

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

магістр

(назва освітнього ступеня)

на тему: **Одноступеневий однофазний інвертор для фотоелектричних систем**

Виконав(ла): студент 6 курсу, групи ЕТм
спеціальності 141

«Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка»

(шифр і назва спеціальності)

Шидлось П.А.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

Керівник

(підпис)

Філюк Я.О.

(прізвище та ініціали)

Нормоконтроль

(підпис)

Коваль В.П.

(прізвище та ініціали)

Завідувач
кафедри

(підпис)

Коваль В.П.

(прізвище та ініціали)

Рецензент

(підпис)

Золотий Р.З.

(прізвище та ініціали)

Міністерство освіти і науки України
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

Факультет Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії
(повна назва факультету)
Кафедра Електричної інженерії
(повна назва кафедри)

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри
Коваль В.П.
(підпис) (прізвище та ініціали)
« » 202_ р.

ЗАВДАННЯ

НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

на здобуття освітнього ступеня магістр
(назва освітнього ступеня)
за спеціальністю 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка
(шифр і назва спеціальності)
студенту Шидлосю Павлу Андрійовичу
(Прізвище, Ім'я, По Батькові)

1. Тема роботи Одноступеневий однофазний інвертор для фотоелектричних систем

Керівник роботи Філюк Ярослав Олександрович, к.т.н., доц.
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

Затверджені наказом ректора від «12» Листопада 2025 року № 4/7-966

2. Термін подання студентом завершеної роботи Грудень 2025 року

3. Вихідні дані до роботи Тип енергетичної системи: фотоелектрична установка з можливістю роботи автономно або в режимі мережевого інвертора. Вимоги до вихідної напруги інвертора. Схемно-технічні вимоги: використання одноступеневої схем з прямим перетворенням DC–AC; широтно-імпульсна модуляція (ШІМ) як метод керування; можливість реалізації алгоритму MPPT

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити)

1. Аналітичний розділ

2. Розрахунково-дослідницький розділ

3. Проектно-конструкторський розділ

4. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень, слайдів)

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Охорона праці. Безпека в надзвичайних ситуаціях	Гурик О. Я. к.т.н., доцент		
	Теслюк В.М., проректор з АГРБ		
Нормоконтроль	Коваль В. П. к.т.н., зав. кафедри ЕІ		

7. Дата видачі завдання _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Вступ		
2	Аналітичний розділ		
3	Розрахунково-дослідницький розділ		
4	Проектно-конструкторський розділ		
5	Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях		
6	Висновки		
7	Оформлення пояснювальної записки		
8	Оформлення графічної частини		

Студент

(підпис)

Шидлось П.А.

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи

(підпис)

Філюк Я.О.

(прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

Шидлось П.А. Одноступеневий однофазний інвертор для фотоелектричних систем.

Стор.65; рис.24; табл.1 ; джерел -14; додатків - 0.

Метою кваліфікаційної роботи було дослідження одноступеневого однофазного інвертора для фотоелектричних систем, здатного забезпечувати ефективне перетворення постійної напруги сонячних панелей у змінну напругу необхідної якості при мінімальних енергетичних втратах та високій стабільності роботи

У роботі досліджено одноступеневий однофазний інвертор для фотоелектричних систем з м'яким перемиканням. Запропоновано формалізований опис станів і режимів роботи на основі класифікацій, що дозволяє систематично аналізувати модуляцію та потоки потужності. Проаналізовано умови досягнення ZVS, визначено мінімальний струм індуктора та мертвий час для різних типів переходів, у тому числі складних. Працездатність інвертора й алгоритмів керування підтверджено схемотехнічним моделюванням, яке показало стабільну роботу, синусоїдальну вихідну напругу та зменшені комутаційні втрати.

Ключові слова: інвертор, фотоелектричні системи, режими роботи, модуляція.

ЗМІСТ

Реферат	3
ЗМІСТ	4
ВСТУП	6
1. АНАЛІТИЧНИЙ РОЗДІЛ	9
1.1 Однофазні інвертори для фотоелектричних систем	9
1.1.1 Безтрансформаторні інвертори	10
1.1.2 Струм витоку та фільтр синфазного струму	12
1.2 Пульсація потужності та накопичувальний конденсатор	13
1.3 Архітектури, класифіковані за розташуванням накопичувального конденсатора	18
1.4 Висновок до розділу	20
2 ПРОЕКТНО-КОНСТРУКТОРСЬКИЙ РОЗДІЛ	21
2.1 Режими роботи та стани перемикачів в інвертор для фотоелектричних систем	21
2.2 ZVS-переходи в однофазному інверторі для фотоелектричних систем	26
2.3 Мінімальний струм і час неробочого ходу для ZVS	28
2.3.1 Переходи, коли вимикається один перемикач	29
2.3.2 Переходи з вимкненням більш ніж одного перемикача одночасно	35
2.4 Перевірка та моделювання режимів роботи інвертора	39
2.5 Висновки до розділу	43
3 НАУКОВО-ДОСЛІДНИЦЬКИЙ РОЗДІЛ	45
3.1 Опис та результату моделювання всієї системи	45
3.2 Висновки до розділу	55
4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	56
4.1 Охорона праці	56
4.1.1. Підвищення стійкості функціонування організації в надзвичайних ситуаціях.	57

4.2. БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	59
4.2.1. Заходи з електробезпеки	59
4.2.2. Заходи протипожежної безпеки	60
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	62
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	64

ВСТУП

Актуальність теми роботи Сучасний розвиток відновлюваної енергетики та зростання інтересу до екологічно чистих джерел живлення зумовлюють активне впровадження фотоелектричних систем у побутовій та промисловій сферах. Ефективне використання енергії сонячного випромінювання потребує надійного перетворення постійного струму, що генерується сонячними панелями, у змінний струм, придатний для живлення споживачів або передавання в електромережу. Одним із ключових елементів таких систем є інвертор, який визначає загальну продуктивність, енергоефективність та стабільність роботи фотоелектричного комплексу.

Актуальність дослідження одноступеневих однофазних інверторів зумовлена глобальним трендом переходу до децентралізованої енергетики, потребою зменшення залежності від викопних ресурсів та посиленням вимог до енергоефективних перетворювальних пристроїв. Одночасно з поширенням фотоелектричних систем зростає потреба у компактних, надійних і високоефективних інверторах, здатних працювати у широкому діапазоні вхідних параметрів та забезпечувати високу якість вихідної напруги.

Одноступеневі однофазні інвертори є перспективними завдяки своїй структурній простоті, зменшеним втратам енергії та високій надійності. Вони забезпечують пряме перетворення постійної напруги в однофазну змінну без необхідності використання проміжних перетворювачів, що підвищує загальну ефективність та зменшує собівартість фотоелектричної системи. Завдяки цьому такі інвертори широко застосовуються в автономних та мережевих установках малої та середньої потужності.

Разом із тим створення високоефективного інвертора вимагає врахування вимог до форми вихідної напруги, оптимізації алгоритмів керування, мінімізації гармонічних спотворень та забезпечення стабільної роботи при змінних умовах освітленості. Дослідження цих аспектів сприяє підвищенню ефективності фотоелектричних систем і підтримує подальше поширення сонячної енергетики.

Мета і завдання роботи: дослідити одноступеневий однофазний інвертор для фотоелектричних систем, здатний забезпечувати ефективне перетворення постійної напруги сонячних панелей у змінну напругу необхідної якості при мінімальних енергетичних втратах та високій стабільності роботи.

Досягнення мети визначається вирішенням наступних завдань:

1. Проаналізувати принцип роботи одноступеневого однофазного інвертора та обґрунтувати вибір його структури для фотоелектричних систем.
2. Розробити класифікацію станів перемикання та режимів роботи інвертора і дослідити їх вплив на напругу та струми в силовому каскаді.
3. Проаналізувати складні комутаційні переходи з одночасним вимкненням кількох ключів і їх вплив на пікові струми та втрати.
4. Розробити та реалізувати алгоритм керування інвертором, здатний забезпечити стабільну роботу та формування синусоїдальної вихідної напруги.
5. Провести схемотехнічне моделювання всієї системи та оцінити техніко-енергетичні показники інвертора для різних типів навантажень.

Об'єкт дослідження: процеси перетворення та керування електричною енергією в одноступеновому однофазному інверторі фотоелектричної системи, включаючи комутаційні процеси, формування струму індуктора та забезпечення м'якого перемикання.

Предмет дослідження: Техніко-енергетичні характеристики одноступеневого однофазного інвертора для фотоелектричних систем у різних режимах роботи, з урахуванням модуляції, процесів комутації, умов реалізації ZVS та впливу паразитних елементів.

Наукова новизна отриманих результатів: Удосконалено аналітичну методику визначення умов реалізації перемикання при нульовій напрузі (ZVS) для всіх можливих переходів між комутаційними станами, з урахуванням напрямку струму індуктора та одночасного вимкнення кількох комутаторів.

Отримано аналітичні вирази для мінімального струму індуктивності та мінімального мертвого часу, необхідних для забезпечення повного ZVS, що дає змогу кількісно оцінювати межі м'якого перемикання.

Практична цінність результатів дослідження. Запропоновані методи класифікації станів і режимів роботи інвертора можуть бути безпосередньо використані при проєктуванні та налаштуванні однофазних інверторів для фотоелектричних систем з метою спрощення аналізу та синтезу модуляції.

Підтверджена працездатність інверсійного керування з однією ітерацією створює передумови для його реалізації на мікроконтролерах із обмеженими обчислювальними ресурсами

Апробація результатів магістерської роботи. Основні положення роботи і її результати доповідалися на Міжнародній науково-технічній конференції „Фундаментальні та прикладні проблеми сучасних технологій“, присвячена 180-річчю з дня народження Івана Пулюя та 65-річчю з дня заснування Тернопільського національного технічного університету імені Івана Пулюя, 2025р.

Структура роботи. Робота складається з розрахунково-пояснювальної записки та графічної частини. Розрахунково-пояснювальна записка складається з вступу, 4 розділів, висновків та переліку посилань.

1. АНАЛІТИЧНИЙ РОЗДІЛ

1.1 Однофазні інвертори для фотоелектричних систем

Загалом, однофазні інвертори знаходять застосування в ДБЖ, відновлюваній енергетиці, побутовій техніці, моторних приводах та розподілених мережах, серед іншого [1]. З зору виконання, існують інвертори, розроблені як інвертори з джерелом напруги (VSI) або як інвертори з джерелом струму (CSI). У цьому застосуванні напруга постійного струму є майже постійною, тому тут і далі розглядаються лише VSI.

Що стосується функції інвертора, то можна розглянути два типи: інвертори, що формують мережу або автономні (ФМ) (Grid Forming), та інвертори, що слідують за мережею або мережеві (СМ) (Grid Following) [1]. Хоча схеми в обох випадках однакові, їх функції та структури управління відрізняються. Завданням мережевих інверторів є видача струму в мережу з високим коефіцієнтом потужності, що, як правило, характерно для мережевих фотоелектричних інверторів, підключених до мережі. Тому цей тип інверторів зазвичай використовує фазовий автопідстроювач (ФА) і вимагає виявлення нульового перетину змінної напруги для синхронізації вихідного струму з мережевою напругою. Додаткові функції, які іноді зустрічаються в цих типах інверторів, полягають у забезпеченні реактивної потужності або максимізації потужності, що споживається з фотоелектричної панелі, за допомогою функції відстеження точки максимальної потужності (MPPT). На відміну від них, *автономні* інвертори генерують синусоїдальну напругу безпосередньо, замість того, щоб подавати струм в існуючу мережу. Тому такі функції, як ФА і виявлення нульового перетину, не потрібні. Цей тип роботи називається *автономним режимом* у [2]. У цих інверторах потужність, що видається, залежить від навантаження. Як наслідок, функція MPPT не може бути реалізована, оскільки вхідна потужність не може вільно регулюватися. Необхідно розробити інвертор, що *формує* мережу, оскільки однією з цілей

керування інвертором є генерування середньоквадратичного значення вихідної напруги 240 В при частоті 50 Гц.

Фотоелектричні інвертори також можна класифікувати як ізольовані або неізольовані, також відомі як безтрансформаторні. На користь ізольованої схеми свідчать два основні аспекти. По-перше, у випадку з трансформатором коефіцієнт підсилення легко регулюється шляхом вибору відповідного коефіцієнта трансформації трансформатора. Такі типи інверторів зазвичай використовуються, коли вхідна напруга низька [2]. По-друге, трансформатор забезпечує гальванічну розв'язку. Ізоляція може бути досягнута або за рахунок використання трансформаторів лінійної частоти, або високочастотних трансформаторів. У першому випадку, через низьку робочу частоту, трансформатор зазвичай є громіздким, з великими втратами і дорогим [2]. Коли трансформатор є частиною інвертора і працює на частоті перемикання, розмір і вартість значно зменшуються [3]. При цьому, найменший, найлегший, найекономічнішим і найефективнішим рішенням часто є використання безтрансформаторних схем, коли це можливо.

1.1.1 Безтрансформаторні інвертори

Найпоширенішою схемою для безтрансформаторних інверторів, коли вхідна напруга вища за вихідну, є повний міст [4]. Повний міст: Також називається Н-міст. Він зображений на рисунку 1.1 а) з котушкою індуктивності, розділеною на дві ніжки. За бажанням можна розмістити один індуктор в кожній нозі. Повний міст є найпопулярнішим рішенням через свою простоту [5].

Може бути застосовано кілька схем модуляції, найпоширенішими з яких є біполярна та уніполярна модуляція [4]. Коли застосовується біполярна модуляція, операція поділяється на два стани. У першому стані Q_1 і Q_4 закриті. У другому стані Q_2 і Q_3 закриті. Таким чином, в циклі перемикання напруга, що подається на індуктор, становить $V_g - V_o$ і $-V_g - V_o$ відповідно. За допомогою ШІМ-модуляції вихідну напругу можна регулювати, керуючи робочим циклом. При уніполярній модуляції, окрім двох попередніх станів, є ще два стани, коли

Q_1 і Q_2 закриті або Q_3 і Q_4 закриті. Отже, напруга в котушці індуктивності також може приймати значення $-V_o$ і модуляція має три рівні [6]. Вибір модуляції призводить до різних розмірів котушки індуктивності. Вольт-секунда, що подається на котушку індуктивності, є меншою у випадку уніполярної модуляції через додатковий рівень і через те, що ефективна частота в котушці індуктивності вдвічі перевищує частоту перемикавання. Це призводить до більш компактної та ефективної конструкції. Однак уніполярна модуляція також призводить до проблем, пов'язаних зі струмом витоку.

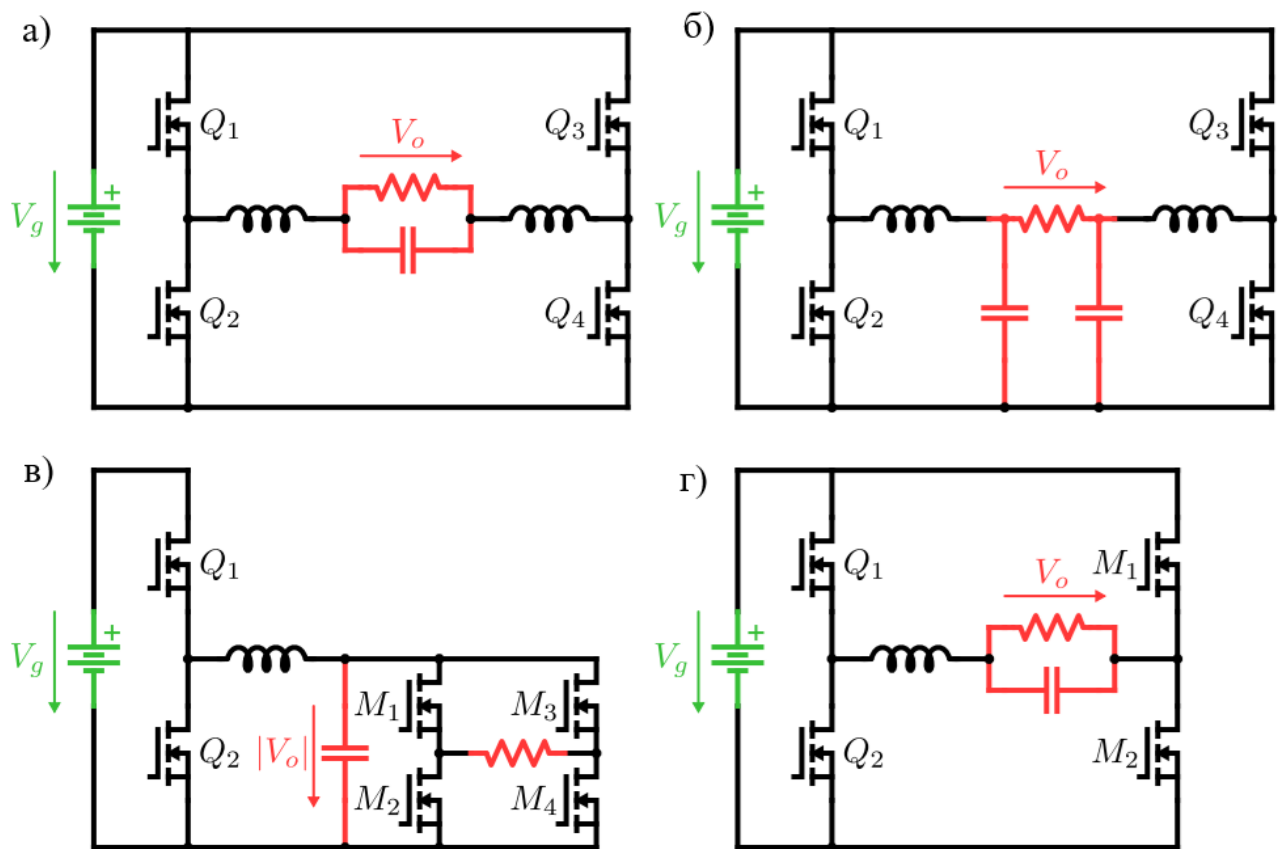


Рисунок 1.1 - Поширені однофазні безтрансформаторні інвертори. Q - транзистори працюють на частоті комутації, тоді як M-транзистори комутуються на частоті мережі. а) Повномостовий, б) двотактний перетворювач, в) 4-тактний понижаючий, д) 2-тактний понижаючий.

Два понижувальних перетворювачі напруги. Іншим поширеним варіантом є використання двох окремих широтно-імпульсних перетворювачів для генерування двох напруг з різницею V_o , як показано на рисунку 1.1 б). Можлива модуляція полягає в підтримці постійної напруги середньої точки навантаження

на рівні $V_g/2$ по відношенню до від'ємної клема входу [7]. Ця схема також базується на Н-мості.

Понижувальний перетворювач + розгортка синусоїди: Інший варіант - це використання понижувального-перетворювача для генерації випрямленої вихідної напруги, а потім розгортки синусоїди для зміни полярності вихідної напруги на лінійній частоті. Функція розгортки еквівалентна функції діодного моста у випрямлячі. Іншою альтернативою є використання лише двох перемикачів для розгортання, як показано на рисунку 1.1 г), один з яких підключений до позитивної клема входу, а інший - до негативної клема. Ця схема називається повний міст (Full-Bridge) з *гібридною модуляцією* і DC/|AC|+ розгортка сигналу. Вибір інвертора впливає на конструкцію котушки індуктивності та фільтрів спільного режиму (CM) і диференціального режиму (DM).

1.1.2 Струм витоку та фільтр синфазного струму

Через відсутність ізоляції безтрансформаторних інверторів, струм витоку або струм замикання на землю є важливою проблемою у фотоелектричних системах [8]. Фотоелектричні панелі мають значну паразитну ємність між своїми клемми та землею. Ця ємність підключена між вхідними і вихідними клемми інвертора, коли вихід інвертора заземлений. Тоді великі коливання напруги CM фільтра між входом і виходом можуть генерувати великий струм витоку через цю паразитну ємність. Ця паразитна ємність і шлях струму витоку показані на рисунку 1.2. Струм витоку генерує втрати, гармоніки, що інжектуються в мережу, а також кондуктивні та випромінювані випромінювання [9]. Тому він обмежується різними стандартами у світі. Таким чином, обмеження струму заземлення є не тільки зручним, але й обов'язковим. Ця вимога означає, що схема і модуляція повинні бути обрані ретельно, щоб уникнути змінної напруги на CM, або ж потрібні CM-фільтри для зменшення амплітуди цього струму.

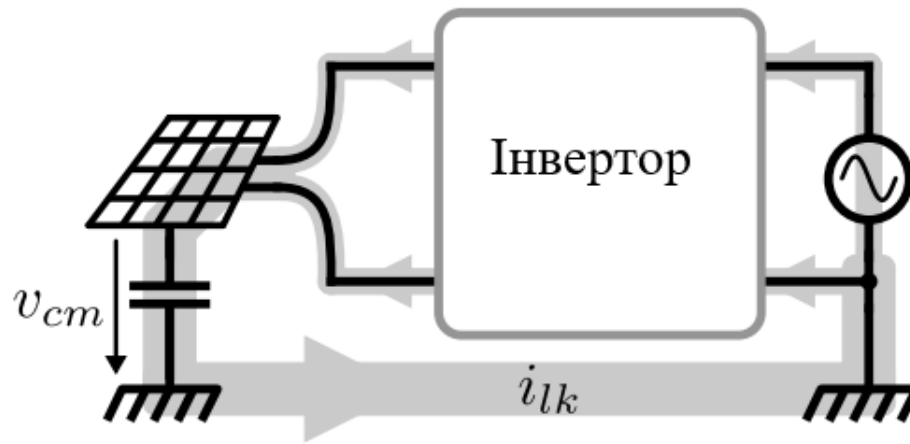


Рисунок 1.2 - Струм витоку, i_{lk} , індукований в паразитній ємності ФЕП напругою CM між входним і вихідним портами, v_{cm} .

