

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

магістр

(назва освітнього ступеня)

на тему: **Драйвер світлодіодної матриці на базі резонансного двофазного перетворювача постійної напруги**

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

«Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка»

(шифр і назва спеціальності)

Біляк В.В.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

Керівник

(підпис)

Лупенко А.М.

(прізвище та ініціали)

Нормоконтроль

(підпис)

(прізвище та ініціали)

Завідувач

кафедри

(підпис)

Коваль В.П.

(прізвище та ініціали)

Рецензент

(підпис)

(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

Тарасенко М.Г.
(підпис) (прізвище та ініціали)

«11» листопада 2023 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 Біляку Василю Васильовичу
(Прізвище, Ім'я, По Батькові)

1. Тема роботи Драйвер світлодіодної матриці на базі резонансного двофазного перетворювача постійної напруги

Керівник роботи Лупенко Анатолій Миколайович д.т.н., проф.
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

Затверджені наказом ректора від «10» Листопада 2023 року № 4/7-1040

2. Термін подання студентом завершеної роботи грудень 2023 року

3. Вихідні дані до роботи Провести аналіз резонансних перетворювачів для драйвера світлодіодної матриці. Провести аналіз систем керування резонансним перетворювачем постійної напруги. Розробити резонансний двофазний перетворювач постійної напруги для світлодіодного драйвера

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		
	Клепчик В.М., старший викладач		
Нормоконтроль			

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)

Біляк В.В.

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи

(підпис)

Лупенко А.М.

(прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

Біляк В.В. Драйвер світлодіодної матриці на базі резонансного двофазного перетворювача постійної напруги.

Стор.64; рис.32; табл.1; джерел -13; додатків - 0.

Метою кваліфікаційної роботи було моделювання та розробка світлодіодного драйвера на базі резонансного двофазного перетворювача постійної напруги

У першому розділі дається огляд загальних властивостей та методів синтезу резонансних мереж. На основі інтуїтивного методу синтезу і характеристик накопичення енергії пасивних резонансних елементів описано резонансну ємність LCL-T і представлено конструкцію її силового каскаду та цифрове замкнене керування вихідним струмом у мегагерцовому резонансному DC-DC перетворювачі, що працює як драйвер світлодіодів.

В другому розділі представлено широкодіапазонний резонансний перетворювач постійного струму на основі резонансної мережі, де для досягнення регулювання вихідного струму при мінімізації втрат у широкому діапазоні вхідних і вихідних напруг використовуються дві керуючі змінні - фазовий зсув між двома напівмостами інвертора і фазовий зсув між напівмостами інвертора і випрямляча.

У третьому розділі було розроблено резонансний перетворювач що працює на частоті 2 МГц і подає 0,5 А на коло з $N = 1 - 14$ світлодіодів. Перетворювач досягає пікового загального ККД 87,8% при $V_{\text{вх}} = 12$ В і більше 80 % ККД в широкому діапазоні вхідних напруг (від 8 до 18 В), вихідних струмів (від 0,3 А до 0,5 А) і в широкому діапазоні вихідних напруг (від 10 до 40 В).

Ключові слова: резонансний двофазний перетворювач, DC-DC перетворювачі, світлодіод.

ЗМІСТ

Реферат	3
ЗМІСТ	4
ВСТУП	6
1. АНАЛІТИЧНИЙ РОЗДІЛ	8
1.1 Аналіз виникнення іммітансних мереж	8
1.2 Загальні властивості та синтез резонансних систем	10
1.3 Проектування DC-DC перетворювачів на основі резонансної мережі	14
1.4. Висновок до розділу	18
2 ПРОЕКТНО-КОНСТРУКТОРСЬКИЙ РОЗДІЛ	19
2.1 Високочастотний широкодіапазонний резонансний перетворювач для світлодіодного драйвера	19
2.2 LCL-Т резонансний перетворювач	21
2.3 Широкодіапазонний резонансний перетворювач	25
2.4 Ефективне керування, оптимізоване для підвищення продуктивності	30
2.5 Аналіз втрат і порівняння резонансних перетворювачів в автомобільному світлодіодному драйвері	35
2.6 Висновки до розділу	40
3 НАУКОВО-ДОСЛІДНИЦЬКИЙ РОЗДІЛ	42
3.1. Розробка прототипу та експериментальні результати	42
3.2 Результати моделювання для проведеного ЕМП	54
3.3 Висновки до розділу	55
4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	56
4.1 Охорона праці	56
4.1.1. Техніка безпеки при експлуатації електромереж	56

4.2. БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ 58

4.2.1 Дослідження стійкості роботи у надзвичайних ситуаціях підприємств електротехнічної та світлотехнічної галузі 58

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ 62

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ 63

ВСТУП

Актуальність теми роботи. Перетворювачі постійного струму знаходять своє застосування в найрізноманітніших системах, починаючи від автомобільних світлодіодних драйверів і закінчуючи перетворювачами, що використовуються в центрах обробки даних, а також в системах інтеграції відновлюваних джерел енергії з електромережею. Хоча добре відомо, що перетворювачі постійного струму з фіксованим коефіцієнтом перетворення здатні працювати з надзвичайно високою ефективністю та питомою потужністю, вирішення проблеми широкої варіації вхідної напруги або вихідної потужності все ще залишається недослідженим. Одним з таких прикладів застосування, де потрібні широкі діапазони вхідної напруги, вихідної напруги та вихідного струму, є автомобільний драйвер світлодіодів.

Автомобільні системи покладаються на акумуляторні батареї для живлення електродвигуна або іншої автомобільної електроніки, наприклад, освітлення всередині автомобіля або зовні. Зазвичай, залежно від рівня заряду акумуляторної батареї, перетворювачі електроенергії, що передають енергію, накопичену в акумуляторних батареях, до декількох зовнішніх навантажень, повинні працювати в широкому діапазоні вхідної напруги. Особливо цікавим прикладом є автомобільний світлодіодний драйвер, де батарея з'єднується з низкою послідовно з'єднаних світлодіодів за допомогою DC-DC LED драйвера. Матричні освітлювальні установки на основі світлодіодів з регулюванням яскравості на рівні пікселів також дозволяють адаптивне освітлення проїжджої частини без будь-якого фізичного руху за допомогою матричних контролерів, які динамічно вмикають і вимикають світлодіоди в матриці. Живлення від автомобільного низьковольтного акумулятора великої кількості послідовно з'єднаних світлодіодів, вимагають від драйвера роботи в широкому діапазоні вхідної та вихідної напруги. Вихідний струм бажано жорстко регулювати до постійного значення, що забезпечує рівномірну яскравість світлодіодів. Однак вихідний струм повинен піддаватися широкому діапазону аналогових і ШІМ

регулювань яскравості. Тому актуальним є розробка такого драйвера з високою ефективністю в усьому робочому діапазоні вхідних напруг.

Мета і завдання роботи: є моделювання та розробка світлодіодного драйвера на базі резонансного двофазного перетворювача постійної напруги.

Досягнення мети визначається вирішенням наступних завдань:

1. аналіз резонансних перетворювачів для драйвера світлодіодної матриці.
2. аналіз систем керування резонансним перетворювачем постійної напруги,
3. розробка резонансного двофазного перетворювача постійної напруги для світлодіодного драйвера,

Об'єкт дослідження: процес перетворення електричних параметрів резонансного двофазного перетворювача постійної напруги.

Предмет дослідження: Техніко-енергетичні характеристики основних показників якості резонансного двофазного перетворювача постійної напруги.

Наукова новизна отриманих результатів:

Удосконалено стратегію керування для регулювання фазових зсувів таким чином, щоб досягти нульового перемикавання напруги всіх пристроїв при мінімізації втрат на провідність.

Практична цінність результатів дослідження полягає в удосконаленні резонансного двофазного перетворювача постійної напруги, який містить пару напівмостів на стороні інвертора, що вводить ще один ступінь свободи керування і дозволяє покращити компроміс між втратами на провідність і комутацію для роботи в широкому діапазоні вхідної напруги.

Апробація результатів магістерської роботи. Основні положення роботи і її результати доповідалися на VIII Міжнародна студентська науково-технічна конференція «Природничі та гуманітарні науки. Актуальні питання» (Тернопіль, 2025 р.)

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 Аналіз виникнення іммітансних мереж

Виникнення іммітансних мереж можна простежити до розподіленої лінії електропередач, що живиться від високочастотного інвертора [1].

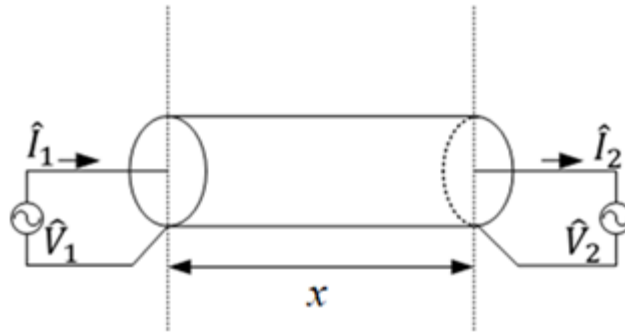


Рисунок 1.1 - Принципова модель однієї лінії електропередачі, що живиться від джерела синусоїдальної напруги.

Напруги та струми на передавальному та приймальному кінцях розподіленої постійної лінії (довжиною x : показаної на рис. 1.1) представлені через $\hat{V}_1, \hat{I}_1$ і $\hat{V}_2, \hat{I}_2$ відповідно. Зв'язок між напругами та струмами можна виразити як:

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_1 \\ \hat{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma x & Z_\omega \sinh \gamma x \\ \frac{1}{Z_\omega} \sinh \gamma x & \cosh \gamma x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_2 \\ \hat{I}_2 \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

де Z_ω сталий характеристичний імпеданс розподіленої лінії; γ : постійна поширення лінії передачі ($\gamma = \alpha + j\beta$); α : постійна загасання лінії; і β : постійна фази лінії ($\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$). Припускаючи, що лінія передачі без втрат ($\alpha = 0$) і довжина

розподіленої лінії чверті довжини хвилі ($x = \frac{\lambda}{4}$) (1.1) може бути модифікована до

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_1 \\ \hat{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_\omega \\ j\frac{1}{Z_\omega} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{V}_2 \\ \hat{I}_2 \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

З (1.2) видно, що чотирьоххвильовий трансформатор опору, показаний на рис. 2.1 (з $x = \frac{\lambda}{4}$), перетворює джерело напруги на стороні джерела в джерело струму на стороні навантаження і навпаки. Припускаючи, що опір виходу

навантаження дорівнює $Z_2 = \frac{\hat{V}_2}{\hat{I}_2}$, ще одне цікаве спостереження з (1.2) стосується імпедансу, який видно з виходу навантаження, і те, як він переходить на вихід джерела, виводиться як:

$$\begin{aligned} Z_1 &= \frac{\hat{V}_1}{\hat{I}_1} = \frac{jZ_\omega \hat{I}_2}{\hat{V}_2} = \frac{Z_\omega^2}{Z_2} \\ &\Rightarrow Z_1 \propto \frac{1}{Z_2} \end{aligned} \quad (1.3)$$

Отже, з (1.3) видно, що для чотирьоххвильового трансформатора імпедансу, імпеданс на вході джерела обернено пропорційний до імпедансу на виході навантаження. Таке перетворення імпедансу при використанні пасивної резонансної мережі можна назвати мережею іммітансу/адмітансу. Слід зазначити, що для резонансного DC-DC перетворювача з синхронним випрямлячем порт навантаження часто являє собою резистивний опір. Таким чином, використання мережі іммітансу гарантує резистивний вхідний опір інвертора, що призводить до малих циркулюючих струмів і менших втрат на провідність.

