки за рахунок мобільності, гнучкості та великої кількості стартап-проектів загальна маса інноваційних ідей зростає.

Проте створення та ринкове впровадження стартап-проектів відзначається підвищеною мірою ризику, ринково успішними стає лише невелика частка, що за різними оцінками складає від 10% до 20%. Ідея стартап-проекту, взята окремо, не вартує майже нічого: головним завданням керівника проекту на початковому етапі його існування є перетворення ідеї проекту у працюючу бізнес-модель, що починається із формування концепції товару (послуги) для визначеної клієнтської групи за наявних ринкових умов.

Етапи розроблення стартап-проекту:

1. Маркетинговий аналіз стартап-проекту

В межах цього етапу:

- розробляється опис самої ідеї проекту та визначаються загальні напрями використання потенційного товару чи послуги, а також їх відмінність від конкурентів;
- аналізуються ринкові можливості щодо його реалізації;
- на базі аналізу ринкового середовища розробляється стратегія ринкового впровадження потенційного товару в межах проекту.

2. Організація стартап-проекту

В межах цього етапу:

- складається календарний план-графік реалізації стартап-проекту;
- розраховується потреба в основних засобах та нематеріальних

активах;

- визначається плановий обсяг виробництва потенційного товару, на основі чого формулюється потреба у матеріальних ресурсах та персоналі;
- розраховуються загальні початкові витрати на запуск проекту та планові загальногосподарські витрати, необхідні для реалізації проекту.

3. Фінансово-економічний аналіз та оцінка ризиків проекту

В межах цього етапу:

- визначається обсяг інвестиційних витрат;
- розраховуються основні фінансово-економічні показники проекту (обсяг виробництва продукції, собівартість виробництва, ціна реалізації, податкове навантаження та чистий прибуток) та визначаються показники інвестиційної привабливості проекту (запас фінансової міцності, рентабельність продажів та інвестицій, період окупності проекту);
- визначається рівень ризикованості проекту, визначаються основні ризики проекту та шляхи їх запобігання (реагування на ризики).

4. Заходи з комерціалізації проекту

Цей етап спрямовано на пошук інвесторів та просування інвестиційної пропозиції (оферти). Він передбачає:

- визначення цільової групи інвесторів та опису їх ділових інтересів;
- складання інвест-пропозиції (оферти): стислої характеристики проекту для попереднього ознайомлення інвестора із проектом;
- планування заходів з просування оферти: визначення комунікаційних каналів та площадок та планування системи заходів з просування в межах обраних каналів;
- планування ресурсів для реалізації заходів з просування оферти.

Означені етапи, реалізовані послідовно та вчасно – створюють передумови для успішного ринкового старту.

5.1. Опис ідеї проекту

Опис ідеї стартап-проекту наведено в табл. 5.1, визначення сильних, слабких та нейтральних характеристик ідеї проекту в табл.5.2.

Таблиця 5.1

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигоди для користувача
Зміст ідеї: створення багаторівневого інвертора напруги для застосування у системах з електроживлення ВДЕ, вихідні напруги модулів якого та алгоритм системи керування визначаються результатом перетворення бажаної вихідної напруги в орієнтованому базисі, з використанням модулів створених за топологією з використанням квазі-імпердансного ланцюга у вхідному колі	1. Енергетична галузь;	Зменшення коефіцієнту нелінійних спотворень вихідної напруги; Зменшення масогабаритних параметрів перетворювача за рахунок зменшення фільтру; Можливість забезпечення роботи стабільної роботи системи електроживлення за несприятливих зовнішніх умов
	2. Військова галузь;	Підвищення надійності роботи інвертора через можливості з резервування, що забезпечуються багаторівневою структурою

Таблиця 5.2

Визначення сильних, слабких та нейтральних характеристик ідеї проекту

Техніко-економічні характеристики ідеї	<i>(потенційні) товари/концепції конкурентів</i>				<i>W</i> слабка сторона	<i>N</i> нейтральна сторона	<i>S</i> сильна сторона
	<i>Мій проект</i>	<i>Конкурент 1</i>	<i>Конкурент 2</i>	<i>Конкурент 3</i>			
ТНД – коефіцієнт нелінійних спотворень без використання вихідного фільтра, %	15.26	19.69	29.61	29.61			+
Можливість забезпечення роботи за несприятливих зовнішніх умов	так	так	так	так		=	
Величина індуктивності фільтра, мГн	6	13	15.4	15.4			+

5.2. Технологічний аудит ідеї проекту

Технологічна здійсненність ідеї проекту наведено в табл.5.3.