Щодо міркувань ЕМІ, на рисунку 1.3 показано, як вимірюється шум. На рисунку показана мережа стабілізації імпедансу лінії (LISN) [10]. Два варіанти заземлення інвертора позначені пунктирними лініями. На рисунку 1.3 показано різні з'єднання з землею, щоб дати уявлення про різні шляхи, якими може йти струм витоку та інші струми заземлення. Для обмеження кондуктивних завад можна додати фільтри DM і CM.

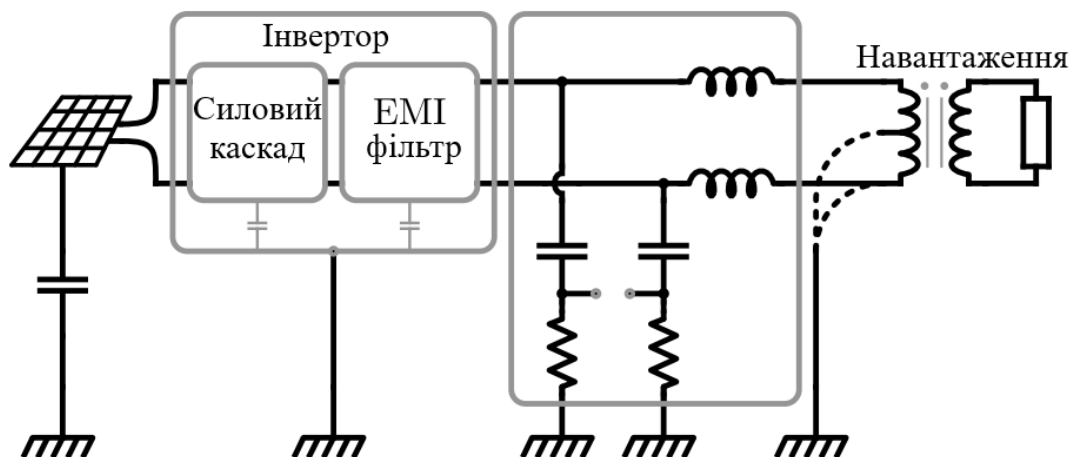


Рисунок 1.3 - Підключення LISN для вимірювання ЕМІ, що показує різні варіанти підключення системи до заземлення.

1.2 Пульсація потужності та накопичувальний конденсатор

Однією з основних проблем інверторів, призначених для фотоелектричних систем, незалежно від того, ізолювані вони чи ні, є вплив

пульсацій потужності на вході. У фотоелектричних системах постійна вхідна потужність зручна, оскільки компоненти змінного струму погіршують продуктивність сонячної панелі на максимальній потужності. Через криву V-I, сонячна панель буде працювати навколо точки максимальної потужності, якщо її напруга містить пульсації 100 Гц, отже, загальна потужність, що постачається фотоелектричною панеллю, зменшується. Іншими словами, для отримання максимальної потужності сонячної панелі її напруга і струм повинні бути постійними. Ця проблема стосується не тільки сонячних панелей, вона також присутня в паливних елементах, зарядних пристроях для акумуляторів і драйверах світлодіодів [11]. Ця проблема викликана різницею між вхідною і вихідною потужністю, а не напрямком потужності, не обраною схемою або модуляцією [12].

Для інвертора з постійною вхідною потужністю, що дорівнює середній вихідній потужності, існує різниця між вхідною і вихідною потужністю, яку можна легко отримати, якщо використовувати схему без втрат.

Нехай вихідна напруга дорівнює $V_o = V \sin(\omega_{line} \cdot t)$, а вихідний струм $I_o = I \sin(\omega_{line} \cdot t - \phi)$. Тоді вихідна потужність визначається за формулою:

$$P_o = \frac{V \cdot I}{2} (\cos(\phi) - \cos(2 \cdot \omega_{line} \cdot t - \phi)) \quad (1.1)$$

Якщо інвертор вважається таким, що працює без втрат, $P_g = |P_o|$, то вхідна потужність становить:

$$P_g = \frac{V \cdot I}{2} \cos(\phi) \quad (1.2)$$

Як наслідок, інвертор повинен містити накопичувальний елемент або *буфер* для компенсації подвоєної потужності пульсацій мережевої частоти ($2 \cdot \omega_{line}$), $P_s = P_o - P_g$. У цій роботі P_s визначається як додатня, коли накопичувальний елемент подає живлення на навантаження. P_s є від'ємною, коли накопичувач заряджається від входу. При такому визначенні P_s задається через:

$$P_s = -\frac{V \cdot I}{2} \cos(2 \cdot \omega_{line} \cdot t - \phi) \quad (1.3)$$

На рисунку 1.4 показано форму P_s та змінні, що використовувалися в цьому аналізі.

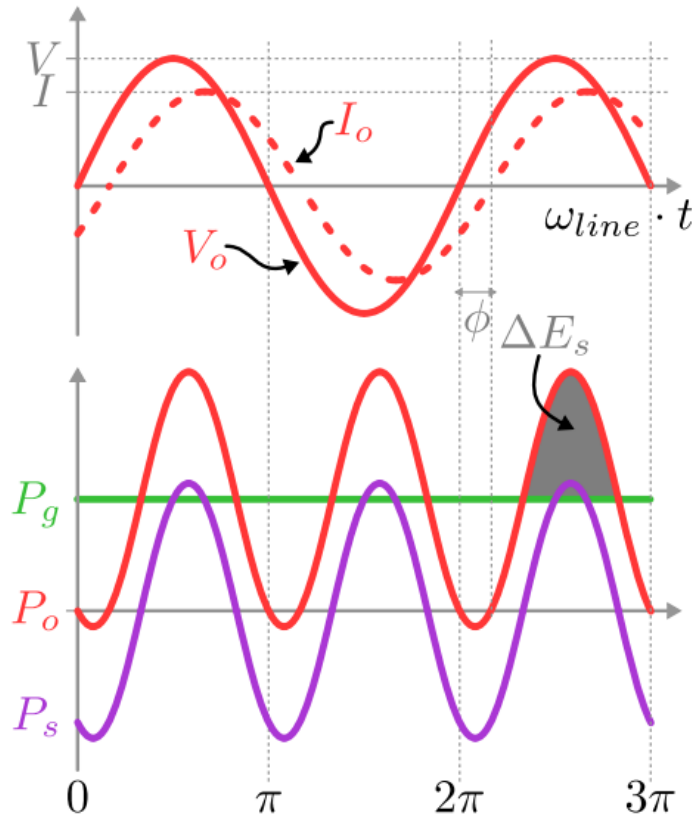


Рисунок 1.4 - Пульсація потужності в однофазних інверторах з постійною вхідною потужністю, включаючи P_s , та зміна енергії в буфері, ΔE_s .

P_s визначається виключно вхідною та вихідною потужністю і визначає коливання енергії, з якими повинен справлятися накопичувальний елемент. Енергія, зберігається або видається в накопичувачі, задається величиною:

$$\Delta E_s = \frac{V \cdot I}{2 \cdot \omega_{line}} \quad (1.4)$$

Тому розмір запам'ятовуючого елемента визначається на основі видимої потужності та лінійної частоти вихідного порту [10], що є заштрихованою

областю на рисунку 1.4. Щоб проілюструвати величину цього для видимої потужності 1 кВА при 50 Гц зміна енергії становить $\Delta E_s \approx 2,65$ Дж.

Цю енергію можна зберігати в котушках індуктивності або конденсаторах. Оскільки щільність енергії в конденсаторах на порядки вища, ніж в котушках індуктивності, для цієї мети зазвичай використовують перші.

Конденсатор називається *накопичувальним конденсатором*, C_s . Якщо конденсатор використовується для розділення вхідної та вихідної потужності, його напруга та струм визначаються наступними співвідношеннями: $I_s = -C_s dV_s/dt$ і $V_s I_s = P_s$. Знак мінус у співвідношенні напруга-струм додається тому, що P_s визначається позитивним, коли струм витікає з конденсатора. Як наслідок, I_s є позитивним, коли конденсатор розряджається. Розв'язок цих рівнянь є функцією початкової напруги конденсатора, але для зручності його можна виразити через максимальну напругу, V_{smax} . Розв'язок для V_s з урахуванням додатної напруги має вигляд

$$V_s = \sqrt{\frac{V \cdot I}{2 \cdot \omega_{line} \cdot C_s} (\sin(2 \cdot \omega_{line} \cdot t - \phi) - 1) + V_{smax}^2} \quad (1.5)$$

У цьому рівнянні V_{smax} є ступенем свободи. Цей аналіз можна знайти в різних статтях про енергетичну розв'язку [9]. Для $V_s > 0$ мінімальна напруга досягається при $2 \cdot \omega_{line} \cdot t - \phi = 3\pi / 2$, що визначається як V_{smin} . Звідси випливає наступне співвідношення для величини конденсатора:

$$\frac{V \cdot I}{\omega_{line} \cdot C_s} = V_{smax}^2 - V_{smin}^2 \quad (1.6)$$

Ємність, необхідну для заданої потужності, можна розрахувати, знаючи максимальну і мінімальну напругу, допустиму в накопичувальному конденсаторі, з рівняння 1.6. Мінімальна ємність отримується для $V_{smin} = 0$. У цьому випадку максимальна енергія в конденсаторі дорівнює ΔE_s . Наприклад, для 1 кВА і $V_{smax} = 400$ В мінімальна ємність становить 33,2 Ф.

Об'єм накопичувального конденсатора зазвичай пропорційний його максимальній енергії, хоча ця залежність справедлива не для всіх конденсаторних технологій, її достатньо, щоб дати розумне уявлення про розмір конденсатора. З рівняння 1.4 ця максимальна енергія має вигляд

$$E_{s\max} = \frac{1}{2} C_s \cdot V_{s\max}^2 = \Delta E_s \frac{V_{s\max}^2}{V_{s\max}^2 - V_{s\min}^2} \quad (1.7)$$

Ємність і максимальна енергія як функція $V_{s\max}$ і відношення $(V_{s\max} - V_{s\min}) / V_{s\max}$ показані на рисунку 1.5 для $\Delta E_s \approx 2,65$ Дж. Точка для $V_{s\max} = 400$ В і $V_{s\min} = 0$, про яку йшлося раніше, позначена червоним квадратом у верхній частині графіків. Як показано на цьому рисунку, максимальна енергія не є функцією максимальної напруги, а залежить від відсотка коливань напруги. Дуже мале коливання напруги призводить до надзвичайно високих енергетичних вимог, оскільки більша частина енергії в C_s не використовується для буферизації енергії.

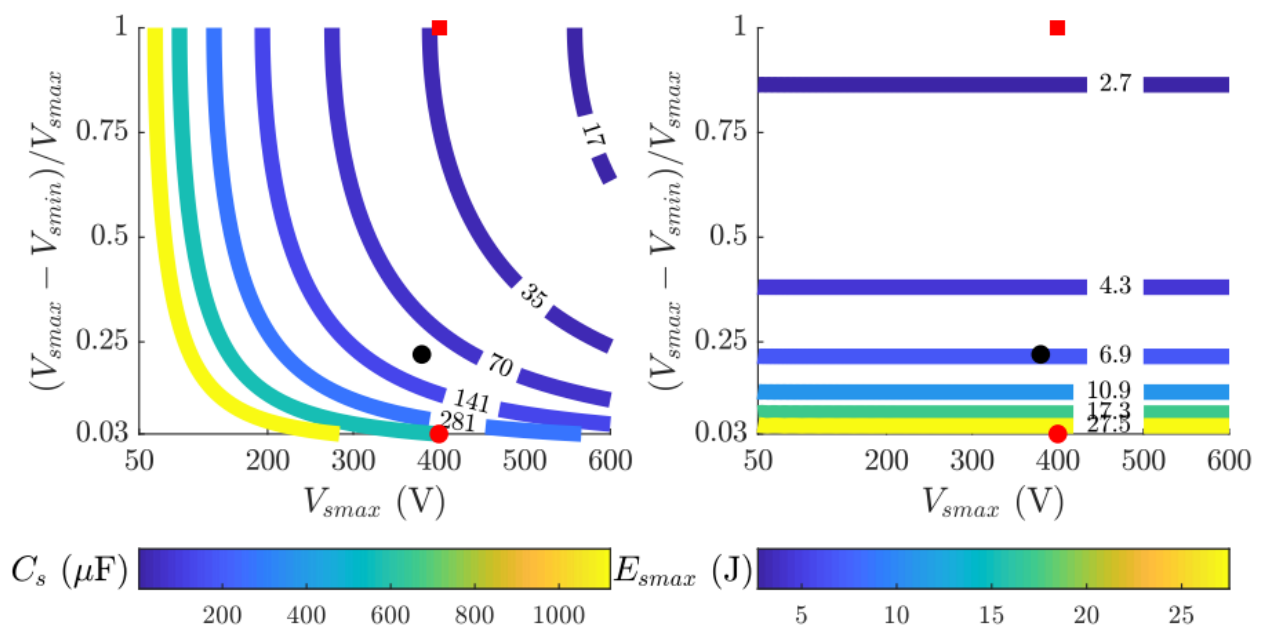


Рисунок 1.5 - Контурний графік для C_s та E_s як функції $V_{s\max}$ та відсотка коливань напруги для 1 кВА та 50 Гц.

Підсумовуючи цей розділ, можна сказати, що ключем до зменшення розмірів конденсатора є високовольтне коливання напруги.

1.3 Архітектури, класифіковані за розташуванням накопичувального конденсатора

Класичним рішенням проблеми пульсацій потужності є використання великого вхідного конденсатора. Його розмір повинен бути таким, щоб коливання вхідної напруги 100 Гц було невеликим, а напруга і струм на сонячній панелі були майже постійними. Таке рішення показано на рисунку 1.6 а), і його іноді називають одноступінчастим інвертором [12]. Недоліком є те, що конденсатор є громіздким, якщо технічні характеристики для пульсацій напруги і струму 100 Гц є обмежувальними.

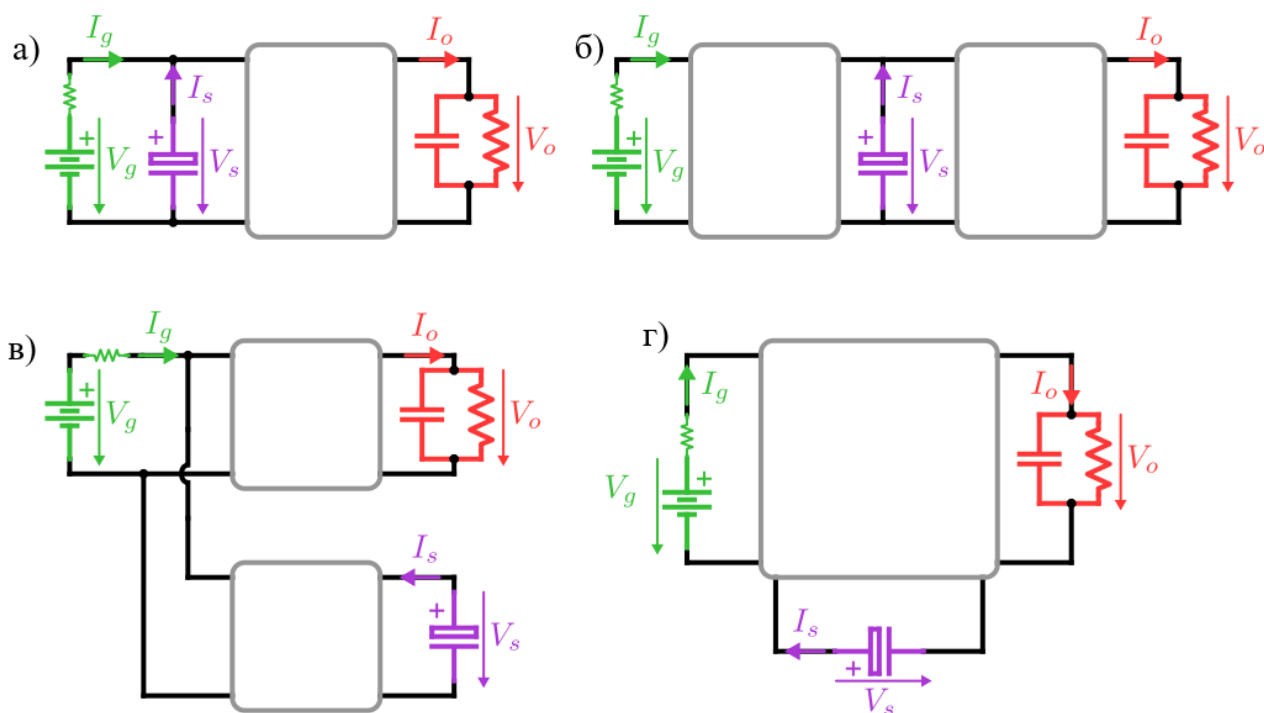


Рисунок 1.6 - Архітектури, класифіковані відповідно до підключення накопичувального конденсатора, а) пасивне рішення з великим вхідним конденсатором, б) каскадна конфігурація, в) паралельний вхідний активний фільтр, г) однокаскадне рішення.

Щоб проілюструвати, як обмеження коливань вхідної напруги впливає на її розмір, максимальна енергія в C_s може бути отримана для 1 кВА і 3%

пульсацій. Для 1 кВА вхід можна змодельовати як джерело 450 В, з'єднане послідовно з резистором 20 Ом, тому вхідна напруга інвертора потужністю 1 кВт становить 400 В. За цих умов вхідна ємність, розрахована за допомогою рівняння 1.6 і припускаючи, що I_g постійна що є обґрунтованим припущенням, оскільки допустима пульсація напруги становить лише 12 В, становить $C_s \approx 560$ мкФ. Цей конденсатор має максимальну енергію ≈ 45 Дж, використовуючи $V_{smax} = 400$ В, з яких лише 2,65 Дж використовуються для цілей розв'язки живлення. На рисунку 1.5 ця конструкція позначена червоною крапкою в нижній частині графіків. Для цих C_s підключених на вході, зазвичай використовують електролітичні конденсатори, оскільки вони забезпечують високу щільність енергії за розумно низькою ціною. Однак одним з недоліків електролітичних конденсаторів є їхня низька здатність до пульсацій струму і короткий термін служби.

Перевагою пасивних рішень є простота. Оскільки проблема пульсацій потужності вирішується пасивно, завданням силового каскаду і керування є виключно генерація вихідної напруги. Існують й інші пасивні рішення для розв'язки потужностей, але, загалом, ці рішення займають великий об'єм.

Двоступенева архітектура. Щоб зменшити розмір накопичувального конденсатора, слід допускати більший розмах напруги. Тому накопичувальний конденсатор не слід розміщувати на вхідному порту. Оскільки додається другий каскад, керування стає складнішим порівняно з пасивними рішеннями. Потрібно контролювати не лише вихідну напругу, але постійний вхідний струм. Крім того, необхідно утримувати напруги на виході в межах бажаних значень. Тому зазвичай реалізується контур напруги накопичувального конденсатора. Кожен каскад виконує певну функцію: інвертор контролює V_o , а додатковий каскад - V_s , забезпечуючи при цьому постійне значення I_g .

Поширеною архітектурою в цій категорії є двоступеневий каскадний перетворювач, що складається з DC-DC перетворювача, який підтримує постійну пульсацію на вході, та інвертора, який створює синусоїдальний вихід. Ця архітектура показана на рисунку 1.6 б). Завданням вхідного DC-DC перетворювача, окрім підтримання постійного вхідного струму, є адаптація

вхідної напруги інвертора. Накопичувальний конденсатор також відомий як конденсатор зв'язку постійного струму, коли він розміщений між каскадами. Оскільки потужність каскаду DC-DC становить P_g , а потужність інвертора - P_o , різниця компенсується накопичувальним конденсатором. DC-DC каскад може бути на основі понижуючого, підвищуючого перетворювача, і інвертор зазвичай вимагає вищої вхідної напруги, ніж вихідна, що обмежує діапазон V_s . Значення конденсатора можна зменшити, якщо допускається велике коливання напруги, однак ця напруга обмежується вибором схеми DC-DC та інвертора. Оскільки два перетворювачі з'єднані каскадом, ця архітектура може бути непривабливою, оскільки кількість компонентів збільшується, а ефективність може погіршитися, навіть незважаючи на те, що C_s зменшуються. Тим не менш, при обмеженому загальному об'ємі каскадна архітектура зазвичай є кращою за пасивні рішення.

1.4 Висновок до розділу

У цьому розділі представлено огляд конструктивних міркувань однофазних інверторів для мережевих фотоелектричних систем, а саме: струм витоку та пульсації потужності. А також проведений огляд літератури щодо можливих рішень для боротьби з пульсаціями потужності на високому рівні, з акцентуванням уваги на переваги одноступеневих інверторів та введення концепції трипортових систем.

2 ПРОЕКТНО-КОНСТРУКТОРСЬКИЙ РОЗДІЛ

2.1 Режими роботи та стани перемикачів в інвертор для фотоелектричних систем

Схема показана на рисунку 2.1, де виділено три порти. Для силового каскаду потрібно три пари комплементарних перемикачів, названих d^+ і d^- , h^+ і h^- у колі з накопичувальним конденсатором, і q^+ і q^- в іншому колі. Тому в цій конструкції накопичувальний конденсатор підключений як перехідний конденсатор. Струм у накопичувальному конденсаторі визначається як позитивний, коли він витікає з конденсатора, як зазначалося в попередньому розділі. Крім того, вихідний конденсатор розглядається як частина вихідного порту для аналізу P_{indL} . Тому вихідний струм визначається як середній струм індуктивності.