1.2 Загальні властивості та синтез резонансних систем

Як видно з рис. 1.2(а) і як можна зрозуміти з (1.2), будь-яка пасивна резонансна система може бути змодельована як система з двома портами, використовуючи їх параметри ABCD або параметри передачі [2-10]:

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_1 \\ \hat{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{V}_2 \\ \hat{I}_2 \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

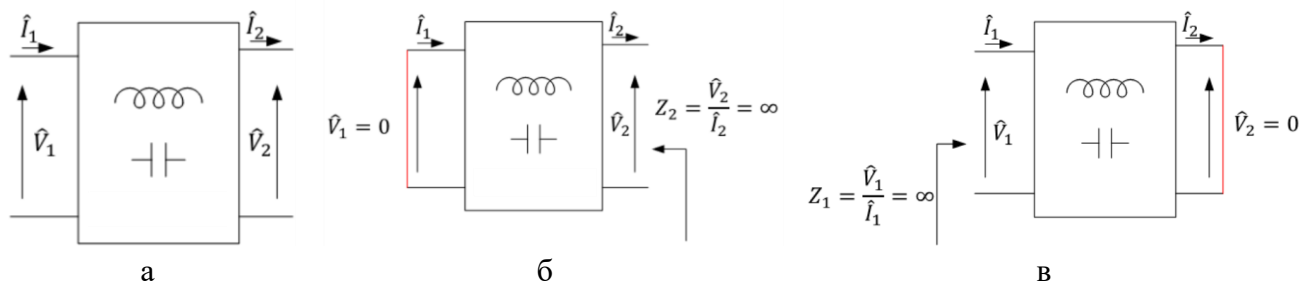


Рисунок 1.2 - (а) Загальна пасивна резонансна мережа, змодельована як двопортова мережа. Застосування теореми суперпозиції для (б), коли порт навантаження збуджений, а вхідний порт закорочений, і (в), коли вхідний порт збуджений, а порт навантаження закорочений.

Використовуючи (1.4), необхідна і достатня умова для досягнення властивості іммітансу для будь-якої двопортової мережі має вигляд [11]:

$$A = D = 0; BC = -1 \quad (1.5)$$

Для силових електронних перетворювачів ці дві мережі портів зазвичай будуються з використанням пасивних елементів (катушок індуктивності та конденсаторів), отже, перша умова наявності $A = D = 0$ може бути розглянута за допомогою суперпозиції двох незалежних джерел напруги на рис. 1.2(а). А саме умови нескінченних вхідних опорів на обох портах, коли інший порт закорочений, можна графічно зобразити за допомогою рис. 1.2(б) та рис. 1.2(в)

відповідно. Корисним спостереженням на цьому етапі є той факт, що струм вхідного порту залежить тільки від напруги порту навантаження, а струм порту навантаження залежить тільки від напруги вхідного порту, що робить струм порту навантаження постійним і незалежним від напруги порту навантаження, коли він живиться від постійної вхідної напруги. Це також відкриває ще одну цікаву перспективу для синтезу іммітансних мереж. Як видно з рис. 1.2(б) і рис. 1.2(в), для того, щоб зробити імпеданс будь-якого з портів нескінченним, в той час як інший порт закорочений, ми можемо використати відповідні резонанси між пасивними компонентами. Таким чином двоелементна мережа з іммітансом неможлива, оскільки вона не може відповідати критерію резонансу як для джерела, так і для навантажувального порту [12]. Однак триелементна пасивна мережа може досягти властивість іммітансу.

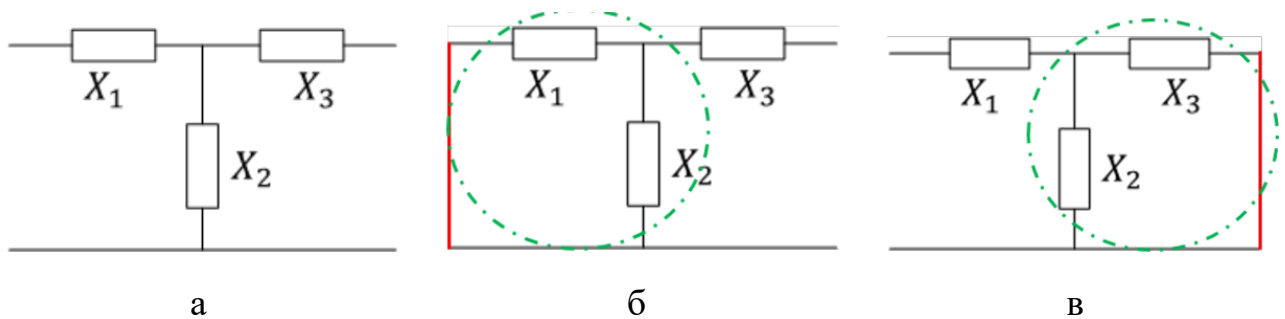


Рисунок 1.3 - (а) Т-подібна мережа з трьох елементів з довільними реактивними компонентами. Отримання мережі іммітансу з триелементної пасивної мережі з використанням: (б) імпедансу, який видно з порту навантаження при закороченому вході та (в) імпедансу, який видно з порту навантаження при закороченому вході.

Як приклад описаного вище процесу синтезу на основі резонансу, на рис. 1.3(а) показано Т-подібну мережу, що складається з довільних реактивних опорів (X_1 , X_2 і X_3). Застосування умови нескінченного імпедансу, що спостерігається з боку навантажувального порту, коли вхідний порт закорочений (рис. 1.3(б)), призводить до того, що

$$X_1 = -X_2 \quad (1.6)$$

Аналогічно, для вхідного порту буде нескінченний вхідний опір при замкненому порту навантаження (рис. 1.3(в):

$$X_3 = -X_2 \quad (1.7)$$

Об'єднавши (1.6) і (1.7), отримаємо умову:

$$X_1 = X_3 = -X_2 \quad (1.8)$$

призводить до $A=D=0$ з (1.5). Оскільки розглядаються лише пасивні мережі, з балансу потужності, умова $BC = -1$ автоматично задовольняється $A=D=0$. Таким чином, (1.8) дає повний набір рівнянь для отримання властивості іммітансу з використанням триелементної пасивної мережі. Аналогічно резонансний критерій може бути застосований до інших можливих пасивних мереж для отримання властивості іммітансу. Для мережі П, показаної на рис. 1.4(а), і для мережі 4-го порядку, показаної на рис. 1.4(б), умови іммітансу мають вигляд :

$$\begin{aligned} X_1 &= X_3 = -X_2 \\ X_1 &= -X_2; X_4 = -(X_1 + (X_2 \parallel X_3)) \end{aligned} \quad (1.9)$$

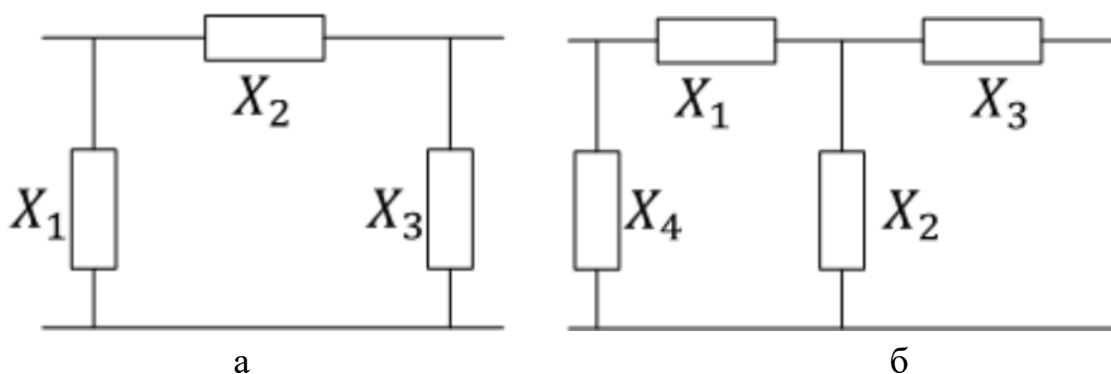


Рисунок 1.4 - (а) Триелементна П-мережа та (б) послідовно-паралельна мережа 4-го порядку, що складається з довільних реактивностей.

Умови випромінювання для різноманітних пасивних мереж 4-го та вищих порядків можна знайти в [10 - 12].

Нарешті, ще одна важлива характеристика мережі іммітансу може бути отримана з моделі постійного струму. Як зазначалося раніше, іммітансні мережі перетворюють джерела напруги в джерела струму і навпаки. Ця модель показана на рис. 1.5, де репрезентативне джерело напруги перетворюється на джерело струму.

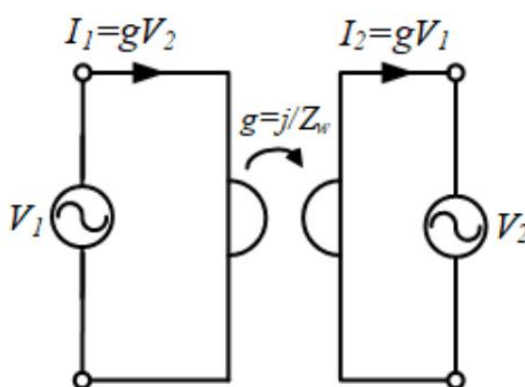


Рисунок 1.5 - Модель постійного струму з резонансною мережею з коефіцієнтом передачі напруги до струму.

Для виконання того чи іншого перетворення може підійти певний набір іммітансних сіток. Як приклад, на рис. 1.6 показано чотири різні варіанти триелементних резонансних мереж. Слід зазначити, що для перетворення напруги в струм деякі мережі не підходять, щоб уникнути паралельного включення конденсаторів і пов'язаних з цим жорстких втрат на зарядку.

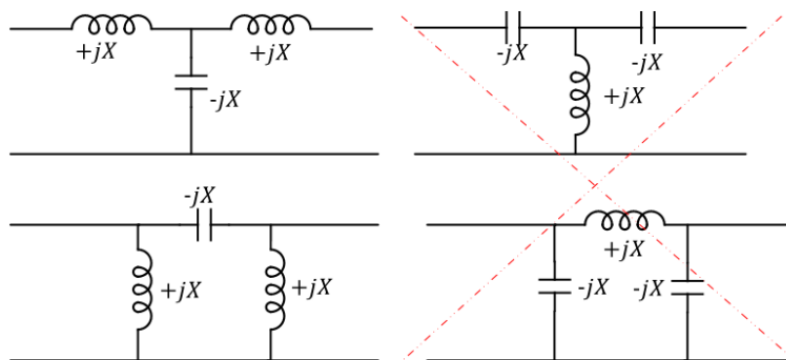
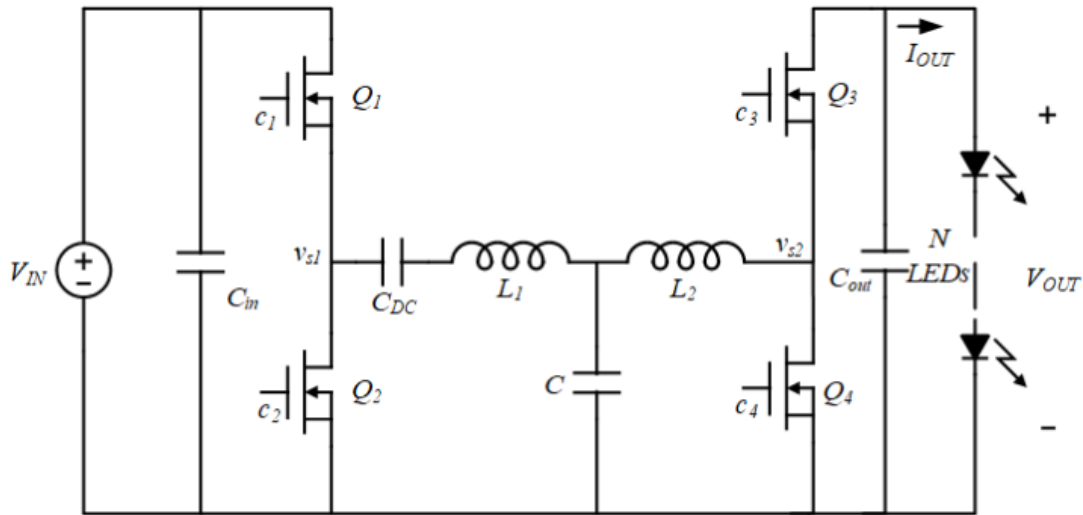
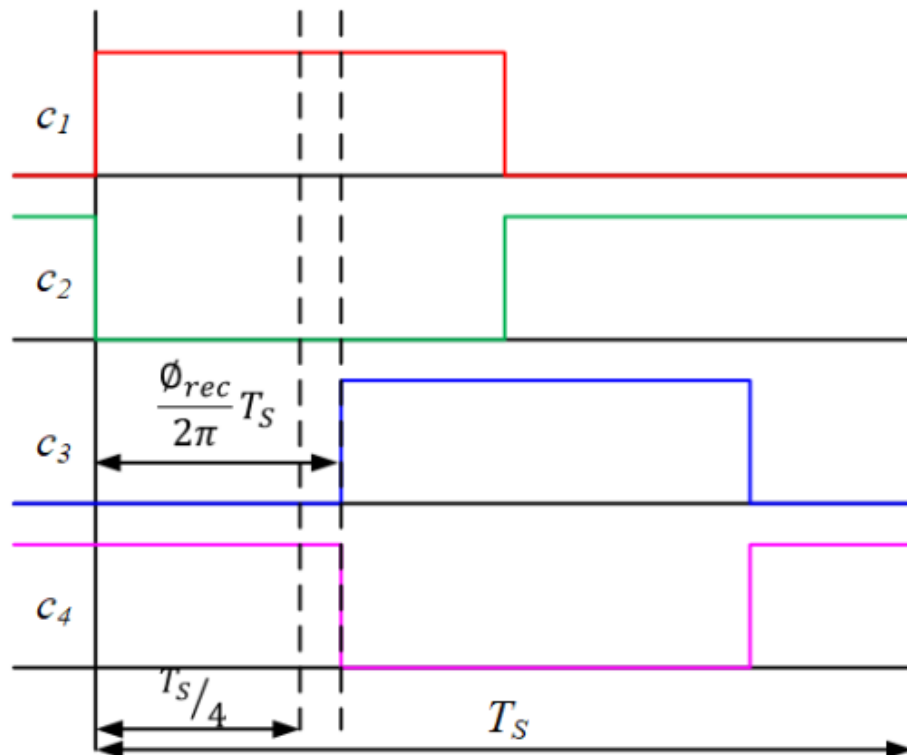


Рисунок 1.6 - 3-елементні резонансні мережі. Для перетворення напруги в струм мережі з правого боку не підходять.