Таблиця 5.3

Технологічна здійсненність ідеї проекту

<i>Ідея проекту</i>	<i>Технології її реалізації</i>	<i>Наявність технологій</i>	<i>Доступність технологій</i>
Перетворення вихідної напруги відновного джерела енергії у напругу користувачької мережі з використанням багаторівневого інвертора, вихідні напруги модулів якого та алгоритм системи керування визначаються результатом перетворення бажаної вихідної напруги в орієнтованому базисі, з використанням модулів н основі квазі-z-інверторів	Розробка, дослідження, програмування;	Наявна	Доступна

5.3. Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

Попередню характеристика потенційного ринку стартап проекту наведено в табл. 5.4, а характеристика потенційних клієнтів в табл.5.5.

Таблиця 5.4

Попередня характеристика потенційного ринку стартап проекту

<i>Показники стану ринку (найменування)</i>	<i>Характеристика</i>
Кількість головних гравців, од	4
Загальний обсяг продаж, грн/ум.од	-
Динаміка ринку (якісна оцінка)	Зростає
Наявність обмежень для входу (вказати характер обмежень)	Відсутність масового виробника
Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації	Немає
Середня норма рентабельності в галузі (або по ринку), %	33.55

Таблиця 5.5

Характеристика потенційних клієнтів стартап-проекту

<i>Потреба, що формує ринок</i>	<i>Цільова аудиторія (цільові сегменти ринку)</i>	<i>Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів</i>	<i>Вимоги споживачів до товару</i>
Швидкий розвиток космічної відновлюваної енергетики, що потребує ефективних рішень у сфері перетворення напруг	1) Компанії, що займаються реалізацією систем електроживлення з використанням відновлюваних джерел енергії 2) Військова галузь, з метою створення резервних систем електроживлення	Експлуатація, в різних, як складних, так і умовах спокою;	- до продукції: Ефективність Надійність - до компанії-постачальника: Професіоналізм Чесність Порядність Технічна підтримка

Фактори загроз, їх зміст та можлива реакція компанії наведено в табл.5.6

Таблиця 5.6

Фактори загроз

<i>Фактор</i>	<i>Зміст загрози</i>	<i>Можлива реакція компанії</i>
Конкуренція	Можливість появи нових гравців на ринку, продукція яких буде кращою за ту ж вартість	Модифікація алгоритмів системи керування модулями інвертора з метою покращення характеристик вихідної напруги

В табл. 5.7 наведено фактори можливостей, їх зміст та можливу реакцію компанії.

Таблиця 5.7

Фактори можливостей

<i>Фактор</i>	<i>Зміст можливості</i>	<i>Можлива реакція компанії</i>
Низький коефіцієнт нелінійних спотворень вихідної напруги	Низький коефіцієнт нелінійних спотворень дозволяє підвищити якість вихідної напруги підвищуючи енергоефективність пристрою	Залучення нових клієнтів за допомогою маркетингу
Менші масогабаритні параметри	Менші масогабаритні параметри перетворювача відкривають більше можливостей щодо розміщення та зменшують масогабаритні параметри всієї системи електроживлення	Залучення нових клієнтів за допомогою маркетингу

В табл. 5.8 наведено результати ступеневого аналізу конкуренції на ринку.

Таблиця 5.8

Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

<i>Особливості конкурентного середовища</i>	<i>В чому проявляється дана характеристика</i>	<i>Вплив на діяльність підприємства (можливі дії компанії, щоб бути конкурентоспроможною)</i>
1. Тип конкуренції: чиста	В кого краще - в того купують	Покращення якості товару
2. За рівнем конкурентної боротьби: світова	Належить до вузького ринку збуту;	Розширення функціоналу та орієнтації користувачів
3. За галузевою ознакою: міжгалузева	Може бути використана в декількох галузях, які працюють з перетворенням напруги	Розширення функціоналу та галузей застосування, покращення ефективності перетворювача
4. Конкуренція за видами товарів: товарно-видова	Відрізняється методом визначення вихідних напруг та топологією силових модулів	Покращення ефективності перетворювача
5. За характером конкурентних переваг: цінова та нецінова	Чим дешевше – тим привабливіше; Чим краще – тим рентабельніше;	Покращення цінової політики та якості товару
6. За інтенсивністю: не марочна	Не жорстка конкуренція	Не агресивні форми піару

В табл.5.9 наведено фактори конкурентоспроможності та обґрунтування їх значущості.

Таблиця 5.9

Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

<i>Фактор конкурентоспроможності</i>	<i>Обґрунтування (наведення чинників, що роблять фактор для порівняння конкурентних проектів значущим)</i>
Ціна	Серед схожих по характеристикам систем обиратимуть ту, яка дешевше
Якість	Серед схожих по ціні систем обиратимуть яка має кращі характеристики
Відомість	При рівності двох перших факторів обиратимуть більш відомий товар

Результати порівняльного аналізу сильних та слабких сторін наведено в табл.5.10

Таблиця 5.10

Порівняльний аналіз сильних та слабких сторін «DP»

Фактор конкурентоспроможності	Бали 1-20	Рейтинг товарів-конкурентів у порівнянні з DP						
		-3	-2	-1	0	+1	+2	+3
Ціна					+			
Якість				+				
Відомість						+		

В табл.5.11 наведено аналіз слабких, сильних сторін стартап-проекту а також можливості та загрози.