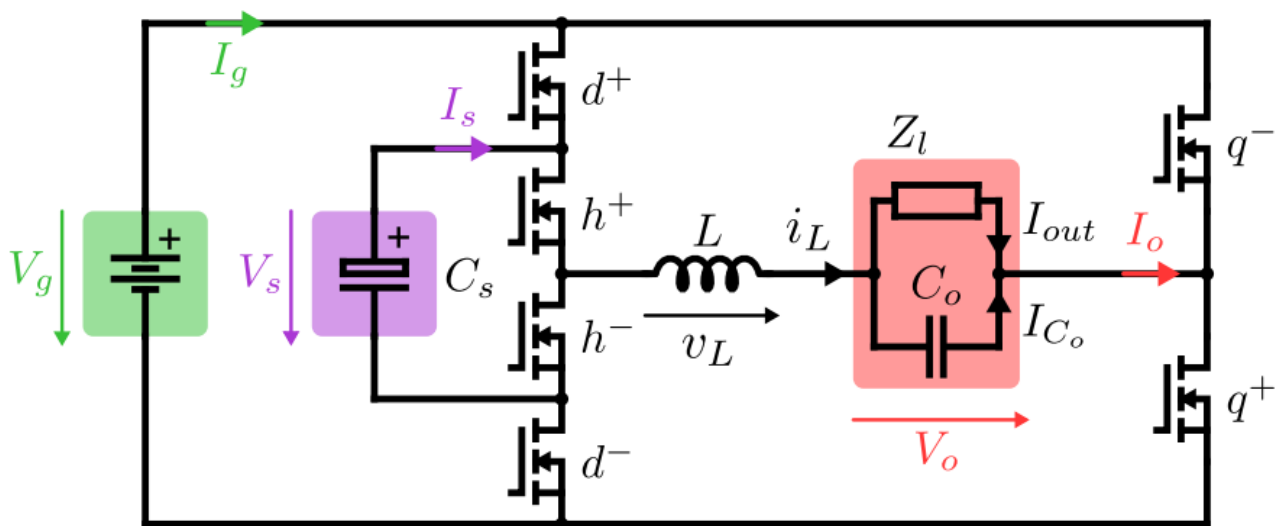


Рисунок 2.1 – Принципова схема одноступеневого однофазного інвертора для фотоелектричних систем з виділенням трьох портів.

Завдяки трьом парам комплементарних перемикачів ця схема може бути налаштована на вісім станів перемикачів, скорочено - станів. Стан визначає напругу в котушці індуктивності і те, як струм протікає між портами. Стани показано на рисунку 2.2.

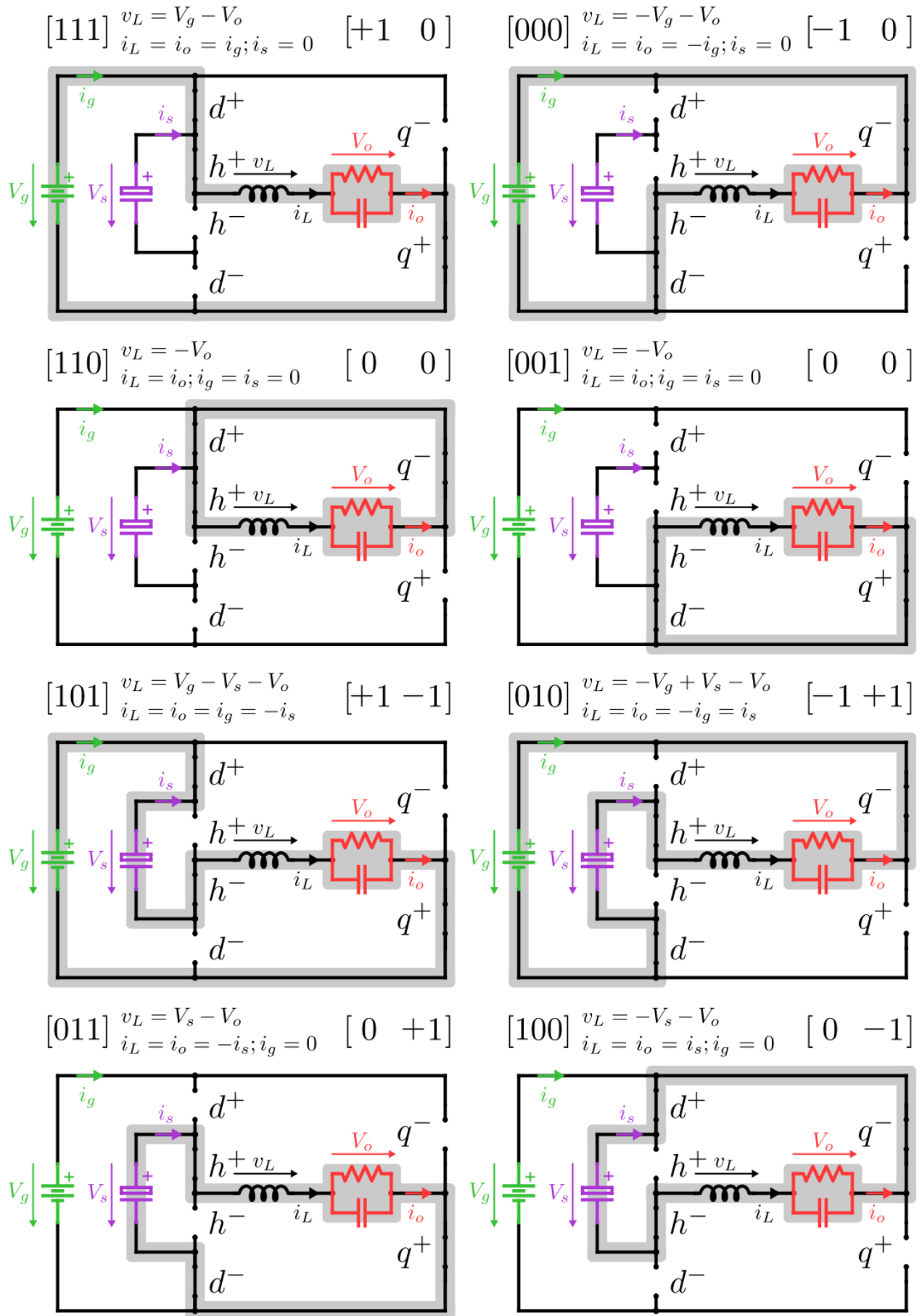


Рисунок 2.2 - Схеми для восьми станів перемикання, названих відповідно до конфігурації комутаторів $[dhq]$ та конфігурації портів $[g s]$.

Замість нумерації станів від одного до восьми, кожному стану присвоюється більш змістовна назва. Стани можуть бути названі відповідно до конфігурації перемикачів у вигляді набору з трьох цифр, а саме $[dhq]$. Коли d^+ замкнений, цифра d дорівнює 1, а коли d^- замкнений, замість цього число має вигляд 0. За цим же правилом визначаються цифри h та q . Цей набір цифр показано у верхньому лівому куті кожної схеми на рисунку 2.1.

Інша класифікація також визначається на основі того, як порти вхідного і накопичувального конденсаторів підключені до індуктора. Ця класифікація корисна для опису модуляції та розрахунку непрямої потужності, оскільки вона визначає, які порти підключені до котушки індуктивності в певному стані. Для цієї класифікації визначено два значення, g і s . Ці числа можуть приймати значення +1, 0 або -1 і визначають, як вхідний і накопичувальний конденсатор підключені до котушки індуктивності відповідно. Коли $g=+1$, вхід підключений до котушки індуктивності, коли він дорівнює 0, вхід не підключений, а коли він дорівнює -1, вхід підключений з протилежною полярністю. Те ж саме стосується і накопичувального конденсатора $s=+1$ означає, що накопичувальний конденсатор підключений до котушки індуктивності, -1 означає, що він підключений у протилежному напрямку, а 0 - що він не підключений. Оскільки вихідний порт завжди з'єднаний послідовно з котушкою індуктивності, третє число не потрібне, стани можна визначити за допомогою рядка $[g \ s]$. Ця класифікація показана у верхньому правому куті кожної схеми на рисунку 2.2. Два стани перемикання призводять до однакових з'єднань портів, а саме $[110]$ та $[001]$. В обох випадках вхідний і накопичувальний конденсатори не підключені; це $[0 \ 0]$ за класифікацією $[g \ s]$.

Струм і напруга в індукторі в кожному стані можуть бути отримані за допомогою чисел g і s відповідно до:

$$v_L = g \cdot V_g + s \cdot V_s - V_0 \quad (2.1)$$

$$i_L = g \cdot i_g = s \cdot i_s = i_0 \quad (2.2)$$

З цієї причини ця класифікація є дуже корисною. Обидві класифікації зведені в таблицю 2.1, де для восьми станів вказано напругу, до котушки індуктивності, і співвідношення між струмами в портах.

Таблиця 2.1 - Доступні стани перемикавання, названі відповідно до конфігурації порту та конфігурації комутаторів.

$[g \ s]$	Напруга	Струм	$[dhq]$
$[+1 \ 0]$	$v_L = V_g - V_o$	$i_L = i_g = i_o$ $i_s = 0$	$[111]$
$[0 \ 0]$	$v_L = -V_o$	$i_L = i_o$ $i_g = i_s = 0$	$[110]$
$[+1 \ -1]$	$v_L = V_g - V_s - V_o$	$i_L = i_g = -i_s = i_o$	$[101]$
$[0 \ +1]$	$v_L = V_s - V_o$	$i_L = i_s = i_o$ $i_g = 0$	$[011]$
$[0 \ -1]$	$v_L = -V_s - V_o$	$i_L = -i_s = i_o$ $i_g = 0$	$[100]$
$[-1 \ +1]$	$v_L = -V_g + V_s - V_o$	$i_L = -i_g = i_s = i_o$	$[010]$
$[0 \ 0]$	$v_L = -V_o$	$i_L = i_o$ $i_g = i_s = 0$	$[001]$
$[-1 \ 0]$	$v_L = -V_g - V_o$	$i_L = -i_g = i_o$ $i_s = 0$	$[000]$

Ці стани перемикавання комбінуються в послідовності для створення режимів роботи, як і струм в індукторі.

Кожна окрема послідовність станів перемикавання називається режимом роботи, скорочено - режимом. Режими позначаються відповідно до послідовності станів як $[g_1 \ s_1] \rightarrow [g_2 \ s_2] \rightarrow \dots$ або як $[d_1 h_1 q_1] \rightarrow [d_2 h_2 q_2] \rightarrow \dots$ залежно від ситуації. У літературі поняття режимів і станів часто взаємозамінні. Наприклад, режими роботи та еквівалентні схеми перетворювача, зображено на рис. 2.3, де V_{g1} замінено на V_g і V_{g2} на V_s для модифікованого двоканального понижуючого перетворювач, а V_{o1} замінено на $V_{(o)}$ і V_{o2} на V_s для модифікованого подвійного активного мосту. Режим роботи модифікованого двоканального понижуючого перетворювач з класифікацією $[g \ s]$ буде $[+1 \ 0] \rightarrow [0 \ +1] \rightarrow [0 \ 0]$. Режим роботи модифікованого подвійного активного мосту буде $[+1 \ -1] \rightarrow [0 \ -1] \rightarrow [1 \ -+1] \rightarrow [0 \ +1]$. Ці режими використовуються в модуляції інвертора і називаються $Tra4^+$ і $T0$ відповідно. Для повної модуляції цього перетворювача потрібно дев'ятнадцять режимів, подібних до тих, що показані на цьому рисунку.

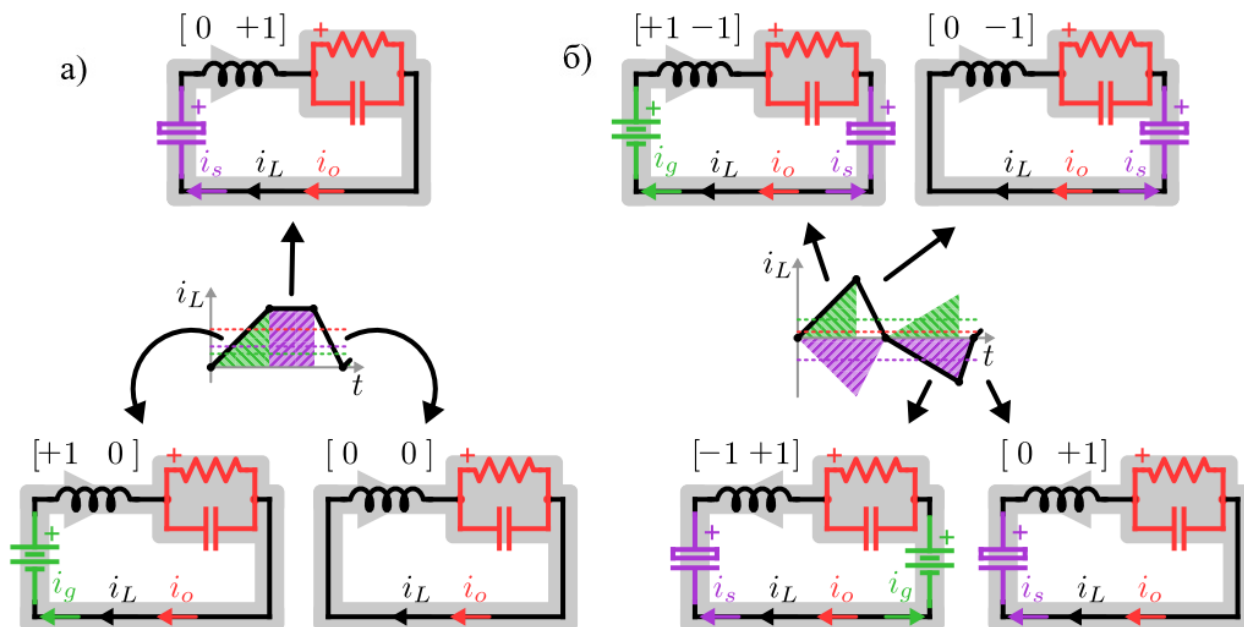


Рисунок 2.3 - Режимы работы модифицированного двоканального понижающего преобразователя и модифицированного подвального активного моста с названиями состояний для классификации [g s]. Область, заштрихованная зеленым цветом в i_L , представляет i_g , а область, фиолетовым цветом, представляет i_s .

Для модуляции инвертора существуют три типа режимов, классифицированных по форме кривой тока индуктора. Эти типы режимов обозначаются как трапециевидный положительный (Tra^p), как на рисунке 2.3 а), трапециевидный отрицательный (Tra^n), также разделенный на три состояния, но с отрицательным током в индукторе, и треугольный (T), как на рисунке 2.3 б). Три типа режимов показаны на рисунке 2.4.

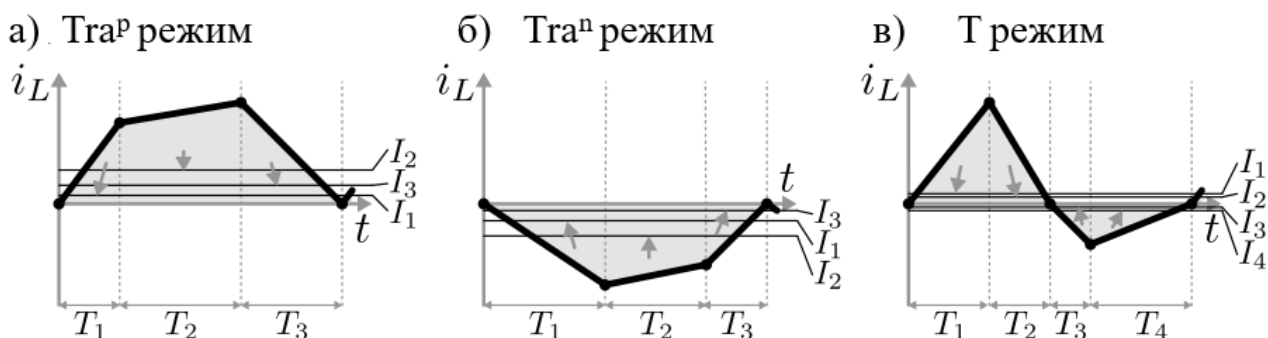


Рисунок 2.4 - Различные типы режимов ВСКМ, рассматриваемые для модуляции.

а) Трапециевидные положительные режимы: Tra^p . б) Трапециевидные отрицательные режимы: Tra^n . в) Треугольные режимы: T .

2.2 ZVS-переходи в однофазному інверторі для фотоелектричних систем

Проаналізовано напрямок струму, який забезпечує ZVS для кожного можливого переходу між комутаційними станами в інверторі. Стани перемикачів можуть бути позначені відповідно до конфігурації портів або конфігурації перемикачів. Вісім станів перемикачів позначено трьома цифрами ($[dhq]$), 1 або 0, залежно від того, чи d^+ , h^+ та q^+ увімкнені або вимкнені відповідно. Переходи позначаються початковим та кінцевим станом перемикачів у вигляді $[d_1h_1q_1 \rightarrow d_2h_2q_2]$. ZVS переходи можливі лише тоді, коли напрямок струму індуктора розряджає C_{oss} який є початково заряджений і заряджає додатковий. Перехід може мати ZVS тільки в тому випадку, якщо струм індуктивності після закінчення мертвого часу протікає через тіло діода МОП-транзистора, який збирається відкриватися, або, простіше кажучи, якщо струм індуктивності не протікає через тіло діода відкриваємого приладу. Слід зазначити, що напрямок струму є необхідною, але не достатньою умовою. Вона дійсна лише в тому випадку, якщо струм індуктивності не змінюється на протилежний в переході.

Визначити, який перехід може забезпечити ZVS при позитивному або негативному струмі в котушці індуктивності, легко, знайшовши, який діод буде пропускати струм після вимкнення перемикача. Для позитивного струму в котушці індуктивності ZVS можливий тільки в переходах, де відкриті d^+ , h^+ або q^+ , але не в тих, де відкриті d^- , h^- або q^- . Для класифікації $[dhq]$ це означає, що ZVS може бути досягнуто тільки при позитивному струмі, коли цифра 1 змінюється на 0. Протилежне вірно, коли струм індуктора негативний. Для пояснення цієї ідеї у рівнянні 2.3 наведено перелік переходів із ZVS з позитивним струмом. Список розділено на три колонки відповідно до кількості транзисторів, що вмикаються одночасно. Існують переходи, де одночасно відкривається більше одного ключа, два ключі можуть бути включені одночасно (другий стовпчик рівняння 2.3), і навіть три ключі можуть бути вимкнені одночасно (третій стовпчик). Такий самий список можна отримати

для від'ємного струму котушки індуктивності, замінивши всі нулі на одиниці, а одиниці на нулі.

$$i_L > 0 \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} [111 \rightarrow 110] \\ [111 \rightarrow 101] \\ [111 \rightarrow 011] \\ [110 \rightarrow 100] \\ [110 \rightarrow 010] \\ [101 \rightarrow 100] \\ [101 \rightarrow 001] \\ [011 \rightarrow 010] \\ [011 \rightarrow 001] \\ [100 \rightarrow 000] \\ [010 \rightarrow 000] \\ [001 \rightarrow 000] \end{array} \right. ; \left\{ \begin{array}{l} [111 \rightarrow 100] \\ [111 \rightarrow 010] \\ [111 \rightarrow 001] \\ [110 \rightarrow 000] \\ [101 \rightarrow 000] \\ [011 \rightarrow 000] \end{array} \right. ; [111 \rightarrow 000] \quad (2.3)$$

Зображення переходів, які можуть досягти ZVS в залежності від напрямку i_L , наведено на рисунку 2.5. Діаграма базується на попередньому переліку, показаному в рівнянні 2.3. Ця ж діаграма, але з використанням класифікації $[g \quad s]$, також включена, оскільки вона буде корисною в наступному розділі.

Ця діаграма корисна для визначення режимів роботи, в яких є ZVS. Наприклад, вона може бути застосована до режиму Tra^p з мінімальною непрямою потужністю, $[+1 \ 0] \rightarrow [0+ \ 1] \rightarrow [+1- \ 1]$. Цей режим з класифікацією $[dhq]$ має вигляд $[111] \rightarrow [011] \rightarrow [101]$. Перехід $[111 \rightarrow 011]$ може досягти ZVS, оскільки d^+ відкритий і струм індуктивності позитивний, але перехід $[011 \rightarrow 101]$ не може, оскільки h^- відкритий з $i_L > 0$. Отже, цей режим не може досягти ZVS у всіх переходах і не повинні використовуватися. Підсумовуючи, рисунок 2.5 можна використати для безпосереднього визначення, які режими з попереднього розділу можуть досягти ZVS в переходах з $i_L > 0$ та $i_L < 0$.

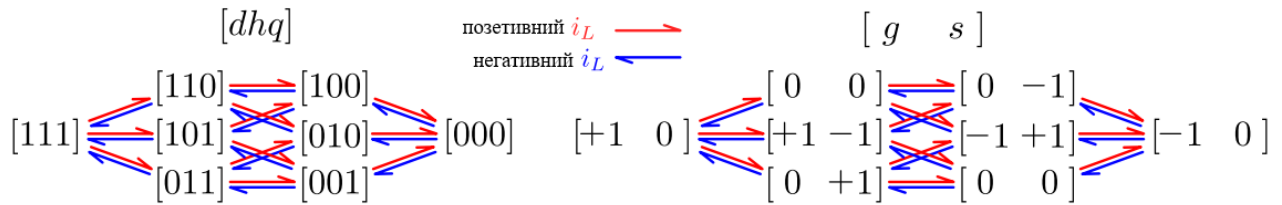


Рисунок 2.5 - Можливі переходи ZVS зі станами перемикання, позначеними за допомогою $[dhq]$ та $[g \ s]$. класифікація залежно від напрямку струму індуктора.