1.3 Проектування DC-DC перетворювачів на основі резонансної мережі



а



б

Рисунок 1.7 - (а) Резонансна мережа LCL-T, що працює як автомобільний світлодіодний драйвер (б) Керуючі сигнали резонансного перетворювача LCL-T

зі зсувом фаз ϕ_{rec} в якості керуючої змінної ($\phi_{rec} \geq \frac{\pi}{2}$ для ZVS).

Світлодіоди (LED) з драйверами постійного струму швидко витісняють стандартні лампи розжарювання в автомобільному освітленні [6-13]. Як показано на рис. 1.7 (а), драйвер живить коло з N світлодіодів від номінальної вхідної напруги 12 - 15 В, де N зазвичай знаходиться в межах від 1 до 14, так що діапазон вихідної напруги становить від приблизно 3 В до приблизно 50 В. Реалізація драйвера, показана на рис. 1.7 (а), базується на резонансній мережі LCL-T, яка дає природні властивості джерела струму, м'яке перемикання всіх транзисторів і здатність ефективно працювати на високих частотах [5]. Особливий інтерес представляють автомобільні освітлювальні прилади, де кількість світлодіодів динамічно перемикається для досягнення керування променем, затемнення або інших ефектів за допомогою, наприклад, матричного контролера [13].

Як показано на рис. 1.7 (а), напівмостовий інвертор, що складається з Q_1 і Q_2 , живить резонансну мережу, що складається з L_1 , L_2 , C і блокувального конденсатора C_{DC} , високочастотною пульсуючою напругою. Резонансний контур може забезпечувати підвищення або пониження напруги. Другий напівміст, що складається з Q_3 і Q_4 , випрямляє вихідну змінну напругу резонансної мережі у вихідну постійну напругу перетворювача. Сигнали керування (див. рис. 1.7(б)) c_1 і c_2 є компліментарними, з витримкою часу, для керування інверторним каскадом. Аналогічно, сигнали керування c_3 і c_4 використовуються для керування випрямним каскадом. Сигнали керування c_1 і c_3 зсунуті за фазою на ϕ_{rec} градусів для досягнення ZVS.

Синусоїдальна апроксимація, що враховує лише першу гармоніку сигналу, використовується для аналізу резонансного пристрою на основі еквівалентної схеми, показаної на рис. 1.8. Інверторний каскад моделюється як джерело синусоїдальної напруги з амплітудою $v_{in} = \frac{2V_{OUT}}{\pi}$, а випрямляч - як змодельовано з ефективним опором навантаження $R_r = \frac{2V_{OUT}}{\pi^2 I_{OUT}}$.

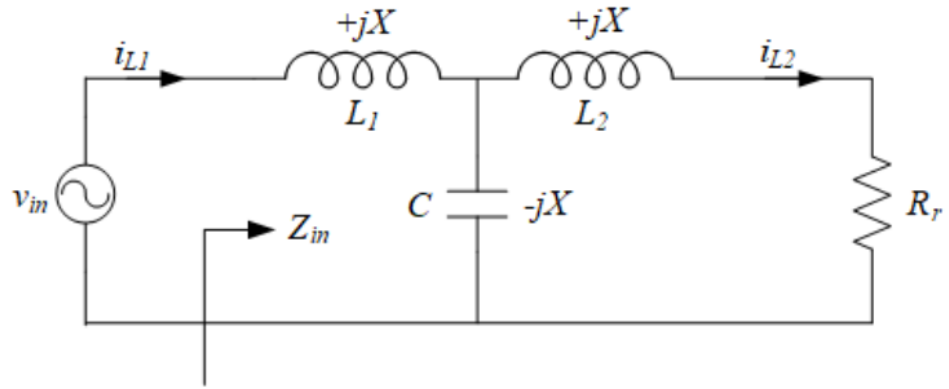


Рисунок 1.8 - Еквівалентна схема резонансного резервуара при синусоїдальній апроксимації.

Вхідний опір, який видно з вузла комутації інвертора, можна визначити з рис. 1.8 як:

$$Z_{in} = jX + (-jX \parallel (jX + R_r)) = \frac{X_2}{R_r} \quad (1.10)$$

Тепер, фазове представлення струмів котушки індуктивності можна отримати, розв'язавши лінійну схему

$$\hat{I}_{L1} = \frac{2V_{IN}R_r}{\pi X^2} < 0 \quad (1.11)$$

$$\hat{I}_{L2} = \frac{2V_{IN}}{\pi X} < -\frac{\pi}{2} \quad (1.12)$$

З (1.11, 1.12) слід зазначити, що струм індуктивності $\hat{I}_{L2}$ не залежить від вихідної напруги, що відновлює конструкцію джерела струму резонансної мережі. Використовуючи діодне випрямлення вихідний постійний струм має вигляд

$$I_{OUT,max} = \frac{\hat{I}_{L2}}{\pi} = \frac{2V_{IN}}{\pi^2 X} = \frac{V_{IN}}{\pi^3 f_s L} \quad (1.13)$$

З (1.13) випливає, що максимально досяжний вихідний струм перетворювача постійного струму $I_{OUT,MAX}$ не залежить від вихідної напруги i , отже, від кількості світлодіодів. Таким чином, перетворювач поводить себе як джерело струму і здатний подавати постійний струм на коло з N світлодіодів, де N може бути змінним під час проектування або під роботи. Для заданого вихідного струму (1.13) може мати вигляд $L_1 = L_2 = L$ і $C = 1/4\pi^2 f_s^2 L$

Однак слід зазначити, що практична робота в режимі ZVS і близькому до ZCS вимагає злегка індуктивного вхідного опору резонансного пристрою. Для цього зсув фаз між інвертором і напівмостом випрямляча регулюється з невеликим відхиленням від зсуву фаз, що призводить до ідеального синхронного випрямлення і чисто резистивного вхідного опору. Це робить форму вхідного струму запізненою, що збільшує циркулюючий струм до рівня, необхідного для забезпечення ZVS, і в той же час зменшує вихідний постійний струм від проектного значення. Отже, практичний підхід до проектування полягає у виборі компонентів пристрою, але для дещо вищого максимального струму.

Приклад вибору $I_{OUT,MAX}$ для $I_{LED} = 0,5$ А показано на рис. 1.9. Для заданої вихідної напруги чітко видно, що більший вибір $I_{(OUT,MAX)}$ призводить до більших циркулюючих струмів і більших втрат на провідність, тоді як менше значення $I_{(OUT,MAX)}$ призводить до втрат на комутацію.

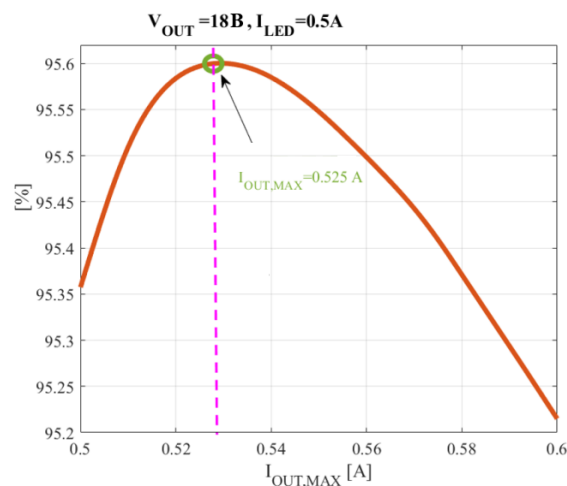


Рисунок 1.9 - Вибір $I_{OUT,MAX}$ для заданого I_{LED} , щоб максимізувати ефективність з компромісом між втратами на комутацію та провідність для $V_{OUT} = 18$ В та $I_{LED} = 0,5$ А.

Маючи відкалібровану модель втрат, можна виконати оптимізацію $I_{(OUT,MAX)}$ на бажаному рівні вихідної потужності для прикладу програми, щоб вибрати відповідне значення $I_{(OUT,MAX)}$.

1.4. Висновок до розділу

У цьому розділі проведено аналітичний огляд загальних властивостей та методів синтезу резонансних мереж. На основі інтуїтивного методу синтезу і характеристик накопичення енергії пасивних резонансних елементів описано резонансну ємність LCL-T і представлено конструкцію її силового каскаду та цифрове замкнене керування вихідним струмом у мегагерцовому резонансному DC-DC перетворювачі, що працює як драйвер світлодіодів для автомобільних пристроїв.

Крім того, було вказано на проблеми, пов'язані з широким діапазоном вхідної напруги і вихідного струму таких драйверів світлодіодів на основі резонансної мережі.

2 ПРОЕКТНО-КОНСТРУКТОРСЬКИЙ РОЗДІЛ

2.1 Високочастотний широкодіапазонний резонансний перетворювач для світлодіодного драйвера

Резонансні перетворювачі постійного струму можуть досягти виключно високої ефективності при роботі в широкому діапазоні вхідних і вихідних напруг і вихідної потужності, оскільки вузькодіапазонна робота дозволяє відносно легко спроектувати резонансну ємність для досягнення перемикання при нульовій напрузі (ZVS), зберігаючи при цьому втрати на провідність порівняно низькі. На противагу цьому, робота в широкому діапазоні зазвичай призводить до втрати ZVS або збільшення циркулюючих струмів, що призводить до більш різкого падіння ефективності. Для вирішення цієї проблеми в різних роботах досліджувалися стратегії керування для певних резонансних схем з метою досягнення сприятливого компромісу між втратами на комутацію та провідність. З цією метою були розглянуті резонансні перетворювачі на основі мережі іммітансу, які мають такі переваги, як властивість джерела струму, м'яке перемикання та висока ефективність роботи в широкому діапазоні вихідної напруги. У підходах, таких як LCL-T перетворювач, вихідний струм регулюється за допомогою управління фазовим зсувом між напівмостами з боку інвертора і випрямляча, що призводить до збільшення втрат через циркулюючі струми, коли перетворювач працює в широкому діапазоні вхідної напруги або коли вихідний струм повинен регулюватися на нижчому заданому значенні.

У цьому розділі розглядається розширення резонансного перетворювача LCL-T за допомогою пари напівмостів на стороні інвертора, як показано на рис. 2.1. Цей підхід має схожість з концепцією мережевих резонансних перетворювачів з імпедансним керуванням, але принципи роботи та стратегія керування відрізняються. Зсув фаз між двома напівмостами з боку інвертора використовується для керування вихідним струмом і зменшення контурних струмів за наявності коливань вхідної напруги. На основі стаціонарного розв'язку для струмів пристроя розроблено стратегію керування з

використанням двох незалежних змінних керування - зсуву фаз між двома інверторними мостами та зсуву фаз між інверторним і випрямним напівмостами - для мінімізації втрат провідності при досягненні перемикання всіх пристроїв за нульової напруги. Показано, як метод керування з мінімізацією втрат призводить до підвищення ефективності в широкому робочому діапазоні при застосуванні до широкодіапазонного LCL-T (WR-LCL-T) перетворювача, показаного на рис. 2.1.