Таблиця 5.11

SWOT- аналіз стартап-проекту

<p>Сильні сторони: Нижчий рівень коефіцієнту нелінійних спотворень Менші габарити Здатність роботи у несприятливих умовах Можливість відбору максимальної потужності сонячних батарей</p>	<p>Слабкі сторони: Немасовість Складність реалізації алгоритму систем керування</p>
<p>Можливості: Можливість додаткового зменшення рівня коефіцієнта нелінійних спотворень Можливість покращення алгоритму систем керування</p>	<p>Загрози: Поява більш ефективних топлотій силовій частини та систем керування</p>

5.4. Розробка маркетингової програми стартап-проекту

Для розроблення маркетингової програми стартап-проекту перш за все необхідно визначити базову стратегію конкурентної поведінки. Результати наведені в табл. 5.12

Таблиця 5.12

Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

<i>Чи є проект «першопрохідцем» на ринку?</i>	<i>Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів?</i>	<i>Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкурента, і які?</i>	<i>Стратегія конкурентної поведінки*</i>
3 точки зору принципів побудови – ні 3 точки зору обраного алгоритму керування та визначення амплітуд вихідної напруги модулів – так	Забирати існуючих у конкурентів	Так – загальні принципи побудови топології силової частини	Стратегія заняття конкурентної ніші

В табл. 5.13 наведено визначення ключових переваг концепції потенційного товару, тобто, вигоду, яку пропонує дана система для споживачів.

Таблиця 5.13

Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

<i>Потреба</i>	<i>Вигода, яку пропонує товар</i>	<i>Ключові переваги перед конкурентами (існуючі або такі, що потрібно створити)</i>
Підвищення якості вихідної напруги систем з альтернативними джерелами енергії	Ефективність та конкурентноспроможність	Застосування нового алгоритму керування та синтезу каскадного багаторівневого інвертора що дозволяє зменшити рівень коефіцієнту нелінійних спотворень вихідної напруги; Технічна підтримка

В табл.5.14 наведено рівень цін на товари заміни та аналоги, а також верхня та нижня межа ціни на систему.

Таблиця 5.14

Визначення меж встановлення ціни

<i>Рівень цін на товари-замінники</i>	<i>Рівень цін на товари-аналоги</i>	<i>Рівень доходів цільової групи споживачів</i>	<i>Верхня та нижня межі встановлення ціни на товар/послугу</i>
100-110% від ціни нашого продукту	100-120% від ціни нашого продукту	від 100000 грн	60000-90000грн

Формування системи збуту наведено в табл.5.15

Таблиця 5.15

Формування системи збуту

<i>Специфіка закупівельної поведінки цільових клієнтів</i>	<i>Функції збуту, які має виконувати постачальник товару</i>	<i>Глибина каналу збуту</i>	<i>Оптимальна система збуту</i>
Роздрібна та оптова закупівля продукту	Збут та налаштування товару	Усі можливі канали збуту (глибока)	Власна

Висновки до п'ятого розділу

В результаті проведеного маркетингового аналізу перспектив реалізації запропонованих науково-технічних рішень та пропозицій, оцінювання можливостей їх ринкового впровадження можна стверджувати, що розроблений перетворювач має можливість ринкової комерціалізації та може бути рентабельним проектом на ринку. Зростання попиту на аналогічні товари додає масовості придбання подібних товарів, але створює жорсткі конкурентні умови виходу на ринок.

Проект має високі перспективи впровадження з огляду на сучасний стан ринку, що потребує більш ефективних рішень. Перешкодами входження на ринок може бути сильний конкурентний тиск з боку великих фірм, які займаються розробкою подібних перетворювачів та алгоритмів синтезу, а також потреба у великій кількості кваліфікованих кадрів та дорогої апаратури. Але якщо правильно розставити пріоритети, зарекомендувати себе на ринку, то проект має великі шанси на прибуток. Подальша імплементація проекту є доцільною та рентабельною.

ВИСНОВКИ

1. В результаті проведеного огляду стандартів, що регламентують вимоги до якості вихідної напруги користувацької мережі, та специфіки роботи найбільш широкоживаних відновлюваних джерел енергії основними вимогами, що висуваються до інвертора у складі даних систем визначено можливість забезпечення коефіцієнту нелінійних спотворень вихідної напруги на рівні не вищому за 5%, забезпечення відбору максимальної потужності від відновлюваного джерела енергії та можливість забезпечення стабільної вихідної напруги системи електроживлення за роботи джерела за несприятливих зовнішніх умов, таких як низький рівень освітленості, що може бути компенсоване підвищенням вихідної напруги інвертора, та відсутність або низька швидкість вітрового потоку для систем з використанням сонячних панелей та вітрогенераторів відповідно. Огляд існуючих топологій систем електроживлення з використанням відновних джерел енергії визначив широке застосування багаторівневих топологій інверторів з метою зниження коефіцієнту нелінійних спотворень вихідної напруги систем та пристосованість більшості топологій систем електроживлення з ВДЕ до роботи з каскадними багаторівневими інверторами з відокремленими джерелами сталої напруги. Відповідно до результатів аналізу, багаторівневі інвертори напруги з можливістю підвищення амплітуди вхідної напруги інвертора визначено перспективним напрямком розвитку інверторів для застосування у системах з використанням сонячних батарей у якості джерел альтернативного живлення.