2.3 Мінімальний струм і час неробочого ходу для ZVS

Однак умова для ZVS справедлива лише за умови, що напрямок струму індуктивності не змінюється під час переходу. На жаль, це не завжди . Іноді струм індуктивності може бути занадто малим і досягти нуля під час переходу до того, як напруга на C_{oss} впаде до нуля. Цього сценарію слід уникати, і саме тому важливо кількісно оцінити цей мінімальний струм в індукторі для цілей ZVS. Далі проаналізовано цей мінімальний струм і час неробочого ходу, необхідний для ZVS. Існують сценарії, де струм індуктора може бути недостатнім для ZVS. Наприклад, у підвищувальних перетворювачах в режимі граничної провідності повний ZVS може бути досягнутий тільки тоді, коли випрямлена напруга мережі перевищує половину вихідної напруги, в іншому випадку отримується тільки частковий ZVS. Для отримання повного ZVS перехід повинен починатися, коли i_L злегка від'ємне; він повинен працювати з трикутними режимами (TCM) модуляції.

Паразитні ємності позначено як C_d^+ замість C_{oss}^+ (v_{ds}^+), щоб уникнути великої класифікації. Крім того, в цій частині аналізу нехтується залежність ємності від напруги. Тим не менш, ця нелінійність відіграє важливу роль у формуванні переходів, і нехтування нею призведе до неточної оцінки струму, необхідного для ZVS.

Оскільки переходи вважаються набагато коротшими, ніж цикл перемикання, напруга на портах вважається постійною під час переходу. Тому наступні рівняння пов'язують напруги комплементарних перемикачів:

$$v_d^-(t) + v_{d^+}(t) = V_g - V_s \quad v_{h^-}(t) + v_{h^+}(t) = V_s \quad v_{q^-}(t) + v_{q^+}(t) = V_g \quad (2.4)$$

Крім того, струм котушки індуктивності завжди протікає через перемикач, додатковий перемикач або їхні паразитні ємності. Підставимо в рівняння:

$$i_L(t) = i_{d^+}(t) - i_{d^-}(t) = i_{h^+}(t) - i_{h^-}(t) = i_{q^+}(t) - i_{q^-}(t) \quad (2.5)$$

Крім того, в цьому аналізі розглядаються однакові пристрої для шести комутаторів, тому їхні C_{oss} однакові. Також процеси заряду і розряду паразитних ємностей вважаються без втрат.

2.3.1 Переходи, коли вимикається один перемикач

Представлено аналіз перемикання, в яких спочатку розмикається один перемикач, а потім замикається комплементарний. Переходи пояснюються на прикладі, наведеному на рисунку 2.6, $[111 \rightarrow 110]$ з $i_L > 0$. Потім він узагальнюється для будь-якого переходу, що включає перемикач і його комплементарну ланку. На рисунку частина переходу, де тіло діода проводить струм, не показана, оскільки вона не має відношення до аналізу. Перехід вважається завершеним, коли V_{q^-} досягає 0. Час, протягом якого діод проводить струм, розглядається як частина стану після переходу, $[110]$ в даному випадку.

Далі розраховується час закінчення переходу, $t = T_{tr}$, що визначає $t = 0$, коли q^+ відкривається. А також визначити, чи достатньо струму в котушці індуктивності на початку переходу, $i_L(0)$, для повного розряду C_{q^-} . Для аналізу переходу розглядається коло, утворене котушкою індуктивності та паразитними ємностями в середині.

Слід проаналізувати рисунок 2.6. У цьому випадку $v_L(t) + V_o = v_{q^-}(t)$, оскільки d^+ і h^+ замкнені, а $i_L(t) = i_{q^+}(t) - i_{q^-}(t)$ згідно з рівнянням 2.5. Отже, $i_L(t) = -(C_{q^+} + C_{q^-}) dv_{q^-}(t)/dt$, хоча це рівняння справедливе лише тоді, коли ємності не залежать від напруги. Для спрощення позначень, еквівалентна ємність, що

спостерігається з боку котушки індуктивності в переході, називається C_{eq} , і, в даному випадку, $C_{eq} = C_{q+} + C_{q-}$. Еквівалентна схема для переходу показана в правій частині рисунка 2.6. Вираз для напруги на котушці індуктивності в цій схемі має вигляд $v_L(t) = v_q(t) - V_o = -L - C_{eq} \cdot d^2 v_{q-}(t) / dt^2$.

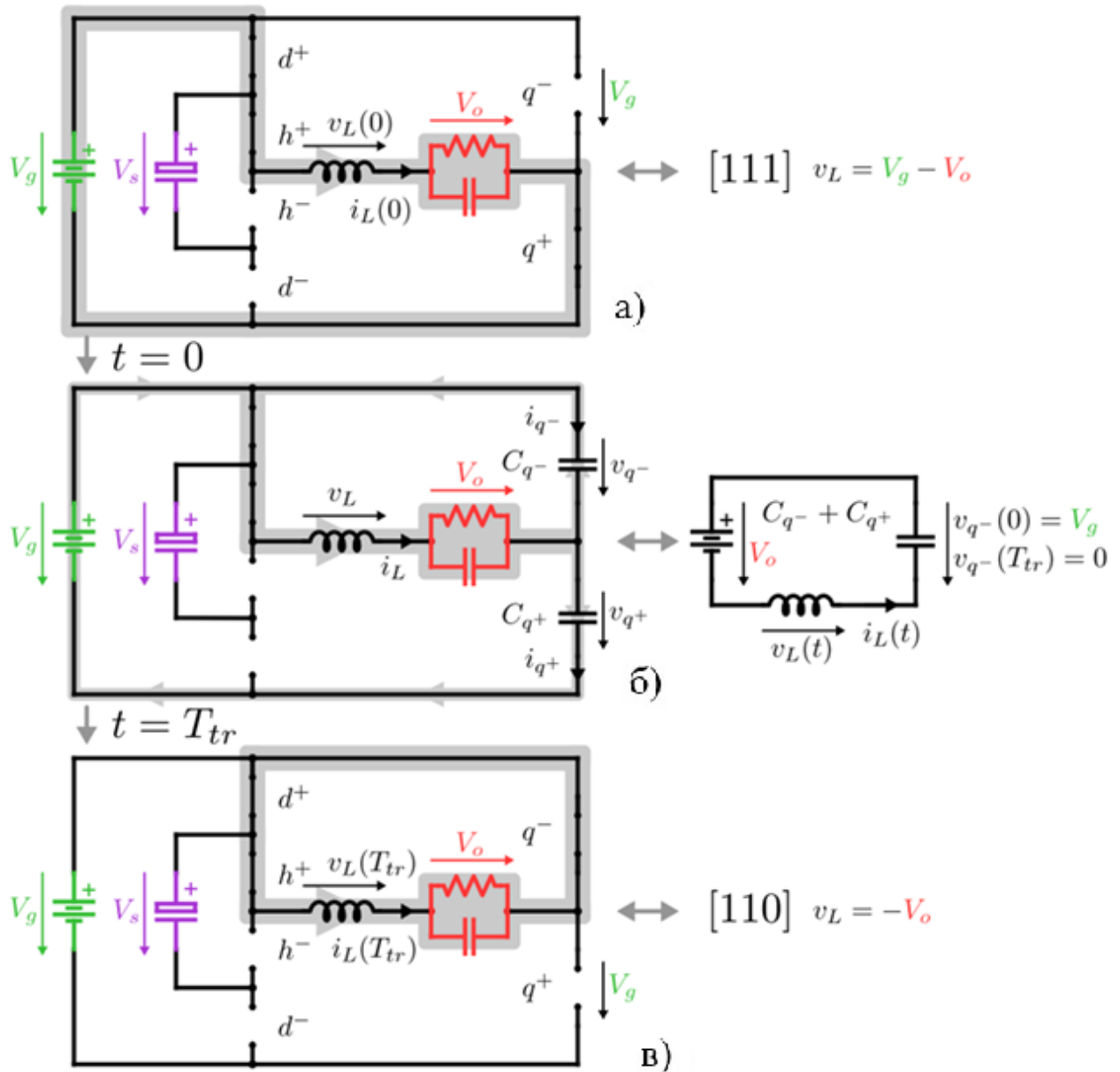


Рисунок 2.6 - [111 → 110] перехід з позитивним струмом в котушці індуктивності: схема а) показує стан до переходу, в) - стан після переходу. б) схема переходу та її еквівалентна схема.

Це рівняння можна розв'язати за допомогою початкових умови струму індуктивності та напруги індуктивності в переході, що призводить до $v_{q-}(t) = V_o - i_L(0) \sqrt{L \cdot C_{eq}} \sin(t / \sqrt{L \cdot C_{eq}}) + (V_g - V_o) \cos(t / \sqrt{L \cdot C_{eq}})$. Час

переходу можна отримати з визначення, $v_{q-}(T_{tr}) = 0$. Залежно від $i_L(0)$ перехід може бути недостатньо швидким, і може статися так, що $v_{q-}(t) \neq 0$ і ZVS не досягається, якщо $i_L(0)$ недостатньо велике.

Такі ж рівняння можна отримати, якщо розглядати будь-який інший перехід з двома комплементарними перемикачами. Для узагальнення аналізу v_{tr} визначається як напруга на MOSFET, що розряджається, попередньому випадку $v_{tr} = v_{q-}$. Отже, в загальному випадку $v_{tr}(t) = v_L(t) - v_L(T_{tr})$. Крім того, C_{eq} визначається як повна ємність, задіяна в переході, як згадувалося раніше. Тоді переходи можна аналізувати, як і раніше, розглядаючи еквівалентну схему, утворену котушкою індуктивності, C_{eq} , вхідним, накопичувальним конденсатором і вихідними портами. З урахуванням цих визначень, напруга і струм в котушці індуктивності описуються наступними рівняннями:

$$\begin{cases} v_L(t) = v_L(0) \cos\left(\frac{t}{\sqrt{L \cdot C_{eq}}}\right) - i_L(0) \sqrt{\frac{L}{C_{eq}}} \sin\left(\frac{t}{\sqrt{L \cdot C_{eq}}}\right) \\ i_L(t) = v_L(0) \sqrt{\frac{C_{eq}}{L}} \sin\left(\frac{t}{\sqrt{L \cdot C_{eq}}}\right) + i_L(0) \cos\left(\frac{t}{\sqrt{L \cdot C_{eq}}}\right) \end{cases} \quad (2.6)$$

Ці рівняння можна використовувати для визначення того чи достатньо $i_L(0)$ для ZVS чи ні, а також значення T_{tr} для $v_L(T_{tr}) = 0$. Також можна отримати струм індуктора після переходу, $i_L(T_{tr})$. Математичні вирази для отримання цих значень можна значно спростити, якщо врахувати, що величина $v_L(t)^2 + L / C_{eq} \cdot i_L(t)^2$ зберігається під час переходу.

Ця властивість може бути використана для отримання залежності між початковою та кінцевою змінними:

$$i_L(T_{tr})^2 + \frac{C_{eq}}{L} v_L(T_{tr})^2 = i_L(0)^2 + \frac{C_{eq}}{L} v_L(0)^2 \quad (2.7)$$

Важливо зазначити, що сума енергій котушки індуктивності та конденсатора не є постійною під час переходу, що є поширеною помилкою. Існує також певна кількість енергії, що переміщується до портів або від них.

Проведено аналіз для переходів з додатним струмом індуктивності. Математичні вирази для переходів з від'ємним i_L можна отримати аналогічно. Якщо припустити, що $i_L(t) > 0$, то кінцевий струм можна безпосередньо обчислити як:

$$i_L(T_{tr}) = \sqrt{\frac{C_{eq}}{L} (v_L(0)^2 - v_L(T_{tr})^2) + i_L(0)^2} \quad (2.8)$$

Коли $i_L(0)^2 \gg C_{eq} / L (v_L(0)^2 - v_L(T_{tr})^2)$, $i_L(T_{tr}) \approx i_L(0)$ і $i_L(t)$ практично змінюється в процесі переходу. У цьому випадку час переходу задається формулою $T_{tr} = C_{eq} \cdot v_{tr}(0) / i_L(0)$, яка є просто відношенням між зарядом, що бере участь у переході, і струмом індуктивності. Це рівняння часто зустрічається в літературі.

Однак, якщо $i_L(0)^2$ можна порівняти з $C_{eq} / L (v_L(0)^2 - v_L(T_{tr})^2)$, струм котушки індуктивності може сильно змінитися в переході. Насправді, коли $-v_L T_{tr} > v_L(0)$ та $i_L(0)^2 < C_{eq} / L (v_L(T_{tr})^2 - v_L(0)^2)$, рівняння 2.8 не має розв'язку, а це означає, що ZVS не може бути отримана. З цієї нерівності отримуємо мінімальний початковий струм індуктора для ZVS:

$$i_{Lmin}(0) = \begin{cases} \sqrt{\frac{C_{eq}}{L} (v_L(0)^2 - v_L(T_{tr})^2)} \\ 0 \end{cases} \quad (2.9)$$

Для того, щоб перехід мав ZVS, потрібно, щоб $i_L(0) > i_{Lmin}(0)$. Для $i_L(0) = i_{Lmin}(0)$ та $-v_L(T_{tr}) > v_L(0)$, $i_L(T_{tr}) = 0$ з рівняння 2.7. Отже, коли струм після переходу точно дорівнює нулю і $-v_L(T_{tr}) > v_L(0)$, початковий струм має мінімально можливе значення.

Крім цього важливого висновку, рівняння 2.7 можна використовувати для отримання $i_L(T_{tr})$, якщо задано $i_L(0)$. Це значення використовується для кількісної оцінки змін струму індуктора під час переходу, які впливають на керування інвертором. Як згадувалося раніше, іноді $i_L(T_{tr}) = 0$, якщо перехід починається з $i_{Lmin}(0)$. Але є й інші випадки, коли $i_L(0) = 0$ і досягається ZVS, як стверджує рівняння 2.9. У цих випадках струм після переходу є мінімальним. Ці два випадки узагальнено виглядають так:

$$i_{Lmin}(T_{tr}) = \begin{cases} 0 \\ \sqrt{\frac{C_{eq}}{L} (v_L(T_{tr})^2 - v_L(0)^2)} \end{cases} \quad (2.10)$$

Таким чином, існує два типи переходів з ZVS: ті, що можуть починатися з $i_L(0) = 0$ і ті, що можуть закінчуватися з $i_L(T_{tr}) = 0$. Якщо $|v_L(0)| > |v_L(T_{tr})|$, то ZVS може бути отримано з $i_L(0) = 0$. Якщо, з іншого боку, $|v_L(0)| < |v_L(T_{tr})|$, то для отримання ZVS має бути принаймні $i_{Lmin}(0)$, а при $i_{Lmin}(0)$, $i_L(T_{tr}) = 0$. Щоб пояснити цю ідею, на рисунку 2.7 показано різні переходи з $i_L > 0$ для різних початкових та кінцевих напруг з мінімальним струмом для ZVS.

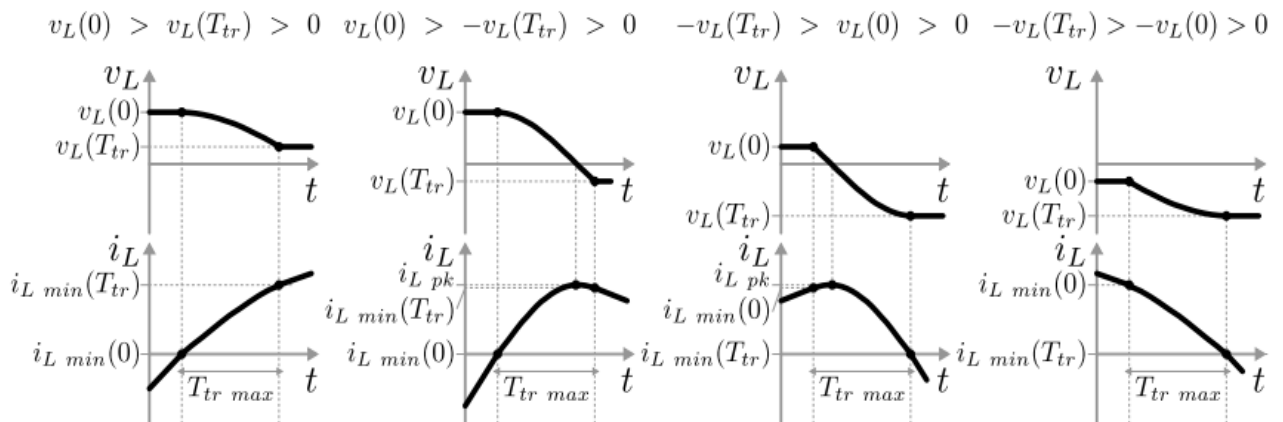


Рисунок 2.7 - Типи переходів залежно від напруги на індукторі до і після переходу з мінімальним струмом індуктора і позитивним i_L .

У переходах, де $v_L(0) > 0 > v_L(T_{tr})$ максимальний струм спостерігається не при $t = 0$ або $t = T_{tr}$, а між ними, коли $v_L(t) = 0$. Це також показано на рисунку 2.7. Цей піковий струм у переході задається формулою:

$$i_{Lpk} = \sqrt{v_L(0)^2 \frac{C_{eq}}{L} + i_L(0)^2} \quad (2.11)$$

Піковий струм важливий для визначення форми кривої, оскільки навіть перехід, де $i_L(0)$ і $i_L(T_{tr})$ близькі до нуля, може мати відносно великий i_{Lpk} . i_{Lpk} важливий для експериментальних результатів, оскільки деякі режими роботи страждають від великого пікового струму в переходах.

Останній параметр, який повинен бути отриманий з цього аналізу, - це T_{tr} . Це значення необхідне для визначення мінімального мертвого часу, необхідного для переходу. Математичний процес отримання T_{tr} обчислюється з рівнянь 2.6 і з використанням співвідношення в рівнянні 2.7. Результатом є

$$T_{tr} = \sqrt{L \cdot C_{eq}} \cos^{-1} \left(\frac{v_L(0) \cdot v_L(T_{tr}) + i_L(0) \cdot i_L(T_{tr}) \frac{L}{C_{eq}}}{v_L(0)^2 + i_L(0)^2 \frac{L}{C_{eq}}} \right) \quad (2.12)$$

Якщо $i_L(0) = 0$ або $i_L(T_{tr}) = 0$, це рівняння можна спростити. У цих випадках струм є мінімально можливим для ZVS, що відповідає максимальному часу переходу. В результаті маємо:

$$T_{tr \max} = \begin{cases} \sqrt{L \cdot C_{eq}} \cos^{-1} \left(\frac{v_L(T_{tr})}{v_L(0)} \right) \\ \sqrt{L \cdot C_{eq}} \cos^{-1} \left(\frac{v_L(0)}{v_L(T_{tr})} \right) \end{cases} \quad (2.13)$$

Це рівняння завершує аналіз, необхідний для визначення будь-якого переходу з одним вимкненим перемикачем.

2.3.2 Переходи з вимкненням більш ніж одного перемикача одночасно

У цьому інверторі є переходи з вимкненням більш ніж одного перемикача одночасно. Аналіз цих переходів є складним, оскільки задіяно декілька ємностей. Крім того, форма кривої струму індуктивності відрізняється, якщо спочатку вимикається одна пара транзисторів, а потім друга пара транзисторів, замість того, щоб вимикати всі транзистори одночасно. На відміну від інших типів перетворювачів, таких як повномостових схем з біполярною модуляцією, де обидві гілки заряджаються при однаковій напрузі і для здійснення ZVS в обох гілках потрібен однаковий час, в цьому інверторі три комплементарні ключі витримують різні напруги. Тому перехід в кожному колі займає різний час для завершення. Оскільки переходи займають різний час, весь процес слід розбити на частини.

Переходи, де одночасно вимикається більше одного пристрою, перераховані у другому та третьому стовпчиках рівняння 2.3 для $i_L > 0$. Коли одночасно вимикаються дві пари перемикачів, перехід розбивається на дві частини. Перехід $[111 \rightarrow 100]$, зображений на рисунку 2.8, використовується для ілюстрації цієї концепції. У першій частині цього переходу $i_L = i_{h+} - i_{h-} = i_{q+} - i_{q-}$ і чотири паразитні ємності входять в резонанс з котушкою індуктивності. В результаті пара перемикачів з меншим зарядом, в даному випадку коло h , розряджається першою. Тому ця частина переходу закінчується, коли C_h повністю розряджається. Сумарний заряд, що бере участь у першій частині переходу, в цьому аналізі називається Q^i . Для опису першої частини переходу рівняння 2.9, 2.10 і 2.13, залишаються справедливими, але з урахуванням того, що еквівалентна ємність, яку видно з котушки індуктивності $C_{eq}^i = (C_{q+} + C_{q-}) \parallel (C_{h+} + C_{h-})$ і замінивши загальний час переходу, T_{tr} , на час першої частини, а саме T_{tr1} .