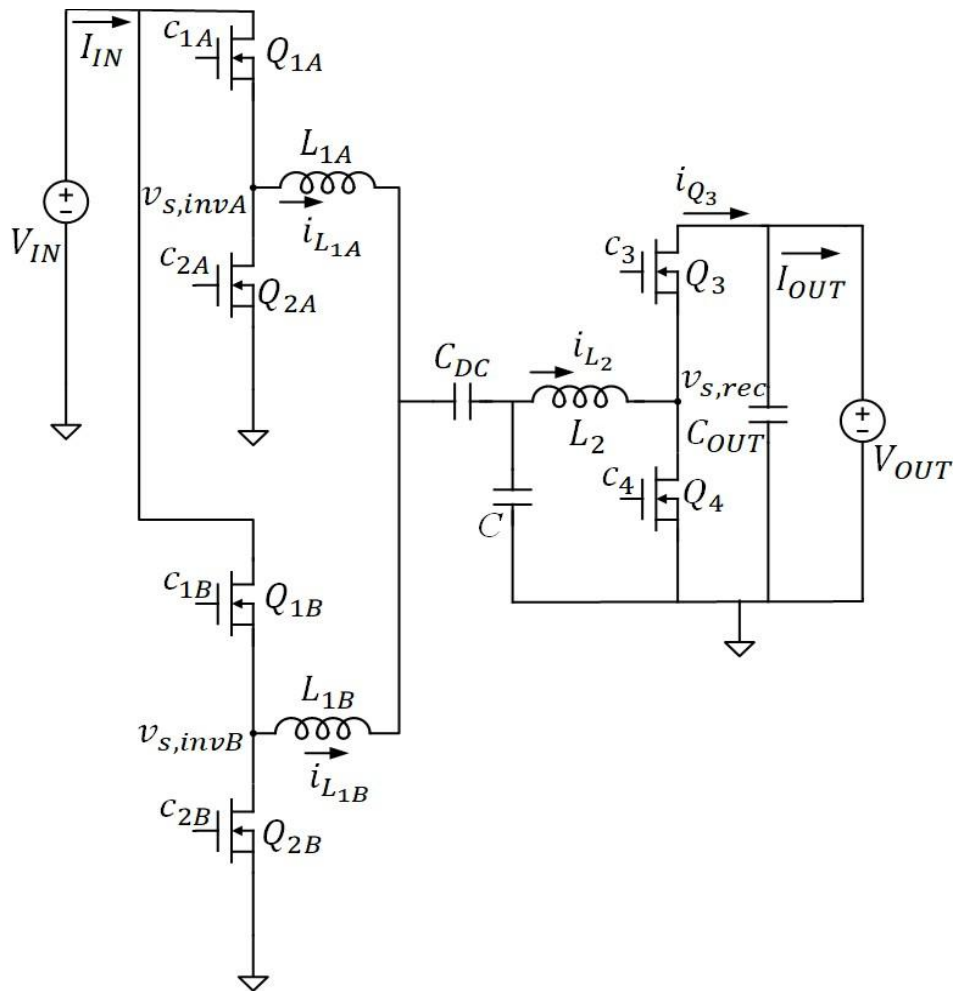


Рисунок 2.1 - Широкодіапазонний WR-LCL-T резонансний перетворювач. Вихідний струм можна регулювати зсувом фаз φ_{inv} між напівмостами інвертора Q_{1A}/Q_{2A} і Q_{1B}/Q_{2B} , а також фаз φ_{rec} між напівмостами випрямляча Q_3/Q_4 і струмом i_{L2}

Широкий діапазон вхідної та вихідної напруги має важливе значення для автомобільних світлодіодних драйверів, де вхідна напруга акумулятора зазвичай становить 12-14 В, але необхідний робочий діапазон, як правило,

становить від 8 до 18 В, щоб дозволити варіації напруги акумулятора в різних умовах експлуатації. Вихідна напруга, залежно від кількості послідовно з'єднаних світлодіодів, може варіюватися від приблизно 3 В до приблизно 45 В. Крім того, в деяких випадках кількість світлодіодів у струна динамічно регулюється. Для виконання аналогового регулювання струму або для адаптації до різних типів світлодіодів, регулювання вихідного струму у відносно широкому діапазоні також є необхідним у таких застосуваннях. Ефективна робота на відносно високій частоті перемикання бажана для того, щоб зменшити радіоперешкоди в АМ-діапазоні і потенційно зменшити розмір перетворювача в умовах обмеженого простору в автомобільних системах освітлення.

2.2 LCL-Т резонансний перетворювач

Іммітансні системи - це особливий клас резонансних ємнісних системи, які можуть бути спроектовані таким чином, щоб вихідний струм не залежав від вихідної напруги. Як показано на рис. 2.2(а), ця властивість досягається за рахунок того, що вхідний опір резонансної ємності Z_{in} є суто резистивним і обернено пропорційним еквівалентному опору навантаження R_r , що спостерігається у вузлі ввімкнення випрямляча, $Z_{in} \propto 1/R_r$. Використовуючи синусоїдальну апроксимацію і припускаючи ідеальну синхронну роботу напівмоста випрямляча, R_r можна знайти через вихідну постійну напругу і струм:

$$R_r = \frac{2V_{OUT}}{\pi^2 I_{OUT}} \quad (2.1)$$

На рисунку 2.2(б) показано конкретну реалізацію LCL-Т такого резонансного перетворювача. Для цієї системи, якщо $L_1=L_2=L$, вихідний постійний струм можна знайти як:

$$I_{OUT} = \frac{2V_{IN}}{\pi^2 X} \quad (2.2)$$

де $jX = j\omega_s L$ - опір котушки індуктивності на частоті перемикання f_s .
Результат (2.2) означає, що вихідний струм не залежить від вихідної напруги, тобто, що перетворювач має природні властивості джерела струму.

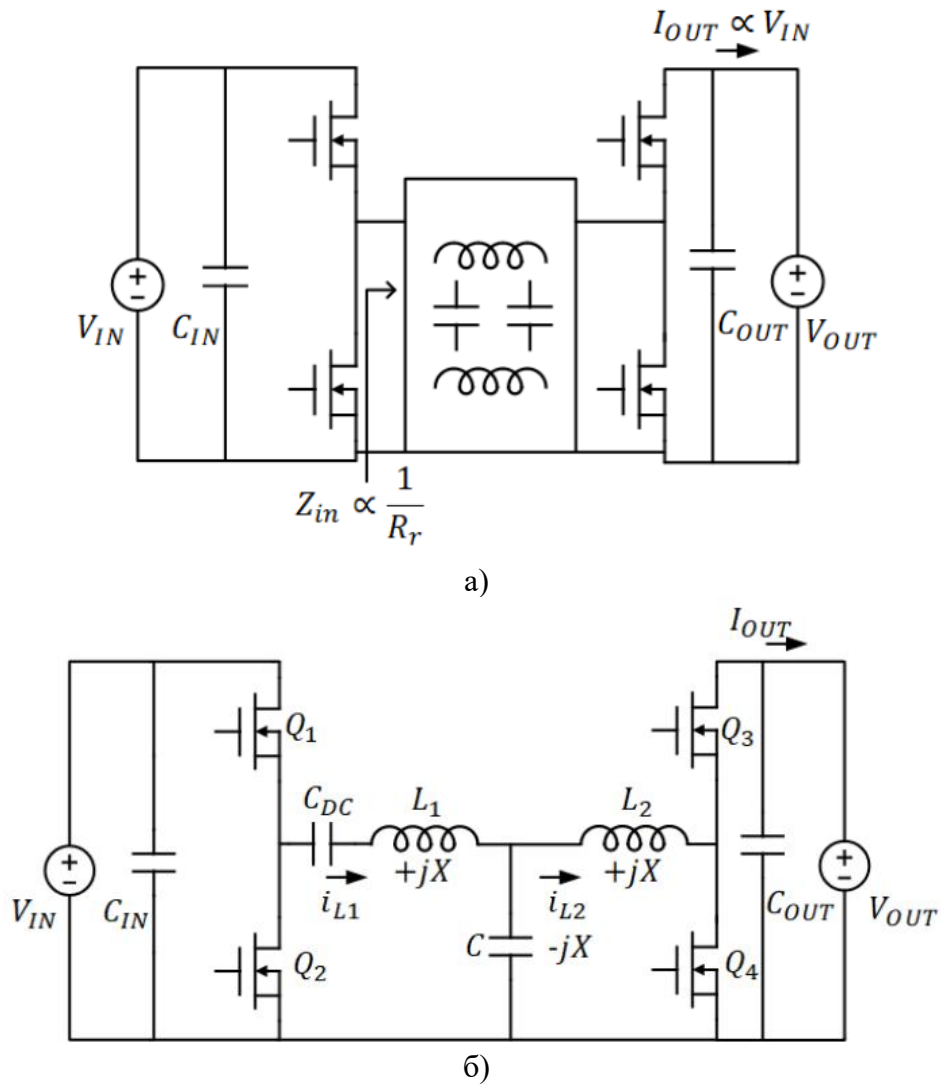


Рисунок 2.2 - (а) Узагальнена схема резонансного DC-DC перетворювача на основі мережі імпедансу та (б) LCL-T реалізація резонансного DC-DC перетворювача на основі мережі імпедансу, що забезпечує постійний струм I_{OUT} в широкому діапазоні вихідної напруги V_{OUT} .

Для того, щоб підтримувати весь діапазон роботи, імпеданс X повинен бути обраний таким чином, щоб задовольнити вимоги до максимального вихідного струму $I_{OUT} = I_{OUT,max}$ при мінімальній вхідній напрузі $V_{IN} = V_{IN,min}$,

$$X = \frac{2V_{IN,min}}{\pi^2 I_{OUT,max}} \quad (2.3)$$

З (2.3), для заданої частоти перемикання f_s , параметри пристрою LCL-T можна знайти як:

$$L_1 = L_2 = \frac{X}{2\pi f_s} = \frac{2V_{IN,min}}{\pi^3 f_s I_{OUT,max}} \quad (2.4)$$

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 L_2}$$

Цю властивість джерела струму перетворювача LCL-T ілюструють змодельовані осцилограми на рис. 2.3 для прототипу, що працює від $V_{IN} = 14$ В для трьох різних значень вихідної напруги, $V_{OUT} = 12, 24, 36$ В.

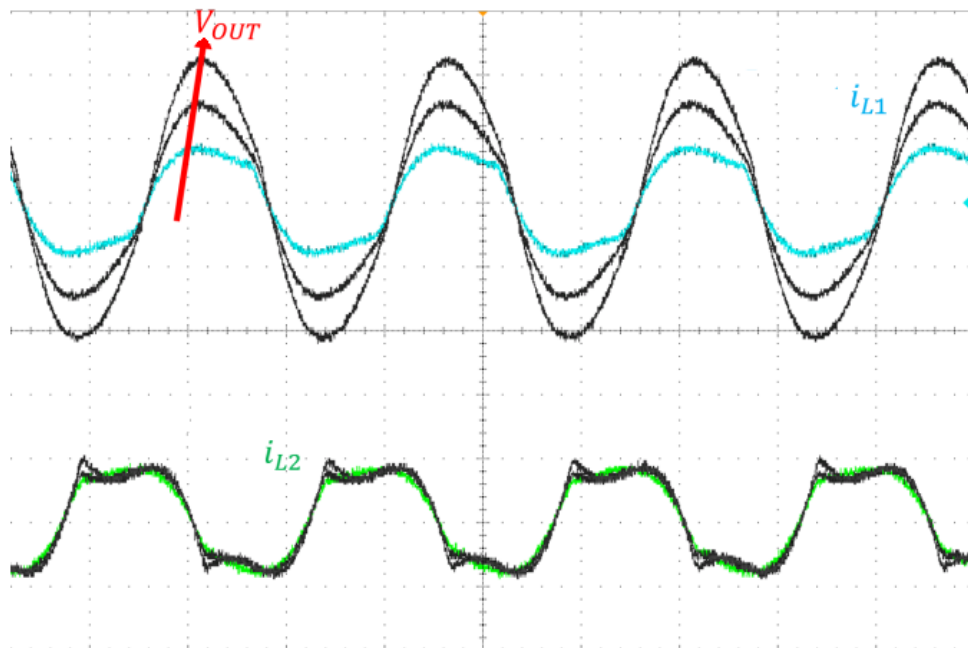


Рисунок 2.3 - Змодельовані осцилограми, що ілюструють властивості джерела струму перетворювача LCL-T на рис. 2.2(б): $L_1 = L_2 = 430$ нГн, $C = 14$ нФ, $f_s = 2$ МГц, $V_{IN} = 14$ В, $V_{OUT} = 12, 24, 36$ В.