2. Короткий огляд та класифікація топологій інверторів, що знаходять використання у системах електроживлення з ВДЕ визначили топології інверторів з застосуванням імпедансних та квазі-імпедансних ланцюгів у вхідному колі як єдиних рішень, що здатні підвищити вихідну напругу інвертора за зниження вхідної, без внесення додаткових перетворювачів до схеми результуючого пристрою, та здатність

підтримувати роботу інвертора в точці відбору максимальної потужності, максимізуючи використання площі сонячних панелей, роблячи їх перспективним рішенням для використання у якості топології модулів каскадного багаторівневого інвертора для застосування в системах електроживлення з ВДЕ. Детальний аналіз та симуляція роботи топологій в середовищі Simulink визначив топологію з квазі-імпедансним ланцюгом у вхідному колі як переважнішу до застосування у якості топології силової частини інвертора через можливість зменшення масогабаритних параметрів модуля шляхом зменшення розрахункового значення індуктивності дроселів та напруги на конденсаторі схеми, усунення ряду недоліків властивих топології з імпедансним ланцюгом, таких як неможливість забезпечення сталої передачі струму від джерела вхідної напруги.

3. Симуляція роботи трирівневого каскадного інвертора з використанням інверторів з квазі-імпедансним ланцюгом у вхідному колі у якості складових модулів підтвердила правильність аналітичних даних щодо необхідних можливостей топології з одночасного підвищення вихідної напруги інвертора та зменшення коефіцієнту нелінійних спотворень, порівняно з аналогічними результатами для топологій з імпедансним та квазі-імпедансним ланцюгами. Розрахунок системи керування вказав на основний недолік топології - складність реалізації системи керування. З метою зменшення рівня КНС вихідної напруги топології до рівня регламентованого для користувачьких мереж змінного струму проведено розрахунок пасивного LC-фільтру, що визначив можливість застосування меншої індуктивності фільтра порівняно з однорівневими топологіями, а отже, зменшення основного недоліку топології яким є високі масогабаритні параметри. Аналіз форми та спектру вихідної напруги вказали на необхідність застосування методу підвищення якості вихідної напруги, що дозволяє зменшити амплітуду третьої гармоніки спектру вихідної напруги. Таким методом визначено синтез вихідних напруг модулів багаторівневого інвертора шляхом розкладання бажаної форми вихідної напруги в ряд спектрального ОБ-

перетворення. Недоліком методу встановлено ускладнення системи керування за зростання кількості використовуваних модулів що є недопустимим за застосування методу до обраної топлогії.

4. З метою взаємної компенсації недоліків застосування пасивних LC-фільтрів та синтезу інверторів з використанням аналізу спектру бажаної вихідної напруги проведене дослідження з комбінації даних методів покращення якості вихідної напруги за результатами якого визначено можливість додаткового зменшення індуктивності вихідного фільтру при збереженні кількості використовуваних модулів при досягненні заданого значення КНС у 5%, що визначило даний спосіб переважнішим до застосування у топології каскадного багаторівневого інвертора напруги для систем електроживлення з ВДЕ.

ABSTRACT

Due to the rapid development and widespread usage of Micro Grid technology, which involves alternative power sources as one of the main elements of the power supply network, the need to search for topologies capable of ensuring the maximum use of a constant current source, minimum losses during the transformation process and high quality output voltage has increased.

Process of selection of the optimal topology of a converter for operation with renewable energy sources (RES) involves taking into account the specifics of the operation of renewable sources, such as reduction of the output voltage under adverse external conditions, possibility of operation in the maximum power operating point for systems that use solar panels as a source of constant current. There are several studies that are devoted to the development and analysis of topologies of autonomous inverters for operation in power supply systems with renewable energy sources which were made by M.N. Makarov, R.G. Khaybrakhmanov, D.V. Tugai, T.V. Anisimova, J. Rodriguez, L.G. Franquelo and others. In order to create the optimal converter for operation in power supply systems that involves solar panel as a primary energy source F.Peng in study «Z source inverter» introduced a topology with an impedance circuit in the input of the inverter that is able to ensure the operation of the solar panel at the maximum power operating point and also allows to increase the output voltage to ensure the operation of the power system under adverse external conditions. In J. Lai's and F. Peng's, "Multilevel converters - a new breed of power converters" paper, a cascaded multi-level inverter circuit that consists of separate inverter cells is presented, which provides an opportunity to increase the amplitude of the output voltage for the application of low voltage input DC source and provides a wide range of possibilities for quality improvement of the output voltage. The problem of the proper formation of output voltage of cascaded multilevel inverter is considered in the articles "Multilevel Inverter, based on the multi-stage connection of three-level converters, scaled in power of three," of Juan W. Dixon, which