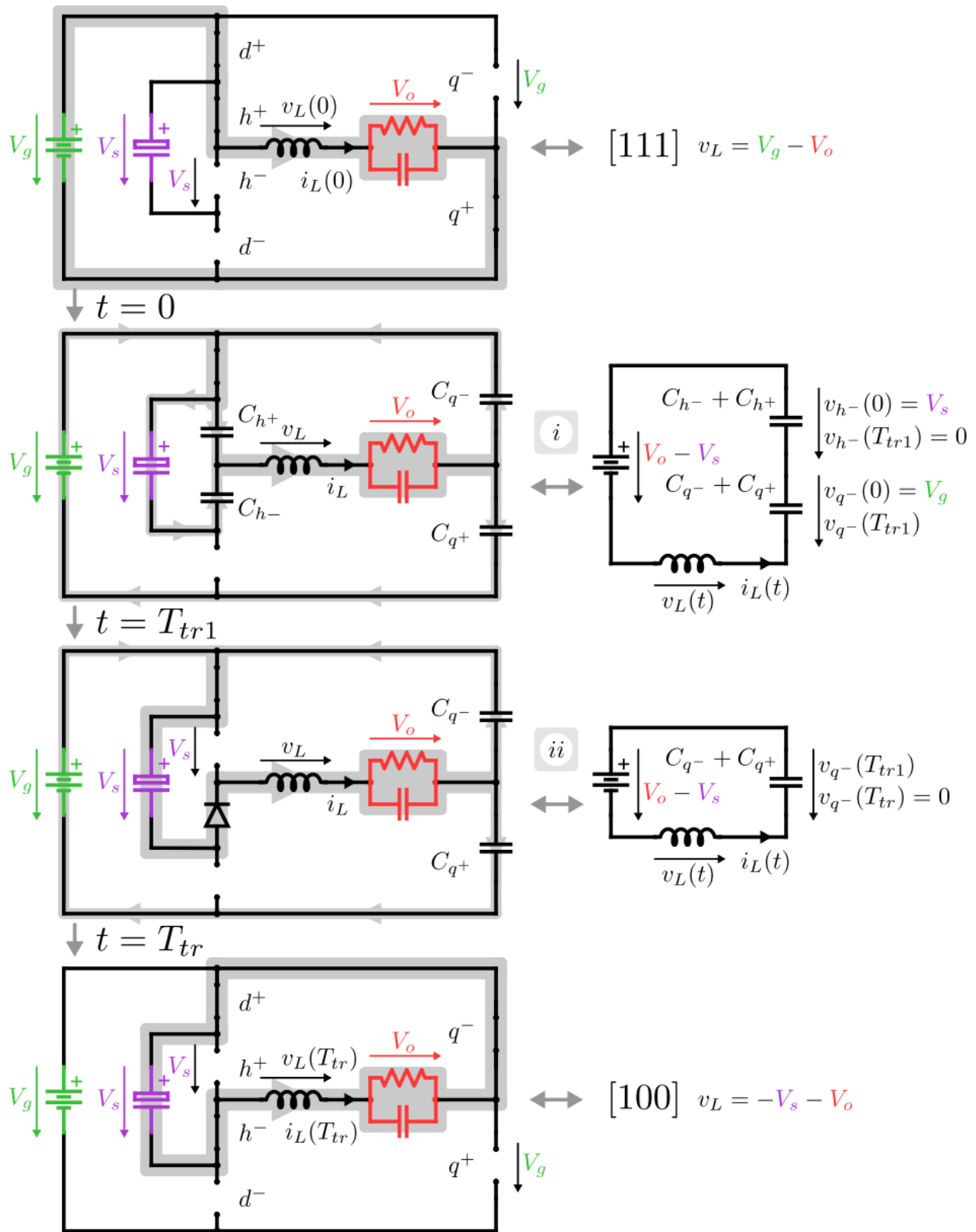


Рисунок 2.8 - [111→ 100] коли одночасно вимикаються дві пари перемикачів, перехід розділений на дві частини.

Проблема цих типів переходів полягає в тому, що $v_L(T_{tr1})$ не відома заздалегідь. Вона залежить від напруги, що залишилася в колі q . Її можна обчислити, якщо врахувати постійні та однакові ємності. Оскільки обидва кола

будуть розряджатися однаково, у цьому прикладі це означатиме $v_{q-}(T_{tr1}) = V_g - V_s$. Однак, це не так, як тільки вводиться нелінійна поведінка ємностей. Потім починається друга частина переходу, коли h^- розряджається. Струм протікає через тіло діода h^- і, водночас, переміщує заряд, що залишився на колі q . На цій ділянці з котушкою індуктивності резонують лише q конденсатори. Цей перехід можна знову проаналізувати за допомогою рівнянь з попереднього розділу, але замінивши $t=0$ на T_{tr1} . Зауважимо, що для цієї частини аналіз $v_L(T_{tr1})$ також необхідний. Як тільки h^- повністю розряджається, при $t = T_{tr}$ отримуємо повну ZVS. Цей перехід відбувається в режимах $T2^-$ і $T3^-$.

Найскладнішими ZVS-переходами є $[111 \rightarrow 000]$ з $i_L > 0$ або $[000 \rightarrow 111]$ з $i_L < 0$, оскільки вимикаються одразу три ключі. Для пояснення процесу описано перехід $[111 \rightarrow 000]$ з позитивним струмом в котушці індуктивності, показаний на рисунку 2.9. Цей перехід розділено на три різні частини з різними ємностями в кожній.

У цьому переході гілка q має найбільший заряд, оскільки витримує найбільшу напругу. Для $V_s > V_g/2$ другими пристроями з більшим зарядом є h^+ і h^- . Нарешті, пара перемикачів з найменшим зарядом є колом d . Тому спочатку розряджається d^- , потім h^- і, нарешті, q^- . Коли d^+ , h^+ і q^+ вимкнені, струм індуктивності протікає через паразитні ємності шести пристроїв. Таким чином, на цій першій ділянці переходу в трьох парах комплементарних перемикачів переміщується однаковий заряд, названий Q^i . Попередні рівняння залишаються справедливими, якщо розглядати $C_{eq}^i = (C_{q+} + C_{q-}) \parallel (C_{h+} + C_{h-}) \parallel (C_{d+} + C_{d-})$. Як і раніше, для розв'язування потрібно знайти $v_L(T_{tr1})$ з рівняння 2.9, 2.10 і 2.13. $v_L(T_{tr1})$ залежить від того, скільки h^- і q^- розряджаються в цій частині переходу. Ці напруги будуть $v_{h-}(T_{tr1}) = V_s - (V_g - V_s)$ та $v_{q-}(T_{tr1}) = V_g - (V_g - V_s)$ за умови постійних ємностей.

Потім, як тільки d^- розрядиться і діод проведе струм, друга частина починає перехід. Тепер котушка індуктивності резонує з $C_{eq}^{ii} = (C_{q+} + C_{q-}) \parallel (C_{h+} + C_{h-})$, поки h^- не стане повністю розряджений. У цей

момент напруга, що залишилася в q^- , необхідна для рівнянь, які, зі спрощенням постійної та однакової ємності, буде $v_{q^-}(T_{tr2}) = V_g - V_s$.

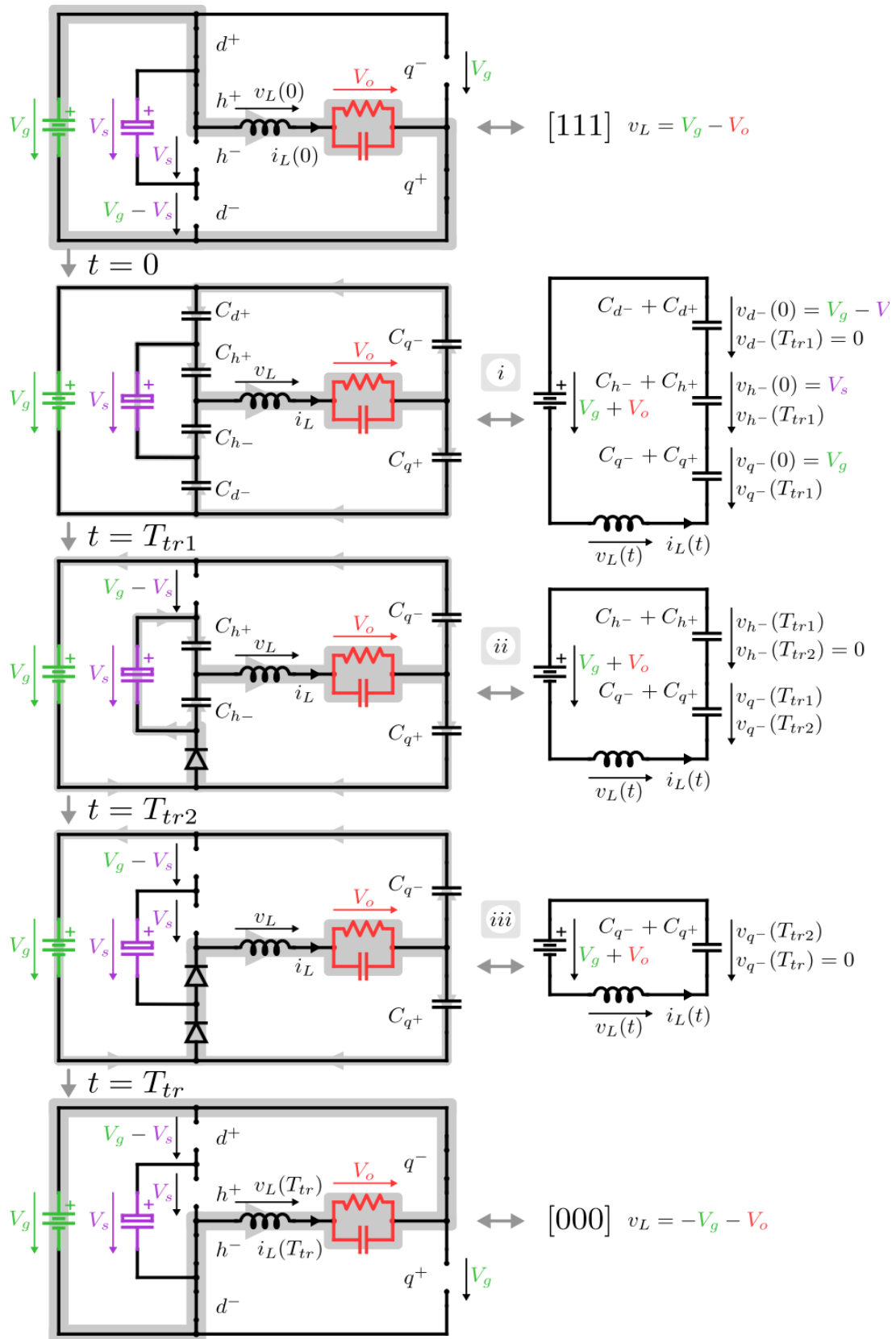


Рисунок 2.9 - [111] → [100] перехід з позитивним струмом в котушці індуктивності $i_L > 0$, перехід розділено на три різні частини з різними ємностями в кожній

В останній частині переходу індуктор переміщує заряд, що залишився в колі q , і знову застосовуються ті самі рівняння, але з використанням $C_{eq}^{iii} = C_{q+} + C_{q-}$ і заміною $t = 0$ на $t = T_{tr2}$.

Аналіз на три частини, можна отримати $i_L(T_{tr})$ за умови, що $i_L(0)$, або мінімум $i_L(0)$, яка необхідна для забезпечення ZVS переходів, можна обчислити. Також можна отримати загальний час переходу. Зроблено висновок, що всі переходи можуть бути проаналізовані за допомогою рівнянь 2.9, 2.10 і 2.13, якщо їх застосувати окремо до кожної частини переходу. Зауважте, що коли задіяно більше ніж одне коло, неможливо визначити, чи може перехід починатися або закінчуватися з $i_L = 0$ тільки на основі початкової та кінцевої напруг.

2.4 Перевірка та моделювання режимів роботи інвертора

Моделювання режимів роботи інвертора для наведеного вище переходу $[111 \rightarrow 000]$ було розроблено для того, щоб довести правильність методології, описаної в цьому розділі, і кількісно оцінити похибку, пов'язану з припущенням про постійну ємність в окремих частинах переходу. У симуляції кожен паразитний конденсатор моделюється за допомогою точок даних. Симуляція складається з ємностей і діодів для моделювання перемикачів у переході, джерел напруги для трьох портів і котушки індуктивності. Початковою умовою для котушки індуктивності є $i_L(0) = 0$, а напруги на конденсаторах встановлені таким чином, що $v_{d+}(0) = v_{h+}(0) = v_{q+}(0) = 0$, що збігається з точкою, де d^+ , h^+ і q^+ відкриті. Схема та результати моделювання зображені на рисунку 2.10.

Нелінійна поведінка ємностей спричиняє невеликі розбіжності. Напруги в моделюванні після кожної частини переходів є такими: $v_{h-}(T_{tr1}) \approx 94$ В, $v_{q-}(T_{tr1}) \approx 165$ В і $v_{q-}(T_{tr2}) \approx 25$ В. Ці значення ідеально збігаються з теоретичними, оскільки вони отримані з аналізу зарядів за допомогою таблиць пошуку, що є наближенням. Наступні часи виміряні в симуляції: $T_{tr1} \approx 272$ нс, $T_{tr2} \approx 98$ нс і $T_{tr3} \approx 39$ нс, тому загальний час переходу становить $T_{tr} \approx 409$ нс. Виміряні струми за цей час становлять $i_L(T_{tr1}) \approx 1,52$ А, $i_L(T_{tr2}) \approx 1,42$ А та

$i_L(T_{tr}) \approx 1,33$ А. Вимірний час на 16 нс менший за очікуване значення, що становить 4 % похибки, а струм на 8 мА більший за очікуване значення, що становить 6 % похибки. Отже, можна зробити висновок, що результати є точними, навіть коли використовується залежна ємність від часу.

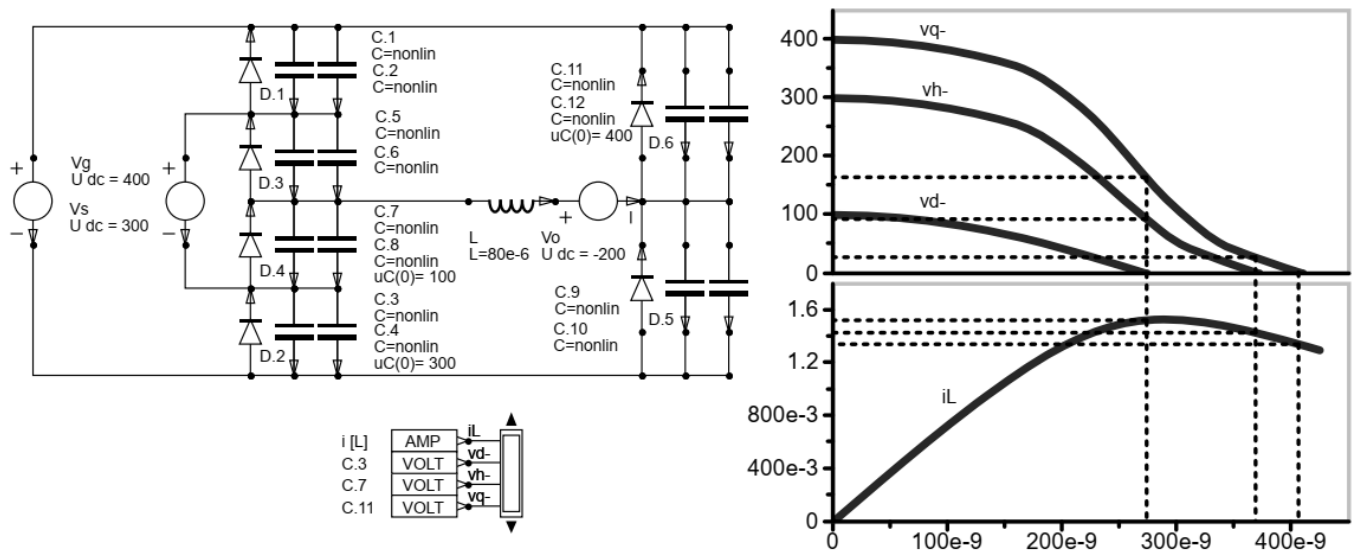


Рисунок 2.10 - Моделювання переходу $[111 \rightarrow 000]$, для $V_g = 400$ В, $V_s = 300$ В, $V_o = -200$ В, $L = 80$ мкГн та $i_L(0) = 0$.

За допомогою програми *Gecko Circuit* було розроблено симуляцію для перевірки запропонованого інверсійного керування на основі однієї ітерації. *Gecko Circuit* було обрано тому, що він дозволяє програмувати цифрові блоки, що є обов'язковою умовою для реалізації такого керування. Оскільки ця симуляція призначена лише для керування, багатьма аспектами реальної реалізації: вхідна напруга вважається постійною, комутаційні пристрої моделюються без C_{oss} , а затримкою між сигналом виявлення та сигналом затвора нехтується. Схема, що використовується для моделювання, показана на рисунку 2.11 а). Для резистивного навантаження потужністю 1 кВА результати моделювання показані на рисунку 2.11 б). На верхньому графіку представлені напруги трьох портів, показуючи, що вихідна напруга є ідеальною синусоїдою, і показуючи, як накопичувальний конденсатор коливається навколо 340 В. На нижньому графіку представлені миттєві струми трьох портів. Однак ці графіки не ідентичні з кількох причин: коефіцієнт підсилення контурів не є нескінченним, інверсія установки вносить певну похибку через використання

однієї ітерації, і, що більш важливо, через навантаження, яке вносить вихідний конденсатор, встановлений на 10 мкФ у цій симуляції.

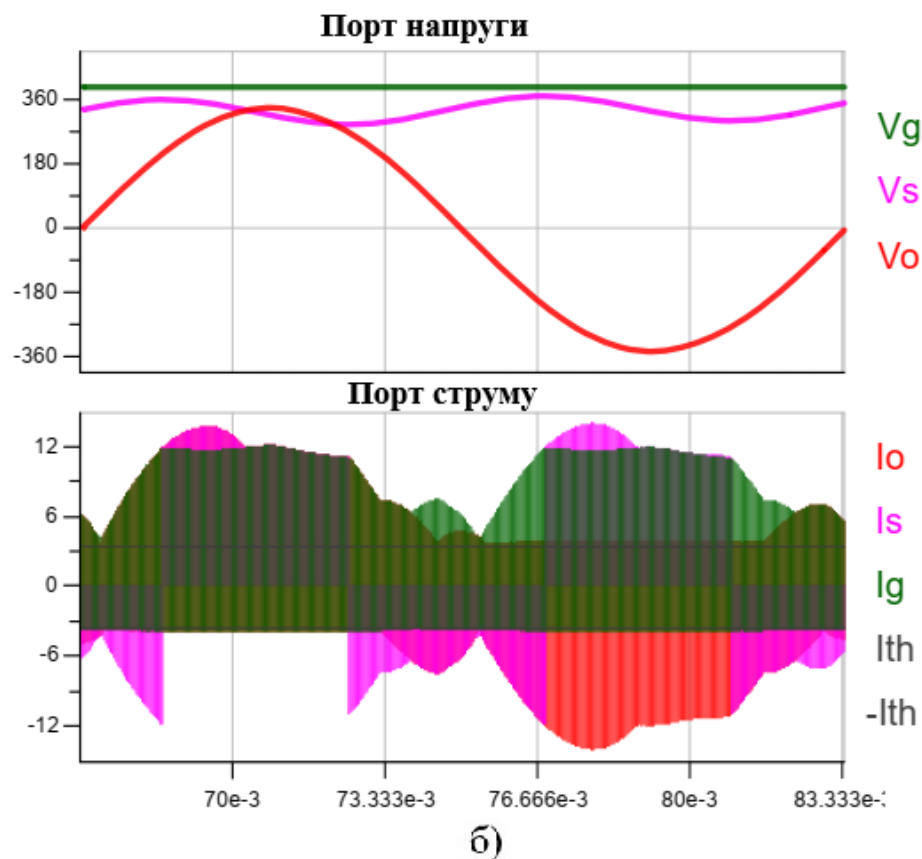
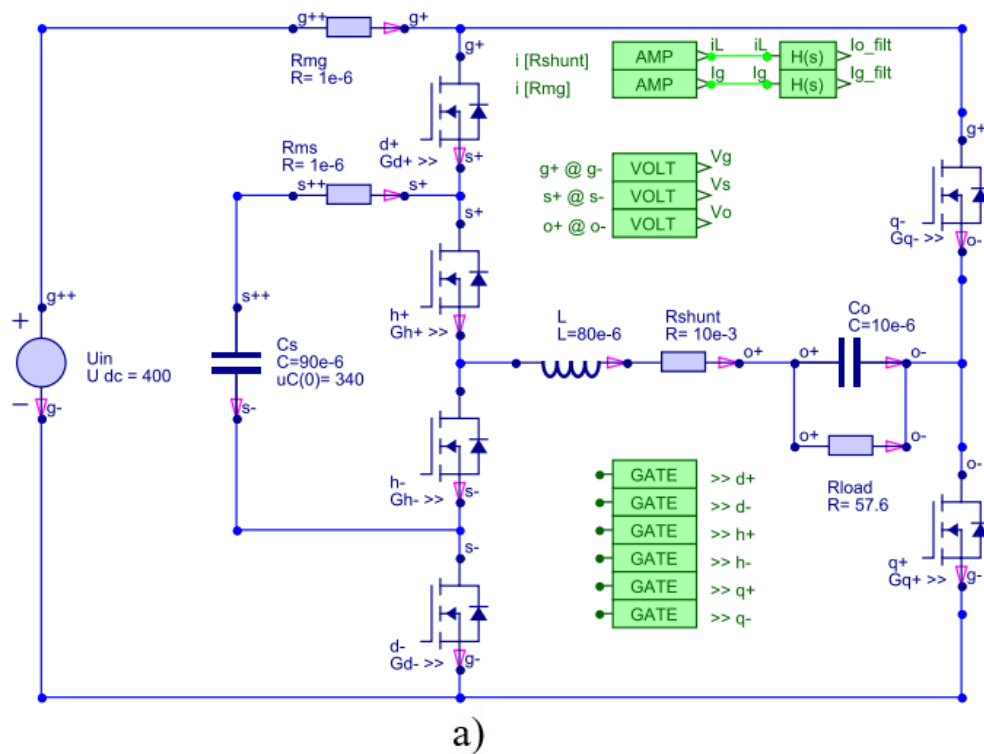


Рисунок 2.11 - Моделювання для перевірки керування з використанням вихідний конденсатор 10 мкФ для C_o , $L = 80$ мкГн та $I_{th} = 3,5$ А, а) силовий каскад, б) напруги та струми портів для резистивного навантаження 1 кВА.

Щоб довести правильність контурів керування, на рисунку 2.12 а) показано еволюцію виміряних, заданих та еталонних струмів і напруг портів. Різні змінні позначено так само, як і на загальній схемі. Вхідний струм майже постійний, а вихідна напруга ідеально відповідає еталонному значенню, що є двома цілями цього контролера, доводячи, що регулятор, працює за призначенням.