Амплітуда струму інвертора i_{L1} зростає зі збільшенням V_{OUT} , тоді як випрямляча бічний струм i_{L2} залишається практично незмінним, незалежно від зміни вихідної напруги. В результаті вихідний постійний струм залишається постійним $I_{OUT} \approx 0,5$ А, що вимагає мінімальних зусиль для точного регулювання вихідного струму на постійному значенні в широкому діапазоні вихідної напруги.

Як видно з (2.2), вихідний струм постійного струму прямо пропорційний вхідній напрузі, що означає, що регулювання вихідного струму в LCL-Т перетворювачі є більш складним завданням за наявності коливань вхідної напруги. Аналогічно, більш значні зусилля керування потрібні для здійснення регулювання в діапазоні значень вихідного струму.

Підхід до регулювання вихідного струму за наявності коливань вхідної напруги або вихідного струму полягає у використанні зсуву фаз між випрямлячем та інвертором як керуючої змінної. Хоча ця стратегія ефективна у відносно вузьких діапазонах зміни вихідного струму або вхідної напруги, вона призводить до появи циркуляційних струмів в пристрої, що призводить до більш різкого падіння ефективності. Збільшення циркулюючого струму при управлінні фазовим зсувом можна проаналізувати, використовуючи синусоїдальну апроксимацію. Нехай φ_{rec} представляє додатковий фазовий зсув у напівмосту випрямляча, де $\varphi_{rec} = 0$ відповідає ідеальній синхронній роботі випрямляча, що призводить до чисто резистивного навантаження R_r , яке моделює вхідний порт випрямляча. При $\varphi_{rec} = 0$ порт випрямляча можна моделювати як комбінацію еквівалентного резистора і еквівалентного конденсатора. Основні компоненти струмів індуктивності пристроя можуть бути оцінені як фази:

$$\hat{I}_{L1} = \frac{2V_{OUT}}{\pi X} \angle -\varphi_{rec} \quad (2.5)$$

$$\hat{I}_{L2} = \frac{2V_{IN}}{\pi X} \angle -\frac{\pi}{2} \quad (2.6)$$

Сума квадратів середньоквадратичних струмів, що обробляються двома індукторами пристроя, задається величиною :

$$\sum_{L_i} \hat{I}_{L_i, rms}^2 = \frac{2(V_{OUT}^2 + V_{IN}^2)}{\pi^2 X^2} \quad (2.7)$$

Використовуючи (2.3), (2.7) можна ще більше спростити до:

$$\sum_{L_i} \hat{I}_{L_i, rms}^2 = \frac{\pi^2 (V_{OUT}^2 + V_{IN}^2)}{2 V_{IN, min}^2} I_{OUT, max}^2 \quad (2.8)$$

З (2.8) видно, що збільшення V_{IN} призводить до збільшення середньоквадратичного струму і збільшення втрат провідності при тій же вихідній потужності. З іншого боку, зменшення I_{OUT} зменшує вихідну потужність, але середньоквадратичні струми і, отже, втрати провідності в перетворювачі залишаються незмінними, що призводить до зниження ефективності. У світлодіодних драйверах, якщо ємність спроектована відповідно до (2.3), щоб відповідати специфікаціям при мінімальній напрузі батареї $V_{IN, min} = 8$ В, циркулюючі струми і втрати провідності знижують ефективність перетворювача при номінальній вхідній напрузі $V_{IN} = 12 - 14$ В, при якій драйвер працює більшу частину часу. Ці недоліки стандартного перетворювача LCL-T мотивували впровадження модифікованої версії перетворювача LCL-T, яка розглядається в наступному розділі.

2.3 Широкодіапазонний резонансний перетворювач

Для вирішення вищезгаданих проблем стандартного LCL-T перетворювача, показаного на рис. 2.2(б), при роботі в широкому діапазоні вхідної напруги або вихідного струму, напівміст інвертора L_1 розділені, щоб отримати схему LCL-T з широким діапазоном (WR-LCL-T), показану на рис. 2.1. Сигнали керування в перетворювачі WR-LCL-T проілюстровані на рис. 2.4.

Як обговорювалося раніше, слід зазначити, що ϕ_{rec} позначає фазовий зсув, прикладений до напівмоста випрямляча по відношенню до фази струму i_{L2} . На основі синусоїдальної апроксимації еквівалентна схема перетворювача WR-LCL-T показана на рис. 2.5. Для $\phi_{inv} = 0$ перетворювач WR-LCL-T еквівалентний стандартному перетворювачу LCL-T. Отже, конструкція пристрою WR-LCL-T відповідає (2.4) з індуктивностями інвертора, що мають вдвічі більші значення:

$$L_{1A} = L_{1B} = 2L_2 = \frac{2V_{IN,min}}{\pi^3 f_s I_{OUT,max}} \quad (2.9)$$

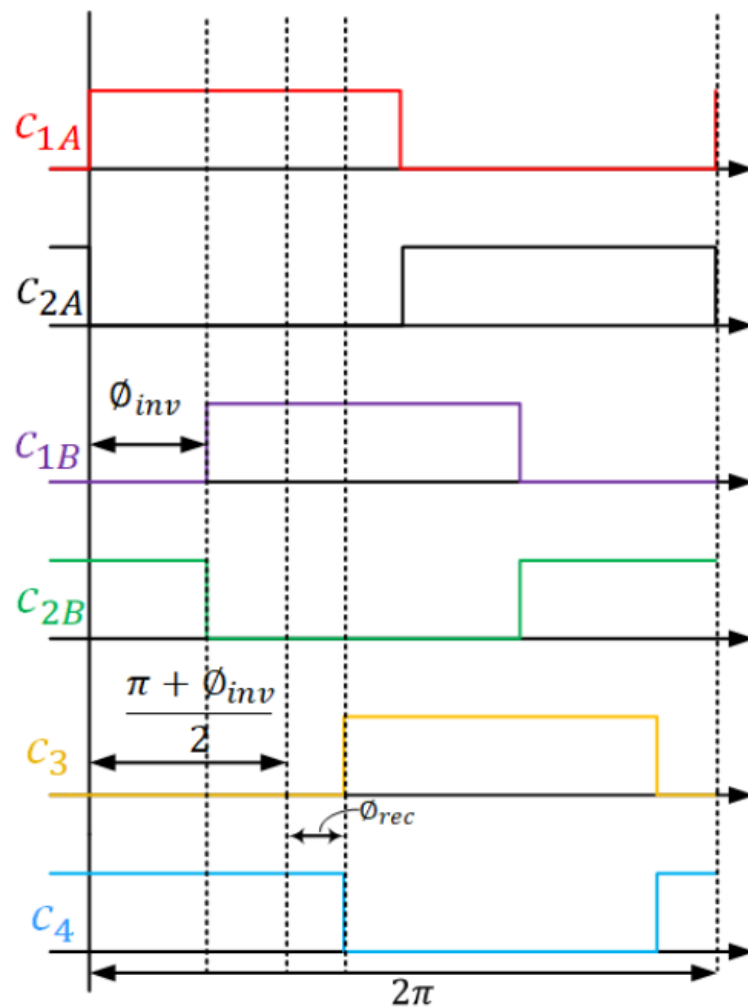


Рисунок 2.4 - Сигнали керування двофазним резонансним перетворювачем WR-LCL-T

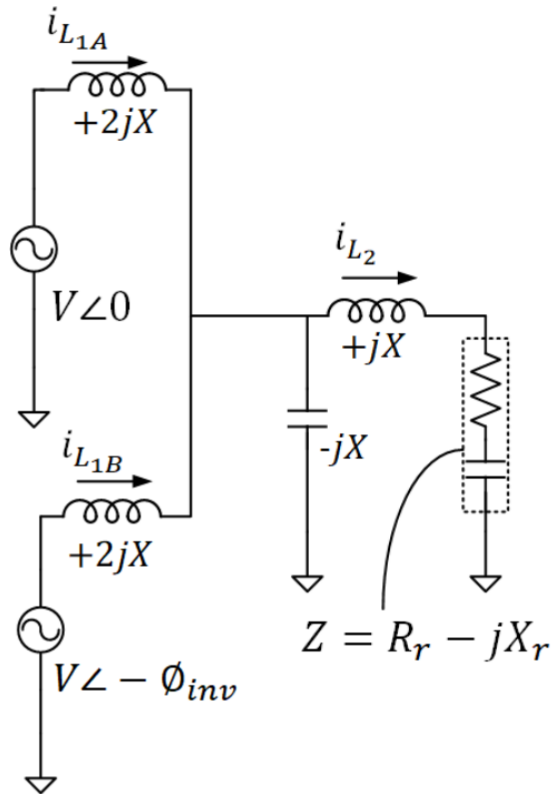


Рисунок 2.5- Еквівалентна схема двофазного резонансного пристрою WR-LCL-Т, з фазозсувним портом підсилювача, змодельованим як ємнісний опір.

При вхідній напрузі, більшій за мінімальну, ϕ_{inv} забезпечує додатковий ступінь свободи, який можна використовувати для регулювання вихідного струму, працюючи при цьому напівмостовим випрямлячем як ідеальний синхронний випрямляч з $\phi_{rec} = 0$. Однак при такому підході, хоча середньоквадратичні струми мінімізуються, запізнений інверторний міст B втрачає ZVS, що призводить до збільшення втрат і зниження ККД. У системах, де вхідна напруга змінюється в широкому діапазоні, а номінальна вхідна напруга вища за мінімальну вхідну напругу, перетворювач проводить значну частину своєї роботи з жорстко увімкненим одним інверторним мостом, що погіршує загальні показники ефективності. Щоб знайти, як два сигнали керування (ϕ_{inv} і ϕ_{rec}) можуть бути використані для вирішення цієї проблеми, необхідно розробити стаціонарне рішення, яке належним чином враховує вплив ненульового ϕ_{rec} .

Еквівалентну схему рис. 2.5 можна розв'язати для знаходження виразів для струмів фаз індуктивності $\hat{I}_{L_{1A}}$, $\hat{I}_{L_{1B}}$ та $\hat{I}_{L_2}$. У синусоїдальному наближенні ці струми графічно проілюстровано на рис. 2.6.

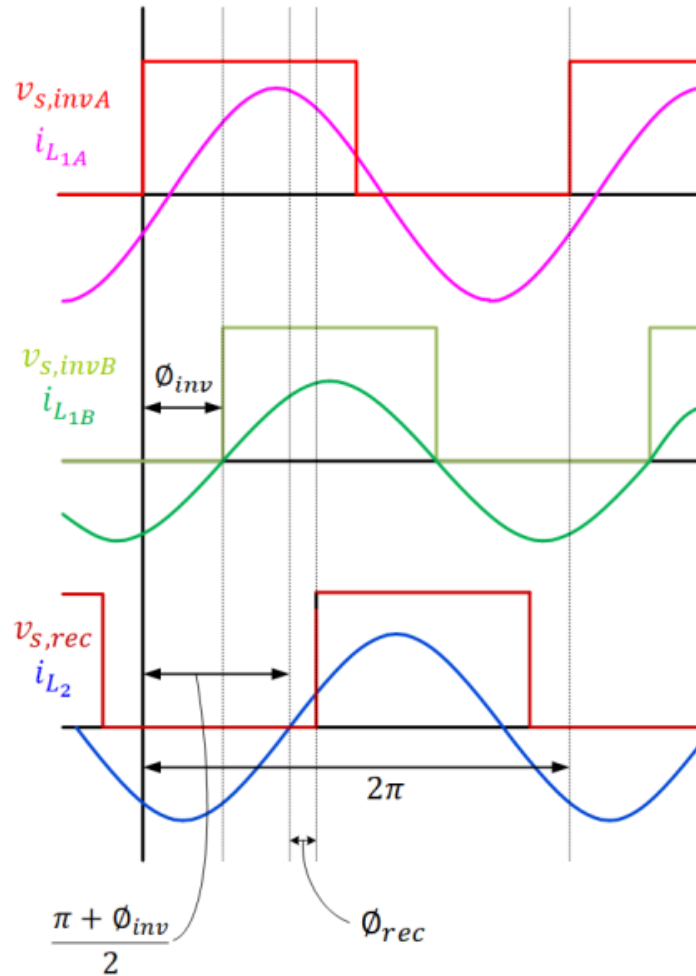


Рисунок 2.6 - Струми індуктора перетворювача WR-LCL-T при синусоїдальній апроксимації, з синусоїдальним збудженням вузла перемикача.