offers a method for generating the output voltages of the cascaded multilevel inverter for the degree of number 3 and "Formation of the output voltage of a multi-level inverter based on orthogonal transformations" written by T.A. Tereshchenko and V.A. Bezhenar , which considers the possibility of determining the optimal number of cells of a multi-level inverter and the amplitudes of the output voltage of the cells by decomposing the desired output voltage into orthogonal rows. Several surveys of K. Rajambal, J.Li, C. Hochgraf and others are devoted to the comparison of existing topologies by quality of the output voltage and efficiency of the energy transformation criteria.

Therefore, analysis, comparison, improvement and creation of new topologies of converters for power supply systems with alternative voltage sources is an actual topic of research.

The dissertation is devoted to the comparison of topologies of voltage inverters by parameter of total harmonic distortion (THD) ratio and determination of the most perspective directions of development of inverters for power supply systems with alternative voltage sources.

The purpose of this study is to determine the perspective topologies of voltage inverters for use in power supply systems with renewable energy sources and to create ways the quality of improvement of the output voltage based on the modification of the power units and control system.

To achieve this goal following tasks have been solved:

- a survey of existing power supply systems with RES, definition of main operation characteristics and requirements for inverters that are included in them was made;
- classification of inverters that are used in power supply systems with RES;
- investigation of possible topologies of cells of multilevel inverters with further definition of the output voltage THD ratio;
- simulation of the topology of the multilevel inverter in order to determine the the output voltage THD ratio;

- a research of a quality improvement methods for the output voltage of the inverters in power supply systems with RES was made.

The object of the study is process of conversion of a DC RES voltage into the AC voltage of home power supply networks.

The subject of the study is improvement of the quality parameters of the power converters in RES systems.

Scientific novelty of the obtained results is that:

1. A method of formation of MLI output voltage based on the decomposition of the desired form of the output voltage into a spectrum thru implementation of the OB transformation has been developed, which made it possible to reduce the THD ratio with ability of maintaining of the number of inverter cells.
2. For the first time a method for determination of the number of required output voltage levels with given value of the THD ratio for the cascade MLI was proposed, which allowed obtaining the desired form of the output voltage thru application of the OB conversion method and passive LC filter.
3. The amplitude of the third harmonic of the output voltage spectrum for the developed topology has been reduced, which made it possible to achieve the output voltage quality at the level regulated by the international standards of the quality of the voltage of the user network.

The practical value of the obtained results is that:

1. Identified topologies of converters that meet the requirements of power supply systems with RES such as possibility of increasing the input voltage of inverters without installing additional boost converters, ensuring reliable operation in the conditions of a short circuit on the load side.
2. MLI topology for the power supply system with alternative sources based on the formation of the output voltage waveform thru the application of the OB conversion method was proposed. The proposed method of formation of the output voltage has made it possible to reduce the value of the three-level cascade inverter THD ratio to a level of 15% without the additional methods

of filtration of the output voltage and necessity of increasing the number of MLI cells.

4. The method of combined application of passive LC filters and improvement of the quality of output voltage through its formation by means of OB conversion allowed to achieve the value of a THD ratio at the level of 5% for three-level inverter without necessity of application additional modules, which avoided further sophistication of the design of control system and system reliability reduction.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. S. Dasgupta, S. K. Sahoo and S. K. Panda, Single-Phase Inverter Control Techniques for Interfacing Renewable Energy Sources With Microgrid— Part I: Parallel-Connected Inverter Topology With Active and Reactive Power Flow Control Along With Grid Current Shaping // *IEEE Transactions on Power Electronics*, March 2011. Vol. 26, № 3. P. 717-731.
2. Zheng Zeng, Huan Yang, Rongxiang Zhao, Chong Cheng, Topologies and control strategies of multi-functional grid-connected inverters for power quality enhancement: A comprehensive review // *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2013. Vol. 24, №6. P. 223-270.
3. Keyhani Ali, Marwali Muhammad, Smart Power Grids 2011, - Dresden: Springer, 2011 – 611 с.
4. М.Н. Макаров, В.Г. Хайбрахманов. Многоуровневые инверторы напряжения. Обзор топологий и применение. *Вестник технологического университета*, Казань, 2016. Том 19, Вып. 22. С. 134-138.
5. Д.В. Тугай, Уменьшение потерь и улучшение качества электроэнергии в системах коммунального электроснабжения, *Технічна електродинаміка*, Київ, 2008. Том 2, Вып. 2. С. 80-87.
6. Т.В. Анисимова, А.В. Данилина, В.В. Крючков. Способы повышения качества выходного напряжения инверторов со ступенчатым выходным напряжением. *Вестник МАИ*, Москва, 2010. Том. 17, Вып. 1. С. 103-112.
7. L.G. Franquelo, J. Rodriguez, J.I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, M.A.M. Prats, The age of multilevel converters arrives // *IEEE Ind. Electron. Mag.*, Jun. 2008. Vol.2, № 2. P. 28-39.
8. J. Lai, F. Peng, Multilevel converters - a new breed of power converters. *IEEE Trans. Ind. Appl.* May/Jun.1996. Vol. 32. No. 3. P. 509-517.
9. Juan W. Dixon, Multilevel Inverter, based on multi-stage connection of three-level converters, scaled in power of three