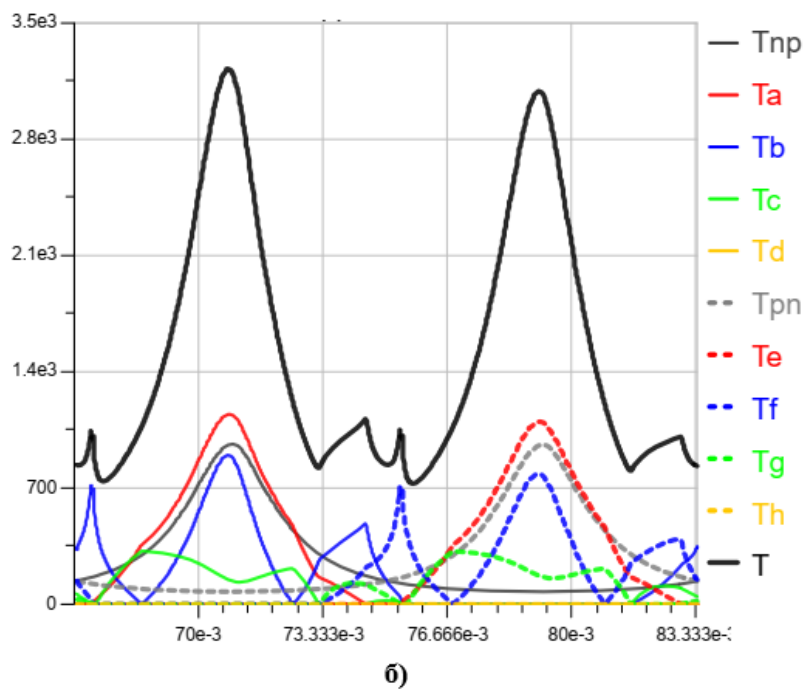
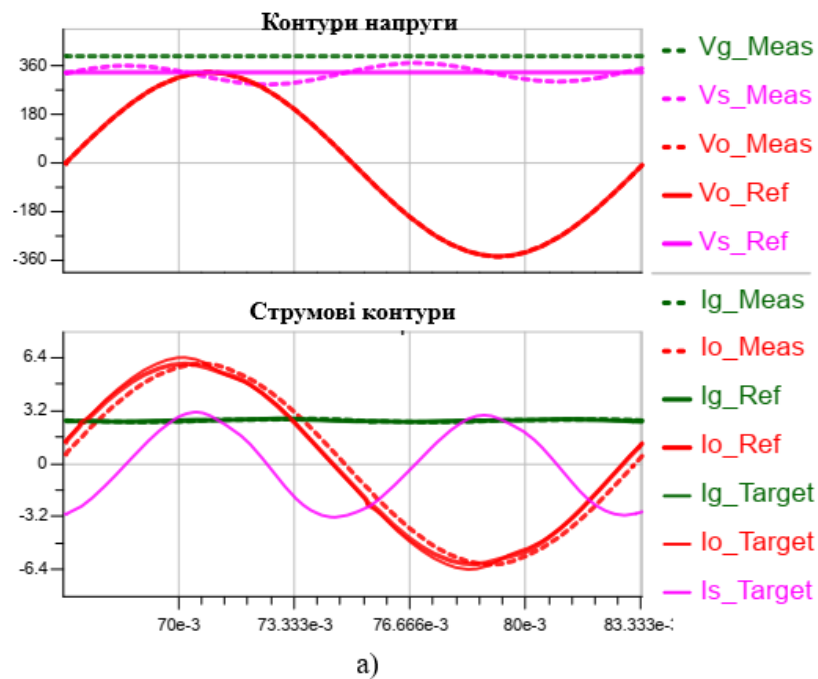


Рисунок 2.12 - Результати моделювання, а) змінні контурів керування, б) показано час подачі сигналу вздовж лінійного циклу, кожна одиниця еквівалентна 10 нс.

Крім того, для перевірки керування на основі інверсії, реалізованого за одну ітерацію, на рисунку 2.12 б) показано еволюцію часу подачі сигналу вздовж лінійного циклу. T_{a-f} постійно змінюється від одного циклу перемикавання до наступного. C_o збільшує навантаження і робить його більш ємнісним. Проте, оскільки виміряний і заданий вхідний і вихідний струм на рисунку 2.12 а) дуже схожі, доведено, що одна ітерація є достатньо точною.

За допомогою цього моделювання було підтверджено сталий режим роботи інвертора, показавши, що складне управління, необхідне для модуляції струму індуктора, працює.

2.5 Висновки до розділу

У розділі виконано комплексний аналіз режимів роботи та станів перемикавання одноступеневого однофазного інвертора для фотоелектричних систем. Запропонований підхід до опису роботи інвертора ґрунтується на чіткій класифікації комутаційних станів і режимів роботи, що дозволило формалізувати процеси енергопередачі між портами та забезпечити аналічну зручність при дослідженні модуляції і втрат.

Показано, що використання двох взаємодоповнювальних класифікацій станів — за конфігурацією комутаторів $[dhq]$ та за конфігурацією портів $[g s]$ — дає можливість однозначно визначати напругу на котушці індуктивності та напрямки струмів у кожному з восьми можливих станів перемикавання. Такий підхід суттєво спрощує аналіз індуктивного струму та дозволяє систематично формувати режими роботи інвертора як послідовності окремих станів.

Встановлено, що режими роботи інвертора можуть бути класифіковані за формою струму індуктора на трапецієподібні позитивні (Trap), трапецієподібні негативні (Tran) та трикутні (T) режими. Показано, що для повної модуляції інвертора необхідна множина з дев'ятнадцяти режимів, які забезпечують формування синусоїдальної вихідної напруги та керування потоками потужності між портами.

Окрему увагу приділено аналізу переходів між комутаційними станами з точки зору досягнення перемикання при нульовій напрузі (ZVS). Визначено необхідні умови ZVS залежно від напрямку струму індуктора та типу переходу. Запропоновано універсальну методику ідентифікації переходів, які потенційно можуть забезпечити ZVS, що дозволяє на етапі синтезу модуляції виключати режими з неминучими жорсткими перемиканнями..

У роботі кількісно проаналізовано мінімальний струм індуктора та мінімальний мертвий час, необхідні для досягнення ZVS. Отримано аналітичні вирази для мінімального початкового струму індуктивності, часу переходу та пікового струму в переході. Показано, що існують два принципово різні типи ZVS-переходів: такі, що можуть починатися з нульового струму індуктора, і такі, що можуть завершуватися з нульовим струмом. Це є важливим результатом для вибору режимів модуляції з мінімальними втратами та обмеженими піковими струмами.

Коректність теоретичних висновків підтверджено детальним схемотехнічним моделюванням з урахуванням нелінійної залежності паразитних ємностей від напруги. Отримані результати показали малу похибку між аналітичними та симуляційними даними, що свідчить про адекватність запропонованої методології. Додатково перевірено працездатність інверсійного керування на основі однієї ітерації, яке забезпечує стабільний сталий режим роботи інвертора, практично постійний вхідний струм і синусоїдальну вихідну напругу.

3 НАУКОВО-ДОСЛІДНИЦЬКИЙ РОЗДІЛ

3.1 Опис та результату моделювання всієї системи

У цьому розділі обговорюються результати, отримані за допомогою симуляції, призначеної для відображення реальної поведінки інвертора. На рисунку 3.1 показано схему схеми в симуляторі *Gecko Circuits*, яка є повною версією того, що було описана в попередніх розділах.

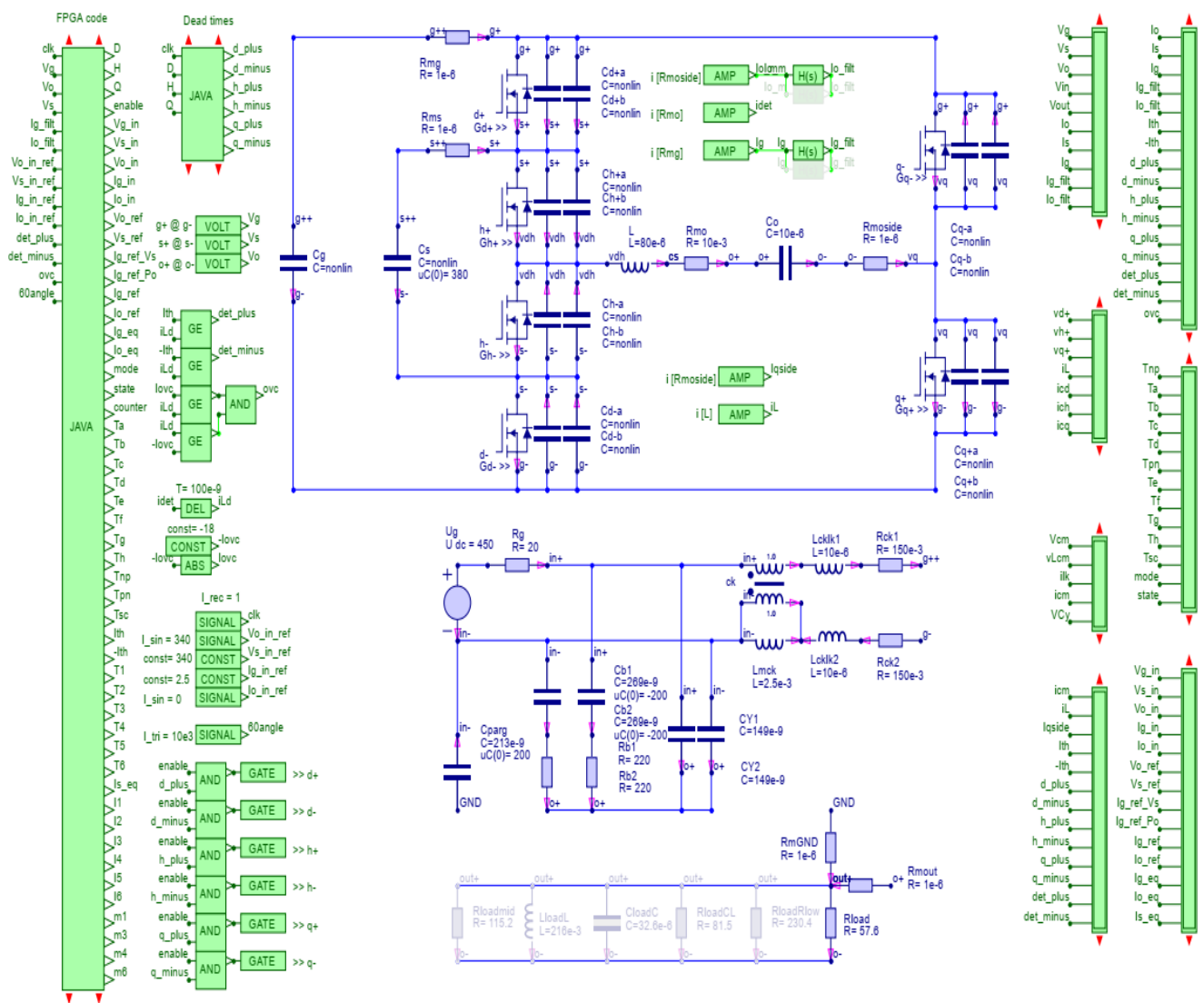
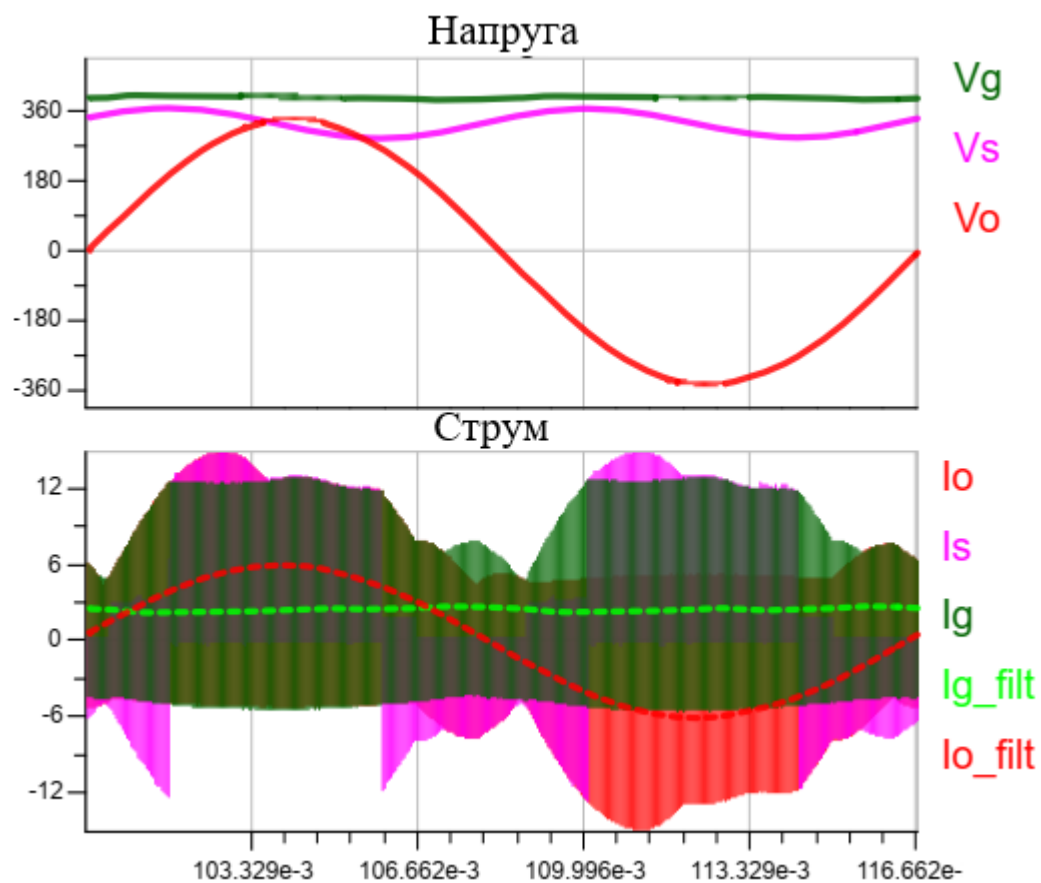


Рисунок 3.1 - Схема, використана для моделювання, включаючи силовий каскад, керування та фільтр струму витоку. Синім кольором позначено електричну частину, а зеленим - контроль та вимірювання.

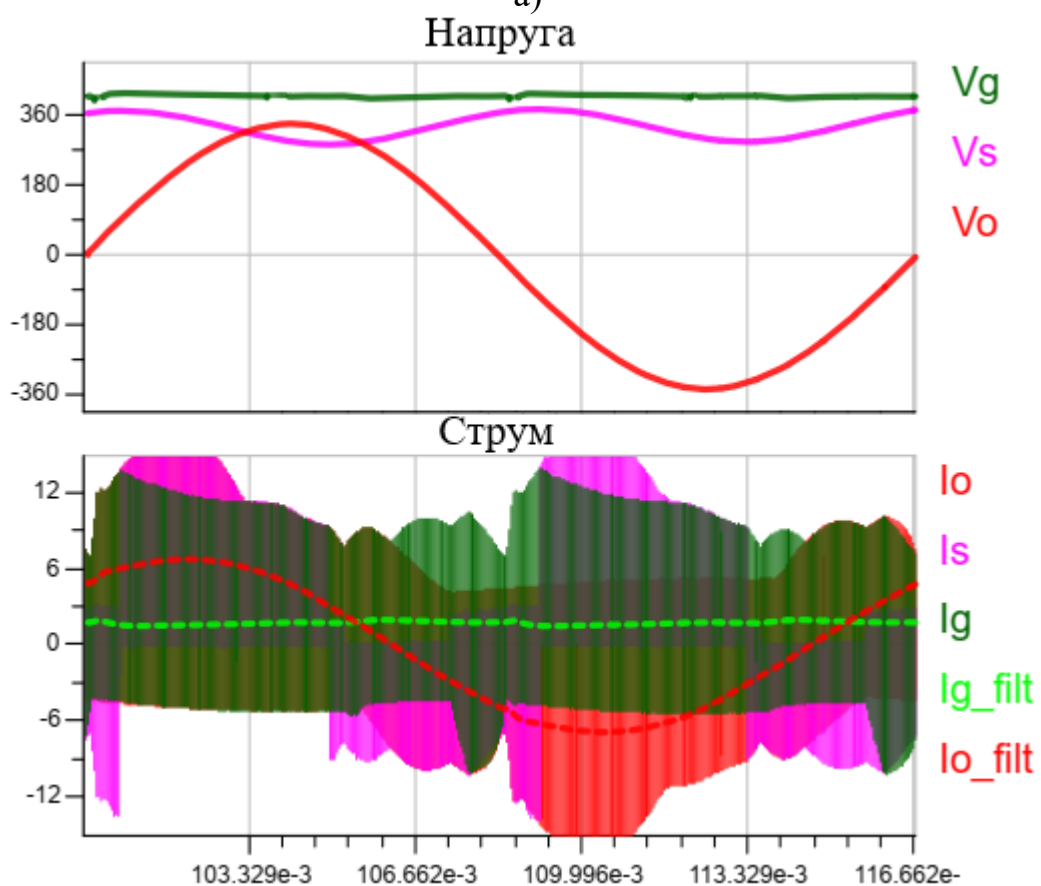
Для цієї симуляції перемикальні пристрої моделюються як опори увімкнення і вимкнення та падіння напруги лише на корпусі діода. R_{ds} вибрано таким чином, щоб відповідати значенню двом транзисторам з GaN-систем, що працюють паралельно. Для точного моделювання нелінійної C_{oss} використовуються точки даних. Дросель моделюється з індуктивністю витoku 10 мкГн і опором обмотки 150 мОм відповідно до вимірювань реального дроселя. Для C_s модель враховує зміни ємності в залежності від напруги, оскільки керамічний матеріал демонструє значне падіння ємності при номінальній напрузі. Паразитна ємність включена для моделювання паразитної ємності від фотоелектричної панелі до землі зі значенням 213 нФ, оскільки це вимірне значення для джерела вхідного сигналу, що використовується для тестування. Заземлення підключено між навантаженням і котушкою індуктивності. Крім того, конденсатори фільтра струму витoku підключено до позитивної клеми виходу інвертора.

Основний код, реалізований у вигляді блоку Java, обчислює режим роботи та час роботи на основі посилянь, згенерованих циклами, та вимірювань для кожного циклу перемикання. Для моделювання затримки циклу перемикання у програмованій матриці логічних елементів через час, для обчислення всіх процесів, виміряні V_g , V_s , V_o , I_g , I_o попереднього циклу використовуються для обчислення фактичного циклу перемикання. Існує додатковий Java-блок, який використовується для генерації витримки часу, а також математичні блоки для реалізації виявлення струму та захисту від перевантаження по струму. До сигналів виявлення додається затримка 100 нс, щоб врахувати затримку від виявлення до сигналу транзистора. Ця затримка негативно впливає на роботу інвертора. Нарешті, є вольтметри, амперметри і масштаби для моніторингу різних змінних схеми.

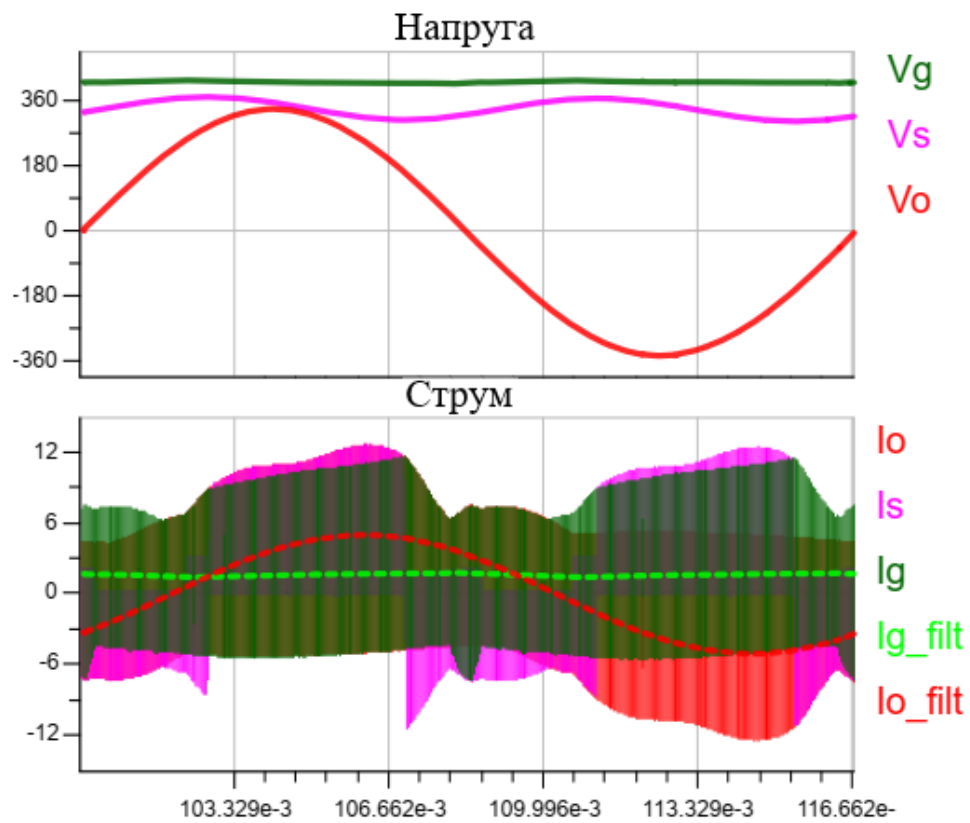
На рис. 3.2 показані напруги та струми портів для навантажень 1 кВА коефіцієнт потужності $PF= 1$, $PF= 0,7$ ємнісного, $PF= 0,7$ індуктивного та 250 ВА $PF= 1$, відповідно. У всіх чотирьох випадках вихідна напруга є ідеальною синусоїдою, а вхідний струм і напруга майже постійні..