При ненульовому ϕ_{rec} випрямляючий порт більше не поводиться як резистор R_r . Замість цього порт випрямляча має ємнісний компонент, як показано на еквівалентній схемі на рис. 2.5, де

$$L_{1A} = L_{1B} = 2L_2 = \frac{2V_{IN,min}}{\pi^3 f_s I_{OUT,max}} \quad (2.10)$$

З моделі на рис. 2.5 випливає, що незалежно від фазового зсуву випрямляча ϕ_{rec} , WR-LCL-T має нескінченний вихідний опір по відношенню до випрямляча.

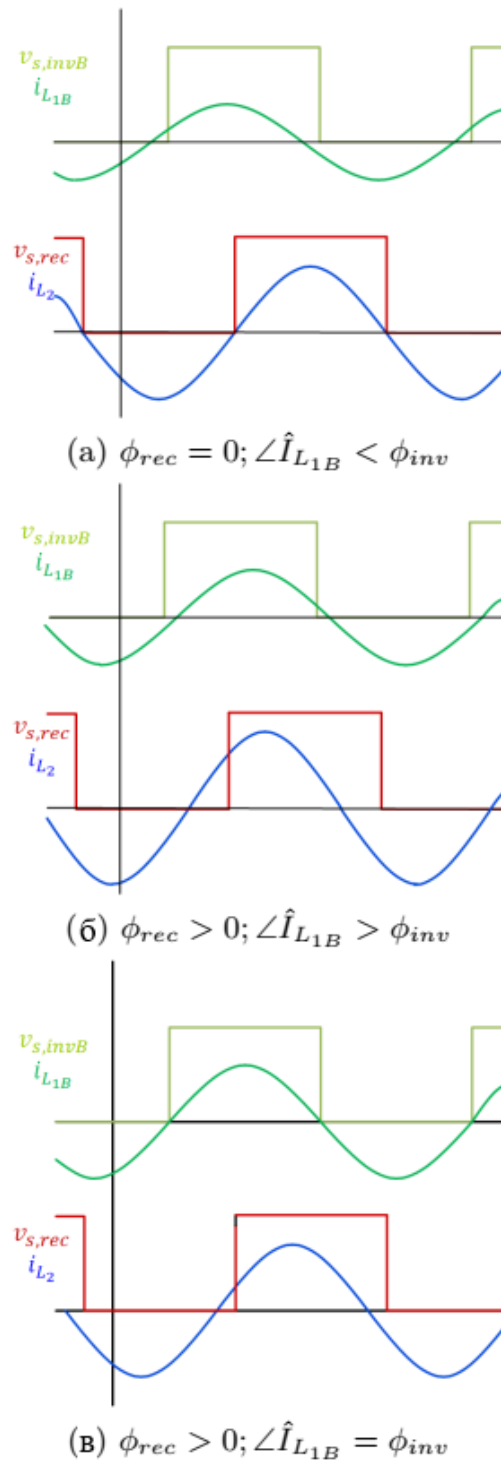


Рисунок 2.7 - Струм інвертора B із запізненням i_{L1B} , струм індуктивності з боку випрямляча i_{L2} та напруги на вузлах комутації $v_{s,invB}$ і $v_{s,rec}$ для різних значень ϕ_{rec} .

Тому струм котушки індуктивності $\hat{I}_{L_2}$ залежить тільки від вхідної напруги і φ_{inv} , а вихідний dc струм можна знайти як:

$$I_{OUT} = \frac{2V_{IN}}{\pi^2 X} \cos\left(\frac{\varphi_{inv}}{2}\right) \cos(\varphi_{rec}) \quad (2.11)$$

який показує, як φ_{inv} і φ_{rec} можуть бути використані для регулювання вихідного струму. У стандартному підході ($\varphi_{rec} = 0$), означає що як $\hat{I}_{L_{1A}}$, так і $\hat{I}_{L_{1B}}$ мають фазу $-\varphi_{inv}/2$ і, оскільки струми ключів випереджають напругу вузла ключа, відстаючий інверторний міст втрачає ZVS. На противагу цьому, коли φ_{rec} діє як керуюча змінна в (2.11), фаза $\hat{I}_{L_{1B}}$ може бути відрегульована для підтримки ZVS моста інвертора, що відстає. Осцилограми на рис. 2.7 графічно ілюструють вплив керування φ_{rec} . Як показано на рис. 2.7(а), коли $\varphi_{rec} = 0$, $\hat{I}_{L_{1B}}$ виводить $\hat{V}_{s,invB}$ і напівміст відстаючого інвертора жорстко перемикається. При $\varphi_{rec} > 0$ фаза $\hat{I}_{L_{1B}}$ змінюється, як показано на рис. 2.7(б) і 2.7(в). Для того, щоб мінімізувати середньоквадратичні струми при досягненні ZVS, перетворювач повинен працювати з $\angle \hat{I}_{L_{1B}} = \varphi_{inv}$, як показано на рис. 2.7(в). Компроміс між комутацією і втратами провідності вимагає більш глибокого розгляду стаціонарного рішення для $\hat{I}_{L_{1A}}$, $\hat{I}_{L_{1B}}$ та $\hat{I}_{L_2}$.

2.4 Ефективне керування, оптимізоване для підвищення продуктивності

Теоретична границя ZVS для напівмоста відстаючого інвертора отримана, коли $\hat{I}_{L_{1B}}$ збігається за фазою з напругою вузла перемикавання відстаючого інвертора.

Мінімальний фазовий зсув випрямляча φ_{rec} , необхідний для досягнення цього, задається формулою:

$$\varphi_{rec,min} = \frac{\varphi_{inv}}{2} - \sin^{-1} \left[\frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \sin^2 \left(\frac{\varphi_{inv}}{2} \right) \right] \quad (2.12)$$

Отже, ZVS можна досягти для всіх вимикачів, якщо фазовий зсув випрямляча більший за $\varphi_{rec,min}$. Однак збільшення φ_{rec} призводить до збільшення середньоквадратичного струму і збільшення втрат провідності при заданому вихідному струмі світлодіода. Для заданого зсуву фаз інвертора зсув фаз випрямляча, необхідний для регулювання вихідного струму до певного значення, можна знайти з (2.11):

$$\varphi_{rec,com} = \cos^{-1} \left(\frac{\pi^2 X I_{OUT}}{2 V_{IN} \cos \left(\frac{\varphi_{inv}}{2} \right)} \right) \quad (2.13)$$

Для ілюстрації тенденцій, пов'язаних з комбінованим регулюванням φ_{inv} , φ_{rec} , взято приклад застосування, де $V_{IN,min}=8$ В, а $I_{OUT,max}=0,5$ А. Для $V_{IN}=12$ В і $V_{OUT}=20$ В на рис. 2.8 показано, як середньоквадратичні струми індуктора залежать від φ_{inv} , тоді як φ_{rec} регулюється відповідним чином, щоб регулювати вихідний струм на постійному значенні.

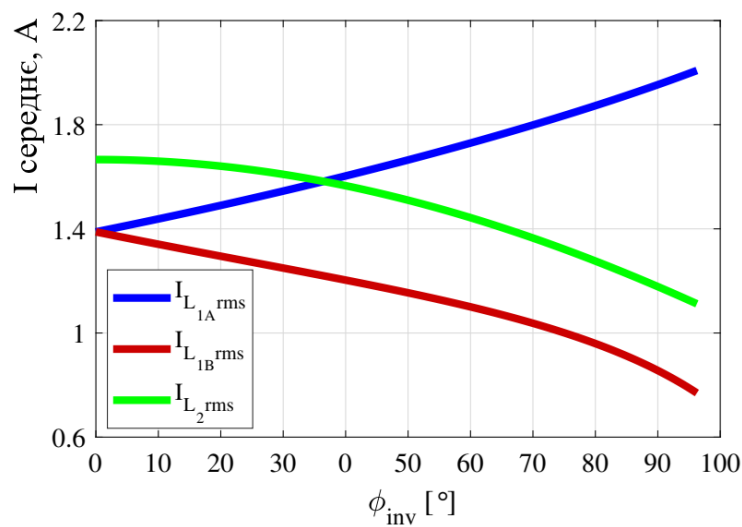


Рисунок 2.8 - Середньоквадратичні струми індуктора як функції φ_{inv} , де φ_{rec} використовується для регулювання вихідного струму I_{OUT} при 0,5 А для $V_{IN}=12$ В і $V_{OUT}=20$ В.

Сума квадратів трьох середньоквадратичних струмів котушки індуктивності може бути знайдена як:

$$\sum_{L_i} I_{L_i, rms}^2 = \frac{V_{OUT}^2 + V_{IN}^2}{\pi^2 X^2} + \frac{V_{IN}^2}{\pi^2 X^2} \cos^2\left(\frac{\phi_{inv}}{2}\right) \quad (2.14)$$

Оскільки $\sum_{L_i} I_{L_i, rms}^2$ є монотонно спадною функцією ϕ_{inv} , втрати провідності мінімізуються коли все регулювання здійснюється за допомогою ϕ_{inv} з $\phi_{rec} = 0$. Мета підтримки ZVS при мінімізації середньоквадратичних струмів призводить до стратегії керування, де $\phi_{rec} = \phi_{rec, min}$, тоді як ϕ_{inv} використовується для регулювання вихідного струму. На рисунку 2.9 показано, як $\phi_{rec, min}$ і $\phi_{rec, con}$ змінюються залежно від ϕ_{inv} для випадку, коли вихідний струм регулюється на рівні 0,5 А при $V_{IN}=12$ В і $V_{OUT}=20$ В. На перетині $\phi_{rec, min}$ і $\phi_{rec, con}$ керуючі впливи ϕ_{inv} і ϕ_{rec} відповідають операції, коли $\hat{I}_{L_{1B}}$ знаходиться в фазі з $\hat{V}_{s, invB}$

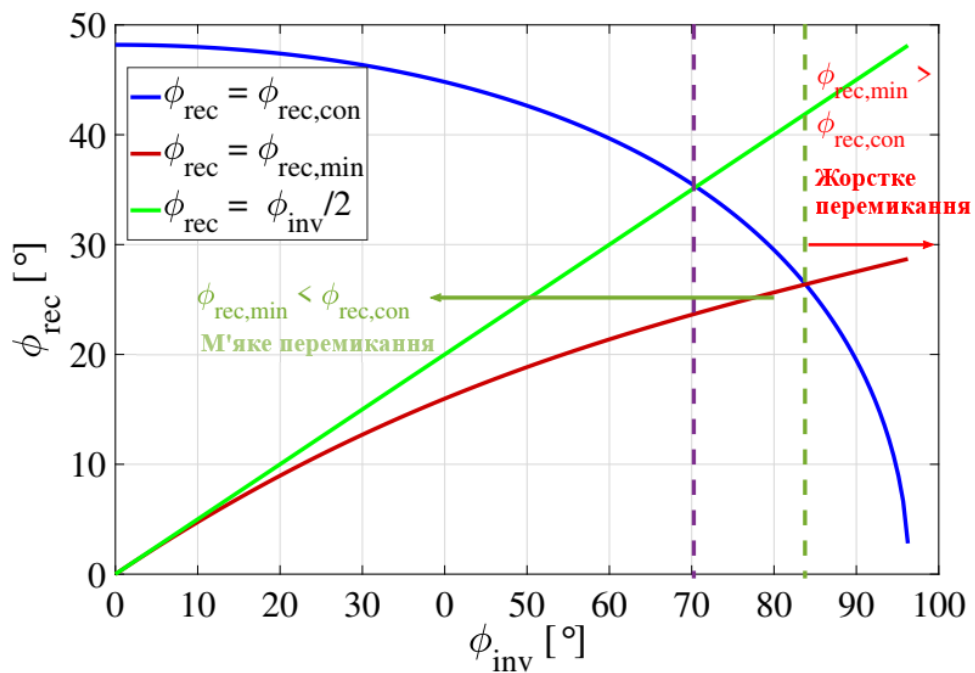


Рисунок 2.9 - Фазовий зсув ϕ_{rec} , необхідний для підтримання регулювання вихідного струму, $\phi_{rec, min}$, необхідний для підтримання роботи ZVS та $\phi_{rec} = \phi_{inv}/2$ для практичного керування з мінімізацією втрат як функції ϕ_{inv} . Робочі умови такі: $V_{IN}=12$ В, $V_{OUT}=20$ В, $I_{OUT}=0,5$ А.