10. Т.А. Терещенко, В.А. Беженар. Формирование выходного напряжения многоуровневого инвертора на базе ортогональных преобразований. *Техническая электродинамика*, Киев, 2012. Вип. 2. С. 51-52.
11. K. Rajambal, P. Sanjeevikuar, A. Chinnaponnu. Comparison of MLI and Z-source inverter for transformerless operation of Single-Phase photovoltaic systems. *Thahammasat Int. J. Sc., Tech.* January/March 2010. Vol. 15. No. 1. P. 554-558.
12. J. Li, J. Liu and Z. Liu, Comparison of Z-source inverter and traditional two-stage boost-buck inverter in grid-tied renewable energy generation, *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Wuhan, 2009. P. 1493-1497.
13. C. Hochgraf, R. Lasseter, D. Divan, T. A. Lipo. Comparison of multilevel inverters for static VAR compensation. *IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meeting*, 1994. P. 921-928.
14. M. Bouzguenda, A. Gastli, A.H.A. Badi and T. Salmi, Solar photovoltaic inverter requirements for smart grid applications, *2011 IEEE PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies - Middle East*, Jeddah, 2011. P. 1-5.
15. Christopher Koroneos, Thomas Spachos, Nikolaos Moussiopoulos, Exergy analysis of renewable energy sources, *Renewable Energy*, Vol. 28, № 2. P.295-310.
16. N.L. Panwar, S.C. Kaushik, Surendra Kothari, Role of renewable energy sources in environmental protection: A review, 2011. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Vol.15, №3. P. 1513-1524.
17. Y. Fang and X. Ma, A Novel PV Microinverter With Coupled Inductors and Double-Boost Topology, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Dec. 2010. Vol. 25, № 12. P. 3139-3147.
18. K. K. Gupta and S. Jain, A Novel Multilevel Inverter Based on Switched DC Sources, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, July 2014. Vol. 61, № 7. P. 3269-3278.

19. N.D. Mortimer, Energy analysis of renewable energy sources, *Energy Policy*, 1991. Vol. 19, № 4. P. 374-385.
20. Iva Kralova, Johan Sjöblom, Biofuels–Renewable Energy Sources: A Review, *Journal of Dispersion Science and Technology*, 2010. Vol. 31, № 3. P.409-425
21. Angeliki Menegaki, Valuation for renewable energy: A comparative review, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2008. Vol. 12, № 9. P. 2422-2437.
22. X. Fang, S. Misra, G. Xue and D. Yang, Smart Grid — The New and Improved Power Grid: A Survey, *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2012. Vol. 14, № 4. P. 944-980.
23. H. Farhangi, The path of the smart grid, *IEEE Power and Energy Magazine*, 2010. Vol. 8, № 1, P. 18-28.
24. Staffan Jacobsson, Anna Bergek, Transforming the energy sector: the evolution of technological systems in renewable energy technology, *Industrial and Corporate Change*, October 2004. Vol. 13, № 5. P. 815–849.
25. James Momoh, Smart Grid: Fundamentals of design and analysis, - New Jersey: John Wiley & Sons inc., 2012 – 203c.
26. E.ON Netz Grid Code, Bayreuth; E.ON Netz GmbH. Germany, 1 Aug. 2003.
27. International Electrotechnical Commission, IEC Standard, Publication61000-3-6, Electromagnetic Compatibility, Assessment of Emission Limits for Distorting Loads in MV and HV Power Systems, 1996.
28. IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources With Electric Power Systems, IEEE Std. 1547, 2003.
29. G.L. Johnson, Wind Energy Systems, - Prentice-Hall, INC., 1985 – 510 c.
30. R. Swisher, C.R. de Azua, and J. Clendenin: Strong Winds on the Horizon: Wind Power Comes on Age, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 89, № 12, P. 1757-1764