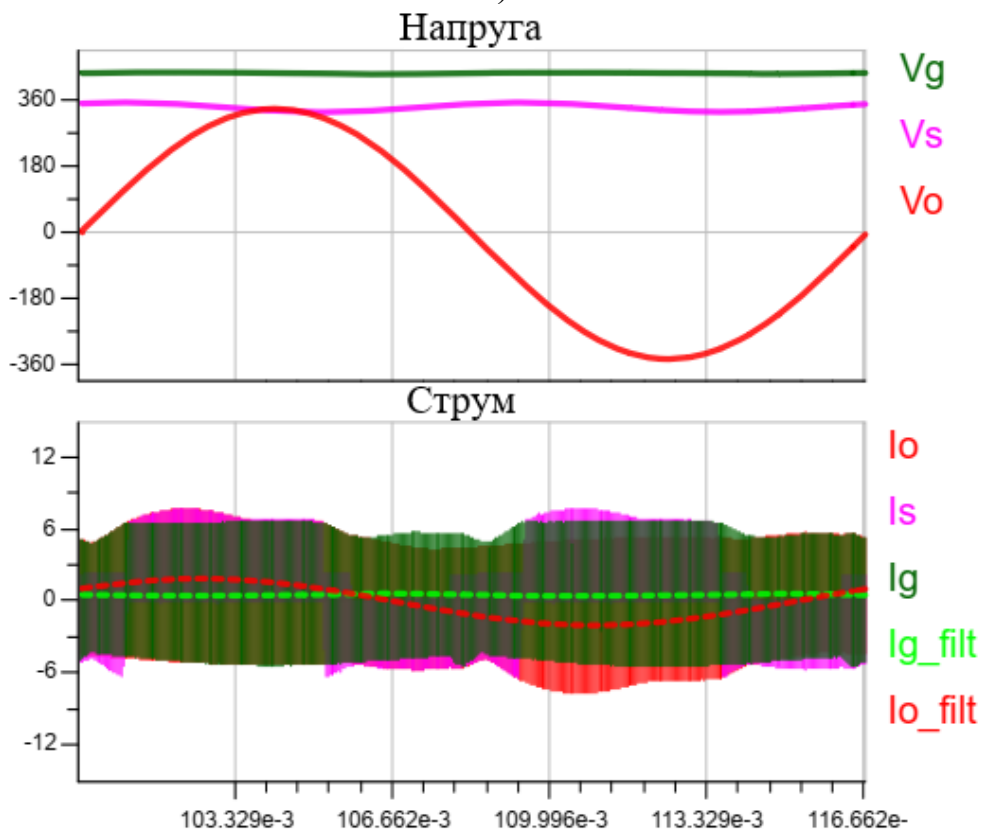
a)



б)



в)



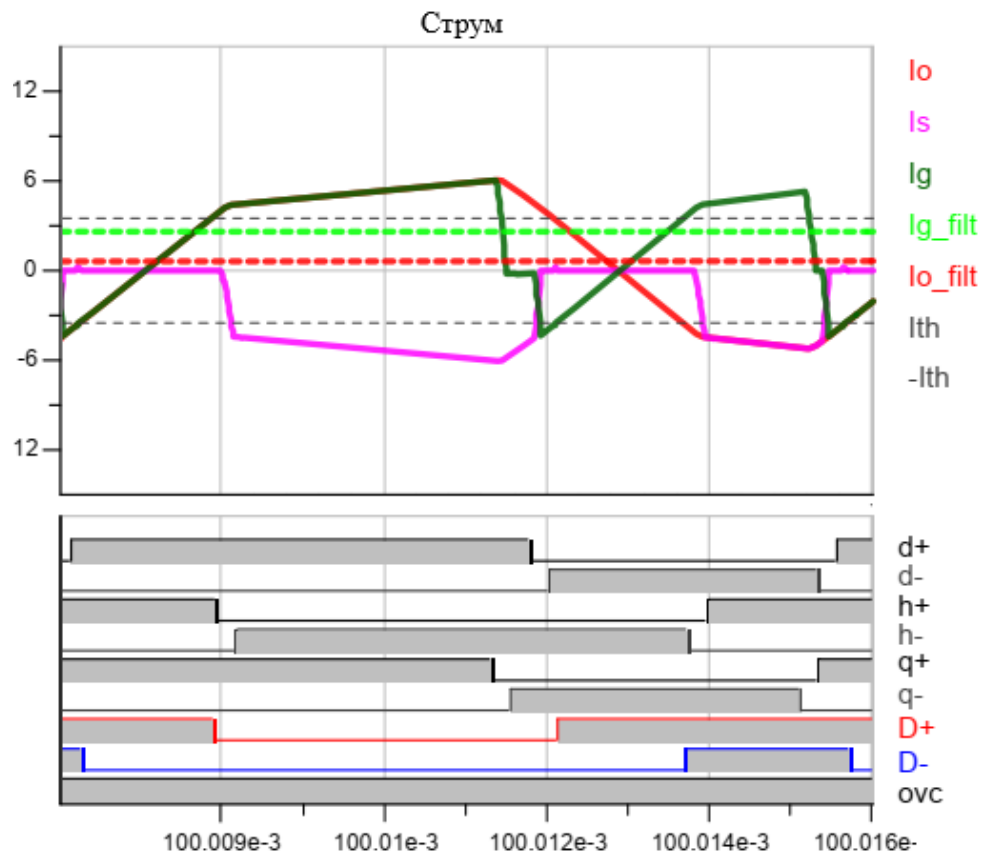
г)

Рисунок 3.2 - Результати моделювання, а) для реактивного навантаження 1 кВА, б) Коефіцієнт потужності = 0,7, 1 кВА ємнісного навантаження, в) 1 кВА коефіцієнт потужності = 0,7 індуктивного навантаження, г) 250 ВА резистивного навантаження.

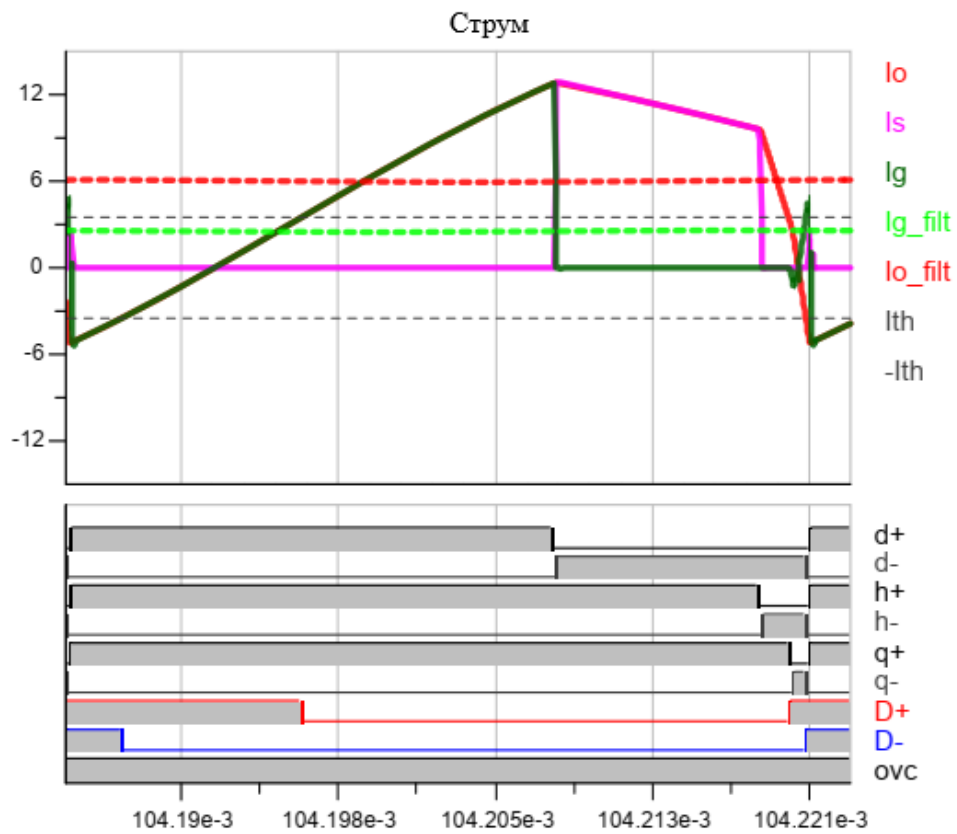
Вплив вихідного конденсатора не є незначним. Він не розглядався під час опису модуляції, оскільки не був принциповим для розуміння роботи інвертора, і це додало б складності, не покращивши якість пояснення. Конденсатор збільшує видиму потужність і робить коефіцієнт потужності дещо ємнісним. Для $C_o = 10 \text{ F}$ додана реактивна потужність становить 217 ВА. При повній потужності це означає повну потужність близько 1023 ВА. Однак для ємнісного навантаження з $PF = 0,7$ загальна реактивна потужність стає 924 ВА, тому видима потужність становить 1164 ВА, збільшуючи струм в котушці індуктивності і коливання напруги на накопичувальному конденсаторі, як показано на рисунку 3.2 б). Це також є причиною того, що видима потужність в індуктивному навантаженні зменшується, і чому при невеликому навантаженні поведінка інвертора є переважно ємнісною. Без навантаження інвертор переміщує заряд від C_s до C_o туди і назад, споживаючи лише вхідний струм, необхідний для компенсації втрат.

Масштаб роботи в режимі $\text{Tra}4^+$ при $\pi/2$ для резистивного навантаження 1 кВА показано на рисунку 3.3 б). Тут легко визначити різницю між $-I_{th}$ і дійсним значенням струму в переходах $[000 \rightarrow 111]$. Робота при $\omega \cdot t = 0$ показана на рисунку 3.3 а), робота при T_0 . В цьому випадку різниця між $-I_{th}$ і дійсним струмом в переході не така велика, оскільки нахил струму індуктивності в $[000]$ менший в порівнянні з нахилом в $\text{Tra}4^+$. На цих рисунках також включено сигнали затвора і сигнали детектування (D^+ і D^-).

Для підтвердження того, що струм витоку не змінюється, коли розглядаються неідеальні умови, на рисунку 3.4 а) показано напругу і струм СМ фільтрі в дроселі і паразитному конденсаторі вздовж циклу лінії для резистивного навантаження 1 кВА. Слід зазначити, що заземлення не підключено в середній точці навантаження, що збільшує I_{cm} . Напруга і струм у дроселі та в паразитній ємності від входу до землі не змінюються суттєво, i_{lk} дорівнює 36 мА середньоквадратичному значенню. Таким чином, очікується, що специфікації будуть виконані, хоча модель є спрощеною: вона не включає паразитні ємності в дроселі та Z_{gnd} . Як наслідок, реальні осцилограми можуть відрізнитися.

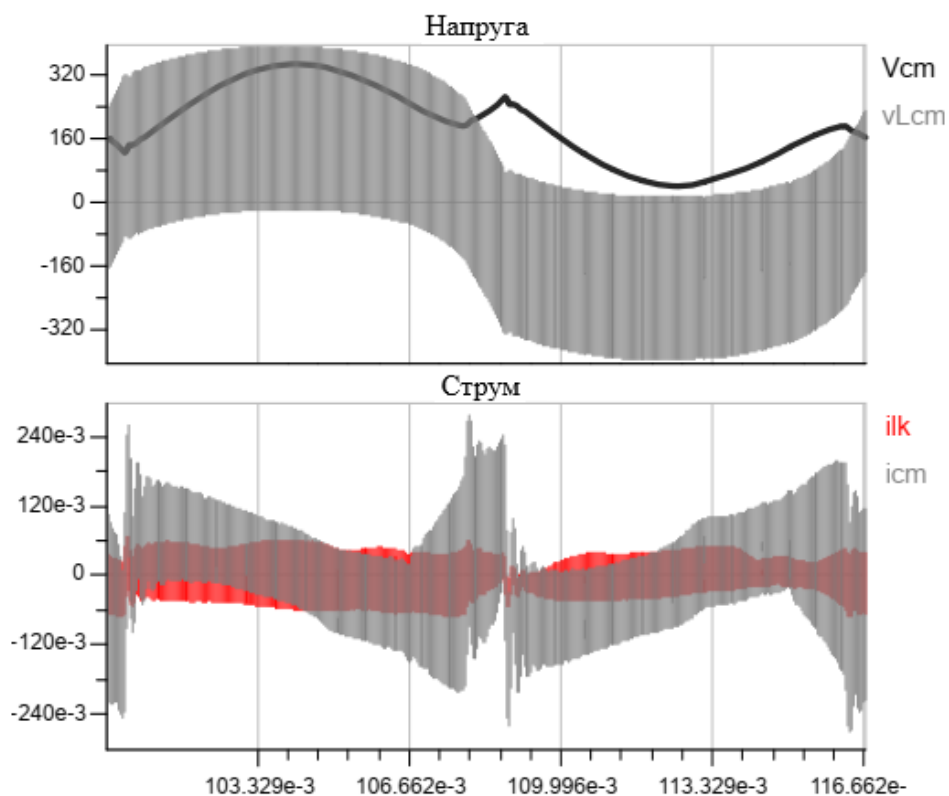


а)

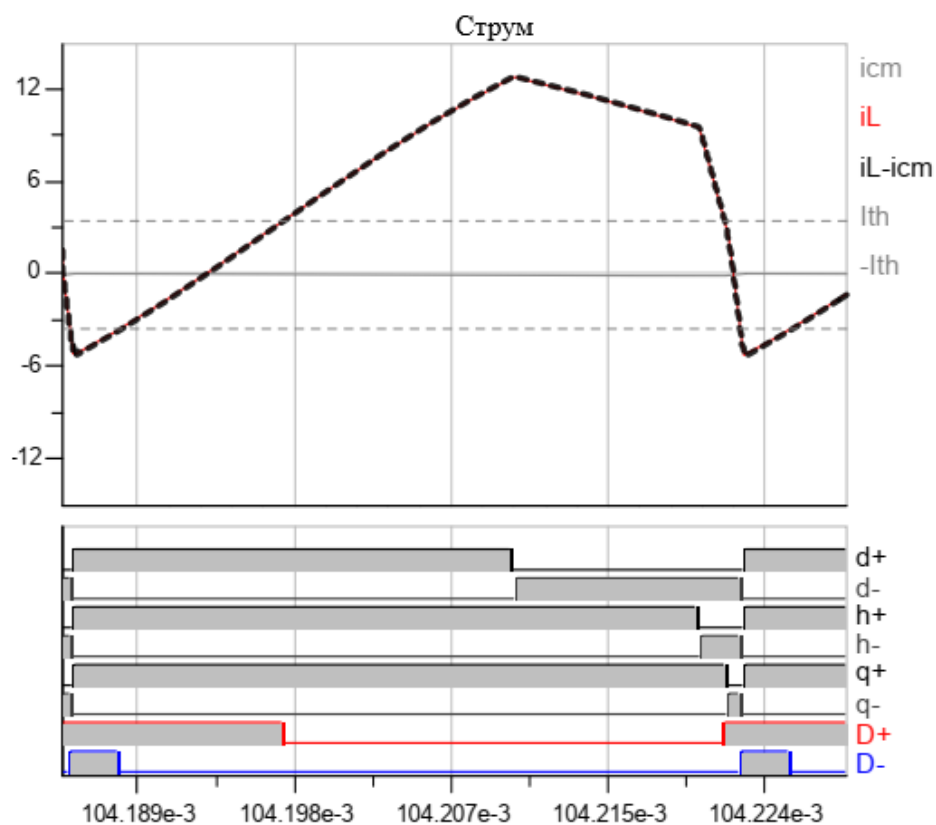


б)

Рисунок 3.3 - Масштабування осцилограми для резистивного навантаження 1 кВА, а) поблизу $\omega \cdot t = 0$, б) поблизу $\omega \cdot t = \pi / 2$.



а)



б)

Рисунок 3.4 - Перевірка фільтра струму витоку для резистивного навантаження потужністю 1 кВА, а) СМ напруга і струм в паразитній ємності і дроселі б) вплив струму СМ на струм секції q .

Щоб переконатися, що струм СМ фільтра не впливає на роботу інвертора, на рисунку 3.4 б) показано збільшення роботи при $\pi/2$. На цьому рисунку струм індуктивності показано разом з різницею між струмом індуктивності і струмом дроселя; це струм, який протікає через секцію q . Оскільки струм СМ дуже малий порівняно з i_L , струм у q -секції майже не змінюється при введенні дроселя, тому на струм для ZVS це не впливає.

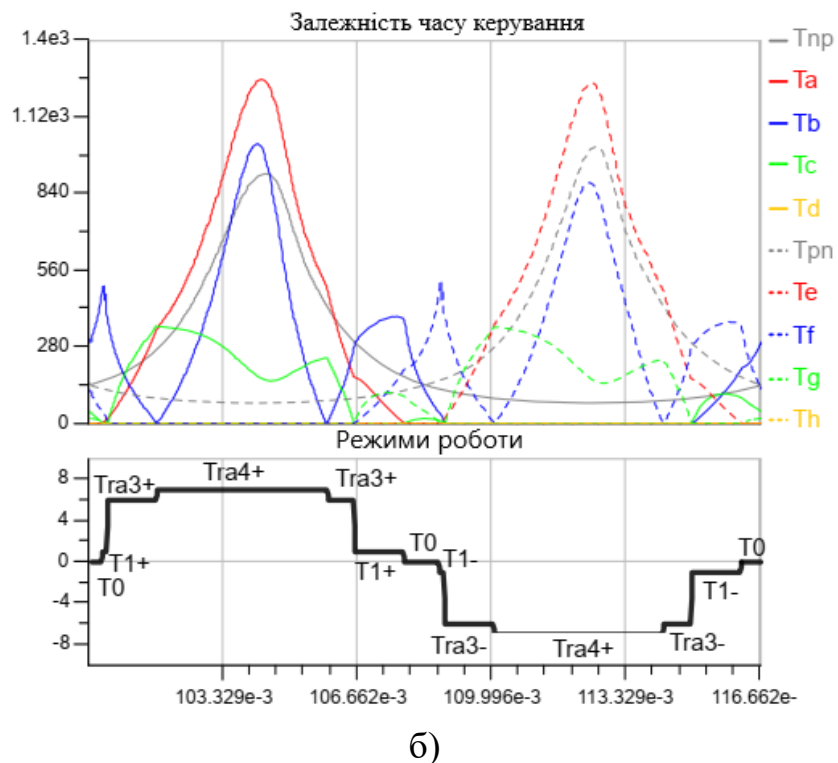
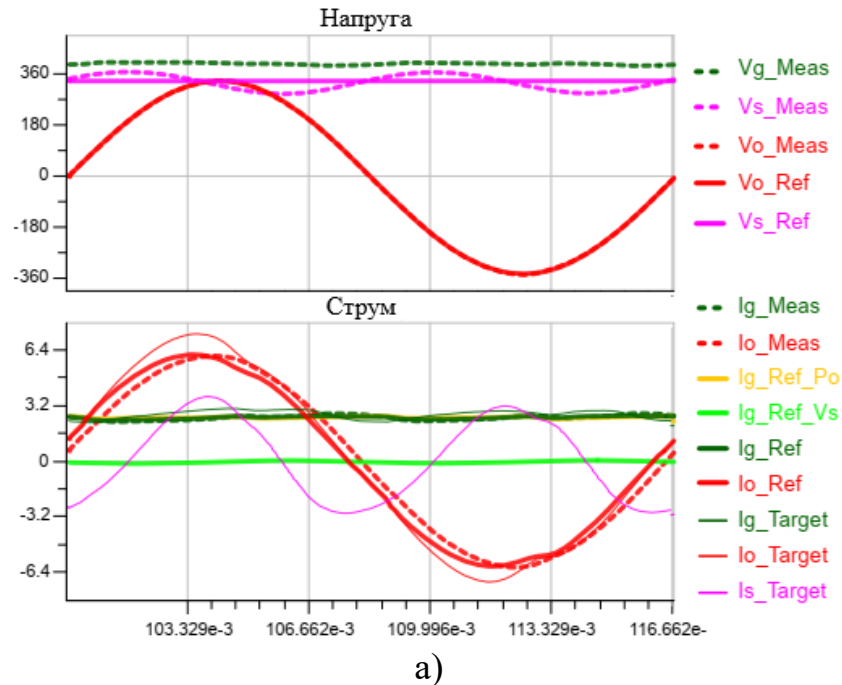


Рисунок 3.5 - Перевірка керування для резистивного навантаження 1 кВА, а) контури керування, б) залежність часу керування та режимів роботи, кожна одиниця часу спрацьовування відповідає 10 нс.

Залежність значень для контурів зображена на рисунку 3.5 а) із змінними, названими так само, як на рисунку 2.11, щоб показати, що на управління не мають значного впливу затримки, переходи ZVS або фільтр струму витоку. Вихідна напруга ідеально відповідає еталонному значенню, а середня напруга на накопичувальному конденсаторі становить 340 В з очікуваним коливанням через низьку смугу пропускання контуру. Що стосується струмів, то виміряні значення не дуже точно відповідають еталонним. Це пов'язано, головним чином, із затримкою від виявлення струму до сигналів затвора. Це призводить до великих розбіжностей між струмом, змодельованим для інверсії, і реальною формою струму індуктора. Тим не менш, контури напруги коригують еталонні значення струму, тому це не є проблемою.

Залежність часу керування та режимів роботи показана на Рисунку 3.5 б). Прикладні часи змінюються безперервно. Діапазон частоти перемикання з таким навантаженням становить від 29 кГц до 141 кГц. Послідовність режимів роботи залишається незмінною. Хоча, оскільки навантаження має невелику ємність, сектори, в яких використовуються режими, змінилися порівняно з ідеальною роботою.