Цей компроміс між втратами на комутацію та провідність додатково проілюстровано на рис. 2.10. В області ZVS з $\varphi_{rec} > \varphi_{(rec,min)}$ струм індуктивності $\hat{I}_{L_{1B}}$ відстає від напруги вузла перемикання $\hat{V}_{s,invB}$, що призводить до вищих середньоквадратичних струмів і вищих втрат провідності, зберігаючи при цьому м'якість перемикання. Коли $\varphi_{rec} < \varphi_{(rec,min)}$, відстаючий напівмостовий інвертор жорстко перемикається. На межі ZVS, як показано на рис. 2.10, $\hat{I}_{L_{1B}}$ знаходиться у фазі з $\hat{V}_{s,invB}$ і втрати мінімізуються, оскільки необхідна умова ZVS досягається при мінімальному циркулюючому струмі.

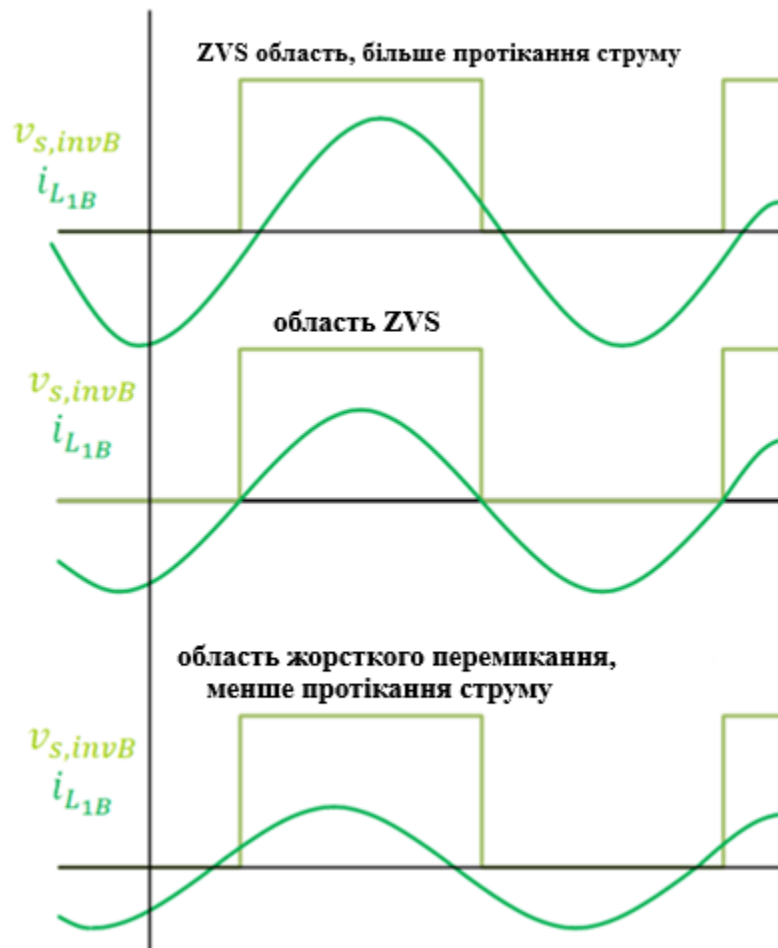


Рисунок 2.10 - Основна складова $i_{L_{1B}}$ при роботі перетворювача WR-LCL-Т по обидва боки від межі ZVS і на межі ZVS.

Таким чином, керуючий вплив, який забезпечує необхідні умови ZVS з мінімальними середньоквадратичними струмами, може бути знайдений шляхом підстановки $\varphi_{rec} = \varphi_{rec,min}$ з (2.12) в (2.11):

$$I_{OUT} = \frac{2V_{IN}}{\pi^2 X} \cos\left(\frac{\varphi_{inv}}{2}\right) \cos(\varphi_{rec,min}) \quad (2.15)$$

Слід зазначити, що стратегія керування в (2.15) вимагає вимірювання як вхідної, так і вихідної напруги, і є відносно складною. Крім того, стратегія припускає теоретичну межу ZVS, коли напруга і струм запізнювального вузла інвертора збігаються за фазою. На практиці, розрядка ємності комутаційного вузла вимагає відставання струму комутаційного вузла і дещо більших циркулюючих струмів у перетворювачі. Тому практична стратегія керування, що призводить до мінімальних втрат, вимагає роботи з фазовим зсувом випрямляча, більшим за мінімальний, $\varphi_{rec} > \varphi_{rec,min}$.

$$\varphi_{rec} = \frac{\varphi_{inv}}{2} \geq \varphi_{rec,min} \quad (2.16)$$

Більш детальний аналіз (2.12) показує, що вибір не тільки призводить до того, що струм індуктивності $\hat{I}_{L_{1B}}$ дещо відстає від напруги вузла перемикавання $\hat{V}_{s,invB}$, але й усуває необхідність вимірювання вхідної та вихідної напруги, тим самим спрощуючи керуючу дію:

$$I_{OUT} = \frac{2V_{IN}}{\pi^2 X} \cos^2\left(\frac{\varphi_{inv}}{2}\right) \quad (2.17)$$

Такий підхід забезпечує запізнювання струму та практичну роботу ZVS на всіх комутаційних вузлах. Стратегія графічно проілюстрована на рис. 2.9. На перетині кривих $\varphi_{rec} = \varphi_{inv} / 2$ і $\varphi_{rec} = \varphi_{rec,con}$, $\varphi_{rec,min} < \varphi_{rec,con}$. Це гарантує наявність скінченної енергії індуктора, що забезпечує ZVS всіх пристроїв. При такій стратегії керування (2.14) можна записати як:

$$\sum_{L_i} I_{L_i, rms}^2 = \frac{V_{OUT}^2 + V_{IN}^2}{\pi^2 X} + \frac{V_{IN} I_{OUT}}{2X} \quad (2.18)$$

Подібно до стандартної конструкції резонансної ємності LCL-T, імпеданс X вибирається при мінімальній вхідній напрузі і максимальному вихідному струмі :

$$X = \frac{2V_{IN, min}}{\pi^2 I_{OUT, max}} \quad (2.19)$$

Підстановка X з (2.19) в (2.18) дає результат:

$$\sum_{L_i} I_{L_i, rms}^2 = \frac{\pi^2}{2} \left[\frac{(V_{OUT}^2 + V_{IN}^2)}{V_{IN, min}^2} I_{OUT, max}^2 + \frac{V_{IN}}{V_{IN, min}} I_{OUT}^2 \right] \quad (2.20)$$

Порівнюючи (2.20) і (2.8), можна побачити, що перетворювач WR-LCL-T здатний впоратися з коливаннями вхідної напруги і вихідного струму при менших середньоквадратичних значеннях струму в перетворювачі.

2.5 Аналіз втрат і порівняння резонансних перетворювачів в автомобільному світлодіодному драйвері

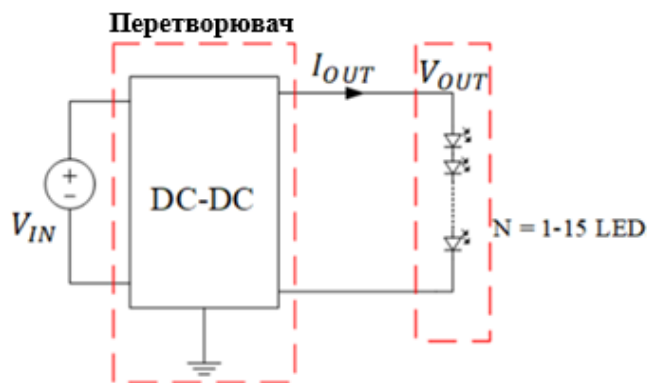


Рисунок 2.11 - Автомобільний світлодіодний драйвер, де коло світлодіодів живиться від dc-dc перетворювача, який працює як джерело постійного струму I_{OUT} , живиться від вхідної напруги акумулятора V_{IN} .

На рисунку 2.11 показана типова архітектура світлодіодного драйвера, де послідовне з'єднання світлодіодів підключено через перетворювач постійного струму до акумулятора. Номінальна напруга батареї становить $V_{IN} = 12 - 14$ В але драйвер повинен підтримувати роботу від 8 В до 18 В залежно від стану заряду батареї та динамічних перехідних процесів у V_{IN} , в залежності від кількості N послідовно з'єднаних світлодіодів, вихідна напруга може змінюватися від близько 3,3 В ($N = 1$) до близько 45 В ($N = 14$). Крім того, аналогове дімування вимагає точного регулювання вихідного струму до максимального значення $I_{OUT,max}$, де $I_{OUT,max}$ визначається технічними характеристиками світлодіодів. Щоб уникнути радіоперешкод АМ-діапазону, бажано працювати на частоті перемикання вище 1,72 МГц, тому для драйверів світлодіодів розглядаються резонансні перетворювачі на основі схеми з м'яким перемиканням.

У порівнянні зі стандартним перетворювачем LCL-T на рис. 2.2(б), перетворювач WR-LCL-T на рис. 2.1 містить два напівмоста інвертора і дві котушки індуктивності ($L_{1(A)}$, $L_{1(B)}$) на стороні інвертора. Для справедливого порівняння, MOSFET в інверторних напівмостах WR-LCL-T обрані з приблизно вдвічі більшим опором увімкнення порівняно з MOSFET в інверторному LCL-T. Втрати на керування ключем в обох перетворювачах також приблизно однакові. Рішення з обома інверторами, інтегрованими в одну мікросхему, дозволяє більш ефективно розділити площу матриці для досягнення максимальної ефективності при певній вхідній напрузі:

$$\begin{aligned} R_{dson,invA} &= R_{dson,inv,LCL} \frac{\hat{i}_{L1A} + \hat{i}_{L1B}}{\hat{i}_{L1A}} \\ R_{dson,invB} &= R_{dson,inv,LCL} \frac{\hat{i}_{L1A} + \hat{i}_{L1B}}{\hat{i}_{L1B}} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Аналогічно, сумарна площа поверхні магнітопроводів для L_{1A} і L_{1B} в перетворювачі WR-LCL-T вибрана так, щоб вона приблизно дорівнювала площі поверхні магнітопроводу для L_1 в перетворювачі LCL-T. Інші компоненти в

обох перетворювачах однакові. Компоненти пристрою вибираються відповідно до (2.4) і (2.9).

Для кожної робочої точки, що розглядається, знайдено стаціонарний розв'язок з використанням підходу розширеного простору станів, що дозволяє отримати точні криві струму індуктора, включаючи гармоніки. Для кожного напівмоста, припускаючи, що умови ZVS виконуються, втрати розраховуються як:

$$P_{loss,sw} = R_{on} i_{L_{rms}}^2 + \frac{i_{L_{off}}^2 t_{off}^2}{12 C_{oss,off}} f_s \quad (2.22)$$

де $i_{(L_{rms})}$ - середньоквадратичний струм котушки індуктивності, підключеної до напівмоста, $i_{(L_{off})}$ - струм під час вимкнення, t_{off} - час вимкнення каналу, а $C_{oss,off}$ - ефективна вихідна ємність пристрою під час вимкнення.

Втрати в осерді розраховуються за допомогою методу iGSE з використанням параметрів Штейнмеца, взятих з технічного паспорта. Для розрахунку втрат в обмотках котушок індуктивності на основі дроту до опору обмоток постійному струму додається коефіцієнт опору змінному струму.

На рис. 2.12 показано загальні втрати в перетворювачі LCL-T і перетворювачі WR-LCL-T, керованому для мінімізації втрат, при вхідній напрузі $V_{IN} = 12$ В і вихідному струмі $I_{OUT} = 0,5$ А в широкому діапазоні вихідних напруг. Можна помітити, що перетворювач WR-LCL-T має перевагу в зниженні середньоквадратичного і пікового струмів в перетворювачі, що призводить до зниження втрат на комутаторах і котушках індуктивності. При $V_{OUT} = 42$ В загальні втрати в перетворювачі WR-LCL-T становлять 3,59 Вт, що відповідає 0,45 Вт або 12,5% зниження втрат порівняно з перетворювачем LCL-T.