31. D. J. Trudnowski, A. Gentile, J. M. Khan and E. M. Petritz, Fixed-speed wind-generator and wind-park modeling for transient stability studies, *IEEE Transactions on Power Systems*, Nov. 2004. Vol. 19, № 4. P. 1911-1917.
32. J. Ekanayake and N. Jenkins, Comparison of the response of doubly fed and fixed-speed induction generator wind turbines to changes in network frequency, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Dec. 2004. Vol. 19, № 4. P. 800-802.
33. M. Orabi, F. El-Sousy, H. Godah, and M. Z. Youssef, High-performance induction generator-wind turbine connected to utility grid, *INTELEC 2004 26th Annual International*, Sept. 2004. P.697 – 704.
34. A. Miller, E. Muljadi and D. S. Zinger, A variable speed wind turbine power control, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, June 1997. Vol. 12, № 2. P. 181-186.
35. Z. Chen, E. Spooner, Grid power quality with variable speed wind turbines, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, June 2001. Vol. 16, № 2. P. 148-154.
36. J. M. Carrasco, Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, June 2006. Vol. 53, № 4. P. 1002-1016.
37. S. Bum-Seok, G. Sinha, M. D. Manjrekar, T. A. Lipo, Multilevel Power Conversion – An Overview of Topologies and Modulations Strategies, *Proceedings of the International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments*, 1998. Vol. 2, P. 12-20.
38. L. M. Tolbert, Fang Zheng Peng, and T. G. Habetler, Multilevel converters for Large Electric drives, *IEEE Transactions on Industry Applications*, June 2001. Vol. 35, № 1. P. 36 – 44.
39. R. Portillo, M. M. Prats, J. I. Leon, J. A. Sanchez, J. M. Carrasco, E. Galvan, and L. G. Franquel, Modeling Strategy for Back-to-Back Three-Level Converters Applied to High-Power Wind Turbines, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Oct. 2006. Vol. 53, № 5. P. 1483-1491.

40. Liuchen Chang, Qincy Wang, Pinggang Song, Application of finite element method in design of a 50 kW direct drive synchronous generator for variable speed wind turbines, *The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2004*. Xi'an, Vol.2. P. 591-596.
41. I. Schiemenz, M. Stiebler, Control of a permanent magnet synchronous generator used in a variable speed wind energy system, *IEMDC 2001. IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, Cambridge, MA, USA, 2001. P. 872-877.
42. Limits for Harmonic Current Emission (Equipment Input Current <16A per Phase), EN 61000-3-2, 1995
43. Characteristics of the Utility Interface for Photovoltaic (PV) systems, IEC 61727 CDV (Comittee Draft for Vote), 2002.
44. 2002 National Electrical Code, National Fire Protection Association, Inc., Quincy, MA, 2002.
45. M. Calais, J. Myrzik, T. Spooner, and V. G. Agelidis, Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems—An overview, *Proc. IEEE PESC'02*, 2002. Vol. 2. P. 1995–2000.
46. S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, F. Blaabjerg, Power inverter topologies for photovoltaic modules—A review, *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, 2002. Vol. 2. P. 782–788.
47. Subhendu Guha, Can your roof provide your electrical needs? – The growth prospect of building-integrated photovoltaic, *Conf. Rec. Thirty-first IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, Jan. 2005. P. 12 – 16.
48. H. Oldenkamp, I. J. de Jong, C. W. A. Baltus, S. A. M. Verhoeven, S. Elstgeest, Reliability and accelerated life tests of the AC module mounted OKE4 inverter, *Proc. IEEE Photovoltaic Specialists Conf.*, 1996. P. 1339–1342.
49. M. Calais, V. G. Agelidis, Multilevel converters for single-phase grid connected photovoltaic systems—an overview, *Proc. IEEE ISIE'98*, 1998. Vol. 1. P. 224–229.

50. R. Gonzalez, E. Gubia, J. Lopez and L. Marroyo, Transformerless Single-Phase Multilevel-Based Photovoltaic Inverter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, July 2008. Vol. 55, № 7. P. 2694-2702.
51. Y. Huang, M. Shen, F. Z. Peng, J. Wang, Z-Source Inverter for Residential Photovoltaic Systems, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Nov. 2006. Vol. 21, № 6. P. 1776-1782.
52. B. Ge, An Energy-Stored Quasi-Z-Source Inverter for Application to Photovoltaic Power System, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Oct. 2013. Vol. 60, № 10. P. 4468-4481.
53. Y. Xue, L. Chang, S. B. Kjaer, J. Bordonau, T. Shimizu, Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview, *IEEE Trans. Power Electron.*, Sep. 2004. Vol. 19, № 5. P. 1305–1314.
54. B. Lindgren, Topology for decentralised solar energy inverters with a low voltage ac-bus, *Proc. EPE'99*, 1999.
55. A. Zahedi, Solar photovoltaic (PV) energy; latest developments in the building integrated and hybrid PV systems, *Renewable Energy*, 2006. Vol. 31, № 5. P. 711-718.
56. F. Blaabjerg, Z. Chen, and S. B. Kjaer, Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems, *IEEE Trans. Power Electron.*, Sep. 2004. Vol. 19, № 5. P. 1184–1194.
57. F. Blaabjerg, Y. Yang, Overview of single-phase grid-connected Photovoltaic systems, *Electric power components and systems*, 2015. Vol. 43, №12. P. 1352-1363.
58. J.M.A. Myrzik, M. Calais, String and module integrated inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems—A review, *Proc. IEEE Bologna PowerTech Conf.*, 2003. Vol. 2, №2. P. 430–437.
59. M. Meinhardt and G. Cramer, Multi-string-converter: The next step in evolution of string-converter technology, *Proc. 9th Eur. Power Electronics and Applications Conf.*, 2001. Vol. 1, №2. P.230-236.