Нарешті, щоб підтвердити перехід ZVS, на рисунку 3.6 а) .показано масштабування операції поблизу $\pi/2$. На цьому графіку показано напругу на транзисторах d^+ , h^+ і q^+ , струм у котушці індуктивності та струм через паразитні ємності MOSFET. На графіку $i_{cq} = i_{Cq+} - i_{Cq-}$, і так само для i_{cd} і i_{ch} . Можна спостерігати різні напруги, які витримує кожен пристрій. ZVS завжди досягається у всьому циклі лінії. На рис. 3.6 б) показано збільшення для $[000 \rightarrow 111]$ переходів попереднього графіка. Повний ZVS досягається, оскільки напруги сток-джерело трьох перемикаючих пристроїв розряджаються відносно повільно, менш ніж за 200 нс. Струм значно нижчий за $-I_{th}$ через затримку і резонанс котушки індуктивності з паразитними конденсаторами в переході. Зроблено висновок, що інвертор працює за призначенням, навіть якщо врахувати паразитні та несприятливі ефекти.

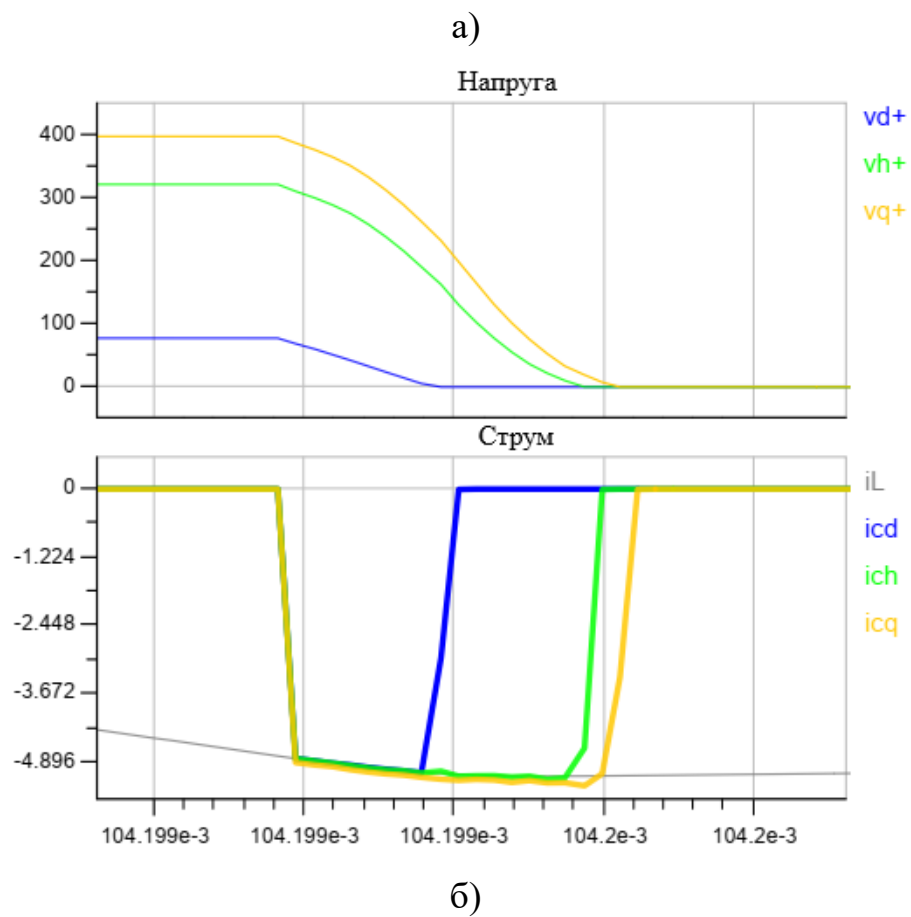
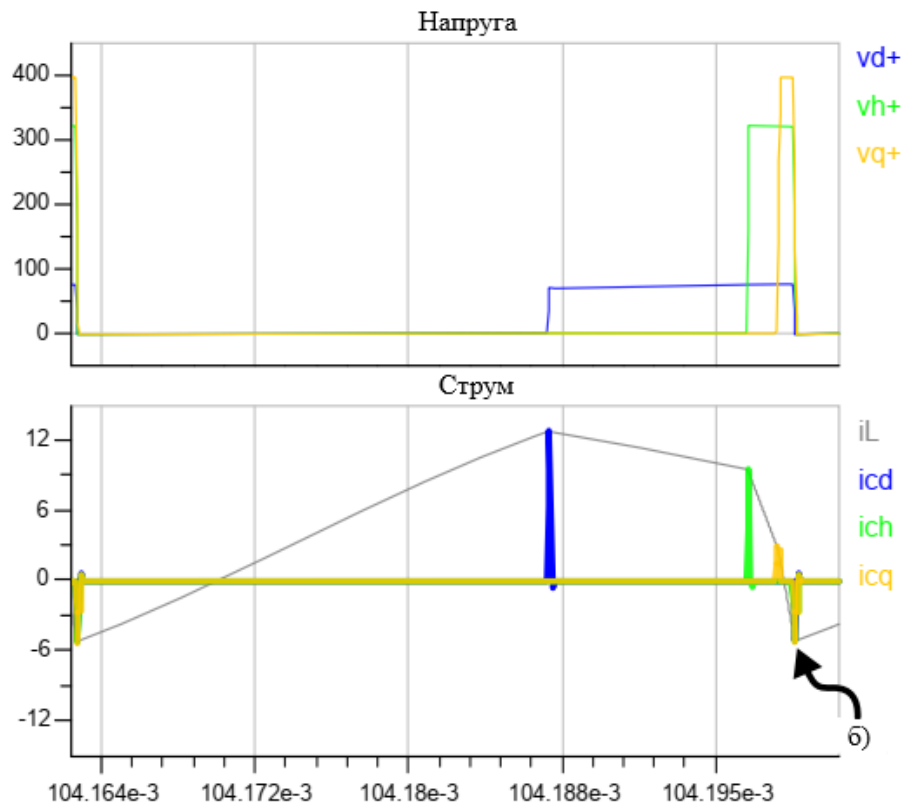


Рисунок 3.6 - Перевірка переходів ZVS для резистивного навантаження 1 кВА, а) збільшення поблизу $\omega \cdot t = \pi / 2$. б) збільшення масштабу переходу [000→111].

3.2 Висновки до розділу

У цьому розділі виконано детальне моделювання повної системи інвертора з урахуванням силового каскаду, керування, паразитних елементів та фільтра струму витоку. Побудована модель адекватно відтворює реальну роботу інвертора, включаючи нелінійну поведінку паразитних ємностей та затримки керування.

Результати моделювання показали, що для різних типів навантажень і рівнів потужності вихідна напруга має практично ідеальну синусоїдальну форму, а вхідна напруга та струм залишаються майже сталими. Встановлено, що вихідний конденсатор істотно впливає на видиму та реактивну потужність, змінюючи струм індуктивності та коливання напруги накопичувального конденсатора, особливо при ємнісних навантаженнях.

Підтверджено ефективність фільтра струму витоку: струм спільного режиму залишається малим і не має суттєвого впливу на струм індуктора та умови реалізації ZVS. Аналіз контурів керування показав, що система є стійкою до затримок, неідеальних переходів та впливу паразитних елементів, забезпечуючи коректне регулювання вихідної напруги та напруги накопичувального конденсатора.

Моделювання переходів підтвердило досягнення повного ZVS у всьому діапазоні роботи інвертора, навіть за наявності затримок і резонансних явищ. Таким чином, результати симуляції доводять працездатність запропонованої структури інвертора та алгоритмів керування і підтверджують можливість їх практичного застосування в фотоелектричних системах.

4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

4.1 Охорона праці

Електробезпека – це система організаційних і технічних заходів, що забезпечують захист людей від небезпечної і шкідливої дії електричного струму, електричної дуги, електромагнітного поля, статичної електрики [14].

Основними заходами захисту від ураження електричним струмом є:

- забезпечення недоступності струмопровідних частин для випадкового дотику;
- пристрої електроенергії з безпечними величинами напруги;
- усунення небезпеки ураження людей струмом у разі появи напруги на частинах конструкцій електроустаткування;
- пристрої індивідуальних захисних засобів від ураження електричним струмом.

Недоступність струмопровідних частин для випадкового дотику досягається ізоляцією їх струмонепровідними матеріалами. Провідники електричного струму повинні мати робочу ізоляцію. Передбачено пристрої в деяких випадках додаткової, підсиленої чи лінійної ізоляції.

Недоступність розташування струмопровідних частин досягається розміщенням їх на висоті, під підлогою чи приховано в стінах. Незахищені струмопровідні частини, до яких можливий дотик людей, надійно огорожують у всіх випадках, якщо напруга перевищує:

- 65 В – в приміщеннях без підвищеної небезпеки;
- 42 В – в приміщеннях з підвищеною небезпекою;
- 12 В – в приміщеннях особливо небезпечних.

У випадку напруги понад 250 В огорожують не тільки незахищені, але й ізольовані струмопровідні частини.

Пристрої малих напруг – дуже ефективний захист від ураження електричним струмом. Для живлення кіл керування технологічним обладнанням, встановленим в особливо небезпечних приміщеннях і

приміщеннях з підвищеною небезпекою; кіл керування пересувного устаткування і для живлення ручного інструменту використовують напругу не вище 42 В. На шафах і пультах керування обладнанням розміщують штепсельні розетки з напругою не вище 12 В для включення переносних світильників, які використовуються під час періодичних оглядів наявних в них важкодоступних місць.

Захисне заземлення, занулення і відключення – основні заходи захисту людей від ураження електричним струмом у разі появи напруги на частинах конструкцій електроустаткування.

4.1.1. Підвищення стійкості функціонування організації в надзвичайних ситуаціях.

Стійкість роботи організації в надзвичайних ситуаціях - це її здатність випускати встановлені види продукції в заданих обсягах і номенклатурі, або точно виконувати свої функціональні обов'язки.

Підвищення стійкості роботи починається з організації та проведення дослідження стійкості роботи організації. Головна мета дослідження - виявлення слабких місць у роботі і вироблення комплексу заходів щодо їх усунення.

Дослідження включає три етапи:

- організаційний етап;
- оцінку стійкості роботи організації;
- розробку заходів щодо підвищення стійкості роботи організації.

Оцінка стійкості роботи організації включає в себе оцінку:

- ймовірності виникнення зовнішніх і внутрішніх НС природного, техногенного, воєнного характеру та їх вплив на життєдіяльність організації;
- надійності системи захисту працівників організації від вражаючих факторів НС військового, техногенного та природного характеру;
- фізичної стійкості будівель, споруд, що забезпечують систем;
- стійкості матеріально-технічного постачання і виробничих зв'язків;
- стійкості системи керування, зв'язку та оповіщення;

- підготовленості організації до відновлення порушеної функції.

Заходи щодо підвищення стійкості роботи поділяють на: організаційні, інженерно-технічні та спеціальні.

Організаційні заходи включають в себе:

- прогнозування наслідків можливих надзвичайних ситуацій та розробку планів дій на мирний і воєнний час;
- підготовку керівного складу до роботи у надзвичайних ситуаціях;
- навчання працівників організації дотримання заходів безпеки і способам дій при виникненні надзвичайної ситуації;
- розробку інструкцій щодо зниження небезпеки виникнення аварійних ситуацій в організації, а також по безаварійної зупинки виробництва, локалізації аварій, ліквідації їх наслідків та організації відновлення порушеного виробництва;
- створення і організацію роботи комісії з підвищення стійкості роботи організації та чергово-диспетчерської служби організації;
- підготовку сил і засобів організації для проведення заходів з ліквідації наслідків аварійних ситуацій і відновлення виробничої діяльності;
- встановлення розмірів небезпечних зон навколо потенційно небезпечних об'єктів організації;
- підготовку до проведення евакуації працівників організації, населення, сільськогосподарських тварин з небезпечних зон;
- створення і підтримка в постійній готовності систем оповіщення та керування при надзвичайних ситуаціях та ін.

Інженерно-технічні заходи спрямовані на підвищення фізичної стійкості будівель, споруд, технологічного обладнання, інженерних комунікацій, а також на створення умов для швидкого проведення відновлювальних робіт, підвищення захищеності працівників, сільськогосподарських тварин, рослин і продуктів сільськогосподарського виробництва.

Спеціальні заходи спрямовані на створення умов для переведення роботи організації на аварійний режим і на забезпечення захисту працівників у надзвичайних ситуаціях і на швидку ліквідацію наслідків цих ситуацій.

4.2. БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

4.2.1. Заходи з електробезпеки

До технічних засобів і заходів захисту від ураження електричним струмом належать:

- пристрої малих напруг;
- ізоляція струмоведучих частин (робоча, додаткова, посилена, подвійна);
- забезпечення недосяжності неізольованих струмоведучих частин;
- захисне заземлення;
- занулення, захисне відключення;
- вирівнювання потенціалів;
- електричне розділення мереж;
- компенсація струмів замикання на землю;
- огорожувальні улаштування;
- попереджуюча сигналізація;
- блокування; знаки безпеки;
- засоби захисту і запобіжні пристосування та ін.

Мала напруга – це номінальна напруга, яка не перевищує 42 В і застосовується для зменшення небезпеки ураження електричним струмом. Нормативними документами передбачається у виробничих умовах застосовувати два значення малих напруг – 12 В і 42 В. У приміщеннях з підвищеною небезпекою і особливо небезпечних напруга для світильників місцевого, ремонтного освітлення і ручного інструменту не повинна перевищувати 42 В. Крім того, в особливо небезпечних приміщеннях, за несприятливих умов (наприклад, робота сидячи або лежачи на струмопровідній підлозі) для живлення ручних переносних ламп потрібна ще більш низька напруга – 12 В.

4.2.2. Заходи протипожежної безпеки

В приміщеннях встановити наступний протипожежний режим, яким передбачено:

- порядок паління цигарок. Паління в будинках і приміщеннях заборонено. Для паління на територіях об'єктів обладнані спеціальні місця, які позначені знаками пожежної безпеки або написами - "Місце для паління" та обладнані урнами для недопалків. На території об'єктів заборонено пристрої відкритого вогню (розігрівання замерзлих труб опалення, спалювання відходів виробництва, сміття, сухого листя, тощо);

- порядок користування електронагрівальними приладами. Приготування кип'ятку, розігрівання та приготування їжі здійснюється в спеціально обладнаних для цих цілей місцях із пристроєм електрочайників з автоматичними пристроями відключення електронагрівальних елементів;

- порядок роботи з електроприладами. Забороняється залишати без нагляду увімкнені в електромережу електроприлади та оргтехніку - персональні ЕОМ, оргтехніку, радіоприймачі, електронагрівальні прилади, вентилятори, кондиціонери;

- порядок виконання вогнебезпечних робіт. Проведення вогневих та інших пожеже небезпечних робіт (газоелектрозварювальних, газорізальних, розігрів бітумів та смоли) дозволяється проводити після підготовки місця проведення цих робіт, узгодження з інженером з пожежної безпеки та виконання усіх передбачених заходів з пожежної безпеки; перевірка робочих місць та приміщень у кінці робочого дня. Перед закінченням роботи та закриття приміщень особа, відповідальна за протипожежний стан приміщення, (працівник) зобов'язана перевірити протипожежний стан приміщень, відключити напругу з усіх електроустановок та електроприладів (вимірювальних, електронно-обчислювальних, паяльників, кондиціонерів, вентиляторів, радіоприймачів, комп'ютерів тощо), а також з мереж їх живлення. Закрити вікна, кватирки. Виявлені порушення правил пожежної безпеки необхідно усунути до закриття приміщень.

Заходи пожежної безпеки в процесі роботи:

Дії персоналу в разі загрози винищення пожежі чи аварії. Правила вимкнення установок та агрегатів, порядок зняття напруги з електроустановок, виклику аварійної допомоги тощо.

Заходи пожежної безпеки, яких необхідно дотримуватися, приступаючи до роботи, у процесі роботи та після її закінчення з метою запобігання виникненню пожежі.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

З проведених досліджень можна зробити наступні висновки.

У роботі проаналізовано режими роботи та стани перемикання одноступеневого однофазного інвертора для фотоелектричних систем. Запропоновано класифікацію станів за конфігураціями $[dhq]$ і $[g\ s]$, яка дозволяє однозначно визначати напругу на індукторі та напрямки струмів у перетворювачі.

Показано, що режими роботи формуються як послідовності станів і можуть бути поділені на трапецієподібні та трикутні залежно від форми струму індуктора. Для цих режимів визначено умови реалізації перемикання при нульовій напрузі (ZVS) з урахуванням напрямку струму індуктивності.

Отримано аналітичні вирази для мінімального струму індуктора та мінімального мертвого часу, необхідних для досягнення ZVS, а також проаналізовано прості й складні переходи з одночасним вимкненням кількох комутаторів. Запропонований підхід дозволяє оцінювати пікові струми та комутаційні процеси.

Коректність теоретичних результатів підтверджено моделюванням, яке показало можливість стабільної роботи інвертора, забезпечення м'яких перемикань і формування синусоїдальної вихідної напруги. Отримані результати є корисними для проєктування високоефективних інверторів фотоелектричних систем.

Виконано моделювання повної системи інвертора з урахуванням силового каскаду, керування, паразитних елементів та фільтра струму витоку. Побудована модель адекватно відтворює реальну поведінку інвертора, включаючи нелінійні ємності та затримки керування.

Результати симуляції показали, що за різних типів навантажень вихідна напруга залишається близькою до ідеальної синусоїди, а вхідні напруга та струм є майже сталими. Виявлено, що вихідний конденсатор впливає на реактивну та видиму потужність, особливо при ємнісних навантаженнях, збільшуючи струм індуктивності та коливання напруги накопичувального конденсатора.

Підтверджено ефективність фільтра струму витоку та відсутність його суттєвого впливу на роботу інвертора і умови реалізації ZVS. Аналіз переходів показав досягнення повного ZVS у всьому робочому діапазоні, навіть з урахуванням паразитних ефектів і затримок. Отримані результати підтверджують працездатність запропонованої системи та алгоритмів керування.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Sudha Bhutada, S R Nigam, "Design & Simulation Of Boost Converter For Solar Application", CiiT International Journal of Programmable Device Circuits and Systems, Vol 7, No 01, January 2015..
2. R Senthilkumar, M Singaravelu, "design of single phase inverter using dsPIC30F4013" International Journal Engineering Research & Technology (IJERT), Vol 2, pp. 6500-6506, 2012.
3. S.M Islam, G.M sharif, "microcontroller based sinusoidal PWM inverter for photovoltaic application" First International Conference development in renewable energy technology, p 1-4, December 2009, IEEE.
4. B. Ismail, s. taib mIEEE, a. R mohd saad, m. Isa, C. M. Hadzer, "Development Of A Single Phase Spwm Microcontroller-Based Inverter" First International Power And Energy Conference Pecon 2006 November 28-29.
5. Minjie Chen, Xutao Lee and Yoshihara Tsutomu, "A Novel Soft-Switching Grid-Connected PV Inverter and its Implementation", IEEE PEDS 2011, Singapore, 5 - 8 December 2011.
6. D Chauhan, S Agarwal, Suman M.K, "Policies For Development Of Photovoltaic Technology: A Review" International Journal of software & hardware research in engineering, Vol. 1, pp. 52-57, December 2013.
7. Kroics, K. (2013). Digital control of variable frequency interleaved DC-DC converter. In ENVIRONMENT. TECHNOLOGIES. RESOURCES. Proceedings of the International Scientific and Practical Conference (Vol. 2, pp. 124-129).
8. Понтус, О. В., Карпишин, Р. А., & Коваль, В. П. (2024). Особливості проектування та введення в експлуатацію промислової сонячної електростанції. Матеріали VII Міжнародної науково-технічної конференції „Світлотехніка й електроенергетика: історія, проблеми, перспективи“, 19-21.
9. Hereha, S., Koval, V., & Filyuk, Y. (2017). ЗБІЛЬШЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ВИКОРИСТАННЯ СОНЯЧНИХ ПАНЕЛЕЙ. Теоретичні та прикладні аспекти радіотехніки і приладобудування. Матеріали III Всеукраїнської науково-технічної конференції, 8-9 червня 2017 року: збірник тез доповідей.—Тернопіль: ФОП Паляниця ВА, 2017.—244 с., 202.

10. Верешко, В. Ю., & Філюк, Я. О. (2021). Вплив мережевого інвертора на ефективність перетворення струму, що генерується фотоелектричною системою. Збірник тез доповідей X Міжнародної науково-практичної конференції молодих учених та студентів „Актуальні задачі сучасних технологій“, 19-19.
11. Філюк, Я. О., Андрійчук, В. А., Лисий, А. М., & Кваковський, Д. І. (2022). Системи керування автономною фотоелектричною установкою для віддалених споживачів. Матеріали XI Міжнародної науково-практичної конференції молодих учених та студентів „Актуальні задачі сучасних технологій“, 97-97.
12. Шидлось, П. А., & Філюк, Я. О. (2025). Однофазний інвертор для фотоелектричних систем. Матеріали Міжнародної науково-технічної конференції „Фундаментальні та прикладні проблеми сучасних технологій“, присвячена 180-річчю з дня народження Івана Пулюя та 65-річчю з дня заснування Тернопільського національного технічного університету імені Івана Пулюя, 68-68.
13. Коваль В.П. Методичні вказівки до виконання кваліфікаційної роботи магістра для здобувачів другого рівня вищої освіти за ОПП Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка/ В.П. Коваль, М.Г. Тарасенко, О.А. Буняк, Л.Т. Мовчан – Тернопіль: ТНТУ, 2024. – 51 с.
14. Стручок В.С. Безпека в надзвичайних ситуаціях. Методичний посібник для здобувачів освітнього ступеня «магістр» всіх спеціальностей денної та заочної (дистанційної) форм навчання / В.С.Стручок. — Тернопіль: ФОП Паляниця В. А., 2022. — 156 с.