60. S. Heier, Grid integration of energy conversion - New Jersey: John Wiley & Sons inc.,2011 - 515 c.
61. F.Blaabjerg, R.Teodorescu, Power converters and control of renewable energy systems, *Proc. 6th Int. Conf. Power Electron*, 2004. Vol. 1. P.1-17.
62. P.Thoergensen, F.Blaabjerg, Adjustable speed drives in the next decade: further steps in industry and academia, , *Electric power components and systems*, 2004. Vol. 32, №1. P. 13-31.
63. F. Blaabjerg, Z. Chen and S. B. Kjaer, Power electronics as efficient interface of renewable energy sources, *The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Xi'an, 2004. Vol.3, P. 1731-1739.
64. S. Khomfoi, L.M. Tolbert, Multilevel power converters. Power electronics handbook, *Eslevier*, 2007. P. 451-482.
65. S. G. Song, F. S. Kang, S. J. Park, Cascaded multilevel inverter employing three-phase transformers and single dc input, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Jun.2009. Vol. 56, № 6. P. 2005-2014.
66. M. R. Banaei, A. R. Dehghanzadeh, DVR based cascaded multilevel Z-source inverter, *2010 IEEE International Conference on Power and Energy*, Kuala Lumpur, 2010, P. 51-56.
67. D. Sun, B. Ge, W. Liang, H. Abu-Rub, F. Z. Peng, "An Energy Stored Quasi-Z-Source Cascade Multilevel Inverter-Based Photovoltaic Power Generation System," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Sept. 2015, Vol. 62, № 9. P. 5458-5467.
68. G. Yerri Babu, B. A. Loveswara Rao,Novel Cascaded Multilevel Inverter with Half Bridge and Full Bridge Cells in Series, *International Journal of Science and Advanced Technology*, 2012. Vol. 2, №1. P.71-76.
69. А.И. Солодовник, Анализ и синтез статических преобразователей частоты с использованием ортогональных базисов: дис. канд-та техн. наук: 03.06.79/ Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, 1981. 36 с.

70. В.Я. Жуйков, Л.М. Лук'яненко, Д.А. Миколаєць, К.С. Осипенко, А.О. Стелюк, Т.О. Терещенко, Ю.С. Ямненко. Підвищення ефективності систем з відновлюваними джерелами енергії: монографія. Київ: Кафедра, 2018.
71. M. Glinka, R. Marquardt, A new ac/ac multilevel converter family, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Jun. 2005. Vol. 52, № 3. P. 662-669.
72. F.Z. Peng, Z-source inverters, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Mar. 2003. Vol. 39, № 2. P. 504-510.
73. M Hanif, K Gaughan, Understanding the operation of a Z-source inverter for photovoltaic application with a design example, *Power Electronics, IET*. 4, 2011. P.278 – 287.
74. Umarani D., Seyezhai Dr.R. A comparative study of conventional and quasi Z-source multilevel inverter for photovoltaic applications. *Electrical and Electronics Engineering: An International Journal (ELELIJ)*. May 2015. Vol. 4. № 2. P. 143-154.
75. A. Abdelhakim, P. Davari, F. Blaabjerg and P. Mattavelli, Analysis and Design of the Quasi-Z-Source Inverter for Wide Range of Operation, *2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Padua, 2018, P. 1-6.
76. А.А. Шавелкин, Однофазный каскадный многоуровневый преобразователь для комбинированных систем электроснабжения с фотоэлектрическими батареями, *Вісник КНУТД*, Київ, 2017. Вип. №2 (108). С. 89-98.
77. W. Santiago, Inverter Output Filter Effect on PWM Motor Drives of a Flywheel Energy Storage System, *2nd International Energy Conversion Engineering Conference* Jun 2014. Vol. 2. № 3. P. 143-162.
78. А. Захаров, Расчет выходного фильтра ШИМ-инвертора, *Силовая электроника*, 2005. Вип. №1. С. 46-49.