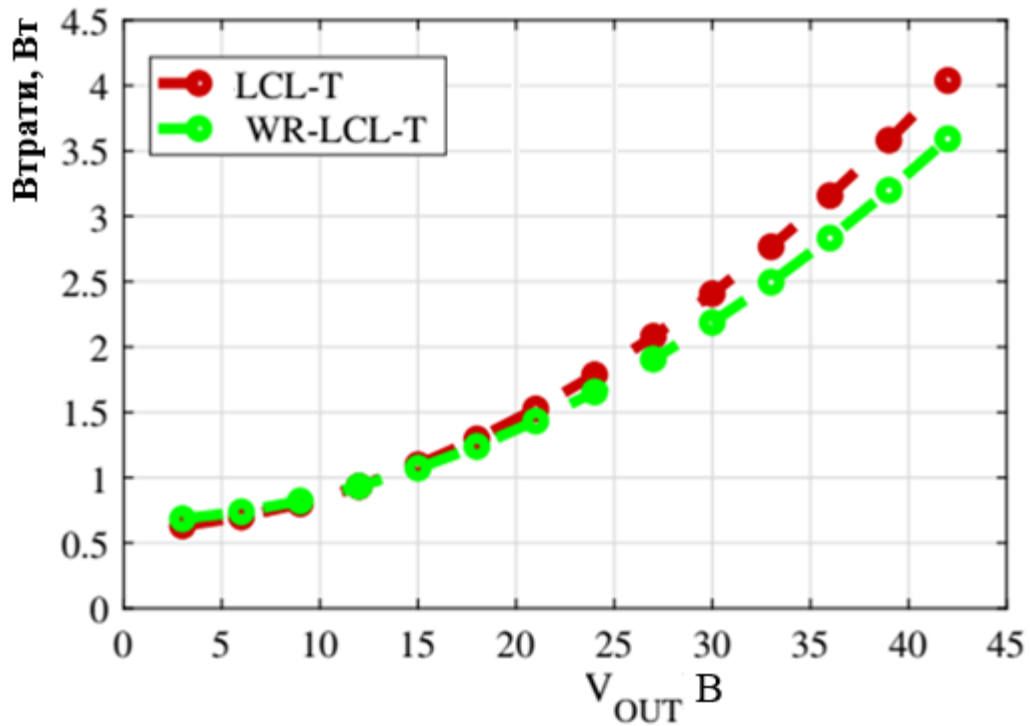
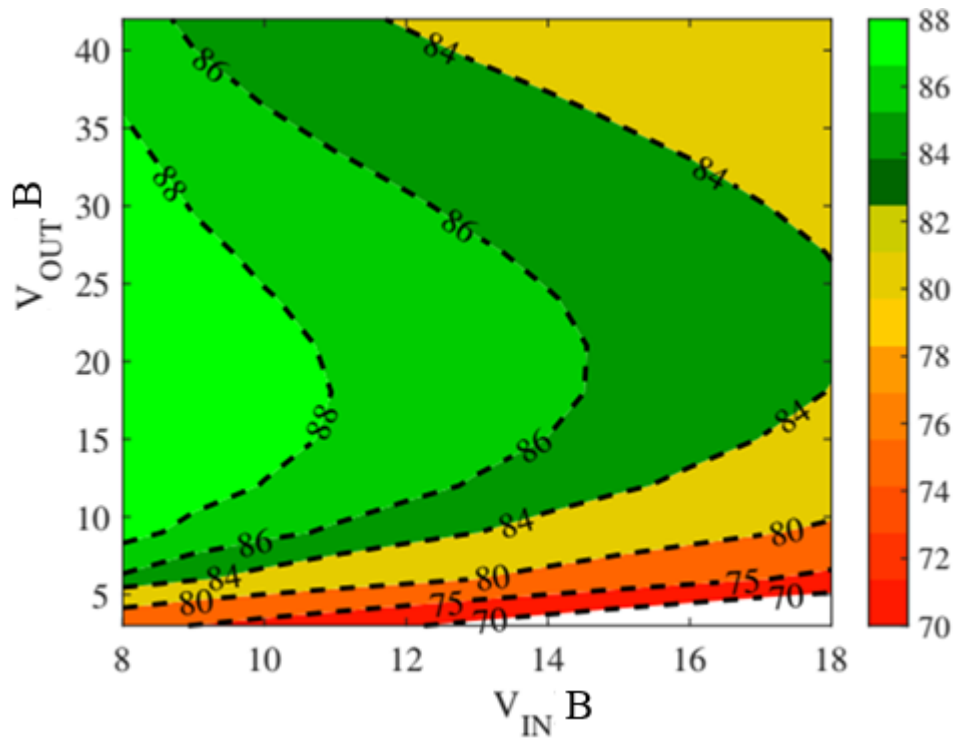
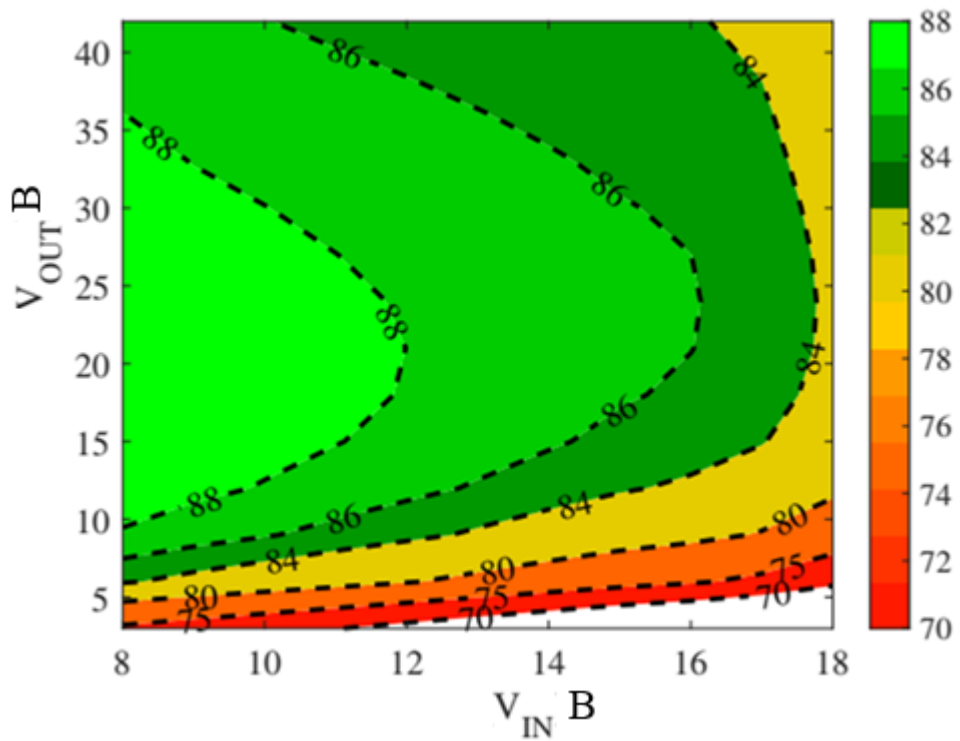


Рисунок 2.12 - Прогнозовані моделлю втрати як функції вихідної напруги для резонансних перетворювачів LCL-T і WR-LCL-T, що працюють при $V_{IN} = 12$ В, $I_{OUT} = 0,5$ А.

На рис. 2.13 показані побудовані на основі моделі контури ККД для (а) перетворювача LCL-T і (б) перетворювача WR-LCL-T з керуванням з мінімізацією втрат у широких діапазонах вхідної та вихідної напруги при постійному вихідному струмі $I_{OUT} = 0,5$ А. Можна помітити, що перетворювач WR-LCL-T має вищу ефективність в більш широких областях площини V_{IN} , V_{OUT} . Порівняння загальних втрат з розбивкою втрат показано на рис. 2.14 для трьох вибраних робочих точок, що демонструє кращу продуктивність перетворювача WR-LCL-T, особливо при більш високих вхідних напругах.



a)



б)

Рисунок 2.13 - Графіки ККД в площині V_{IN} проти V_{OUT} для (а) резонансного перетворювача LCL-T, та (б) Резонансний перетворювач WR-LCL-T, обидва працюють на $I_{OUT}= 0,5$ А.

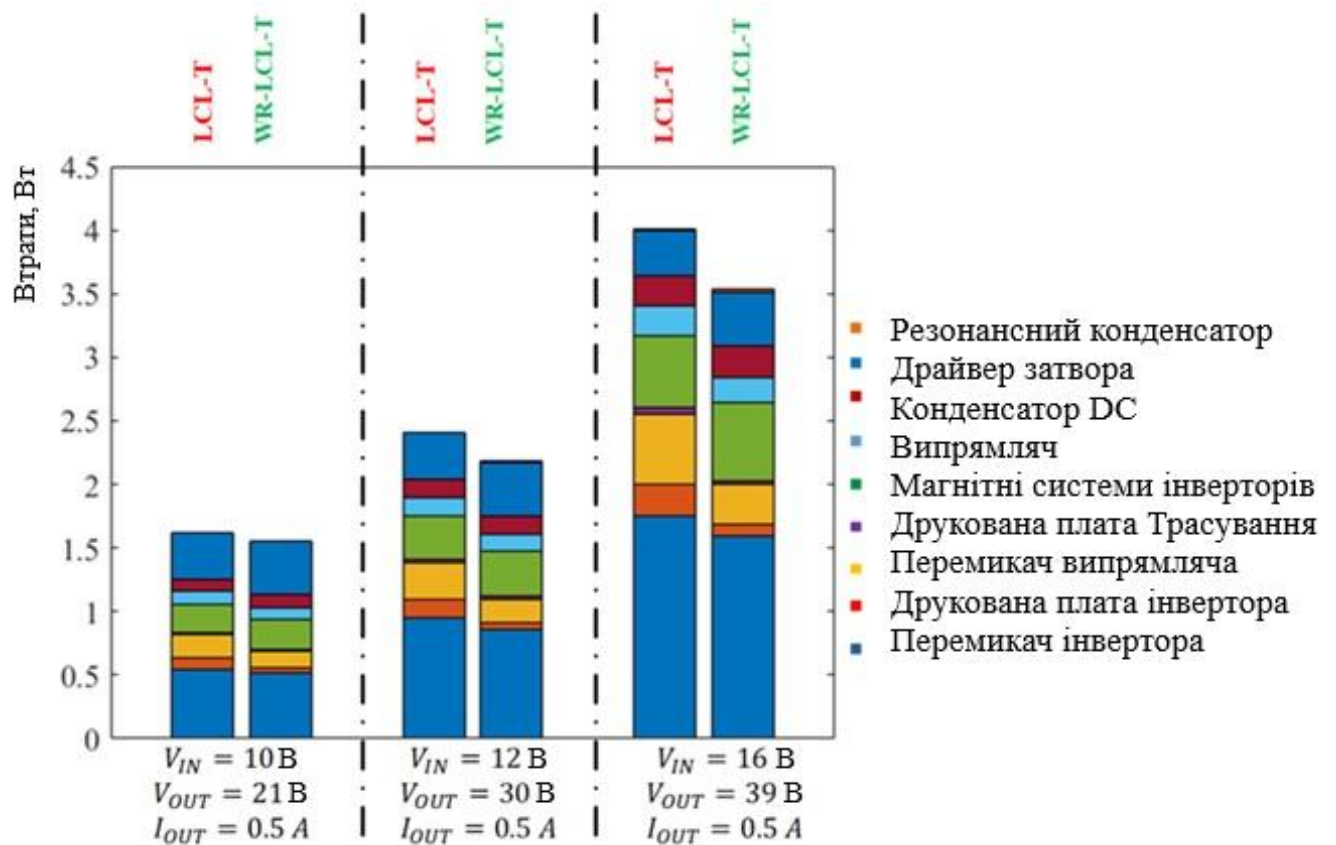


Рисунок 2.14 - Порівняння втрат на основі моделі між перетворювачем LCL-T та резистивним перетворювачем WR-LCL-T у трьох різних робочих точках.

2.6 Висновки до розділу

У розділі представлено широкодіпазонний резонансний перетворювач постійного струму на основі резонансної мережі (іммітансу), де для досягнення регулювання вихідного струму при мінімізації втрат у широкому діапазоні входних і вихідних напруг використовуються дві керуючі змінні - фазовий зсув між двома напівмостами інвертора і фазовий зсув між напівмостами інвертора і випрямляча. Удосконалено аналітичну стаціонарну модель для визначення необхідних умов м'якого перемикання та формулювання стратегії керування для мінімізації втрат. Удосконалено практичну стратегію керування для регулювання фазових зсувів таким чином, щоб досягти нульового перемикання напруги (ZVS) всіх пристроїв при мінімізації втрат на провідність. Стратегія керування з мінімізацією втрат для перетворювача WR-LCL-T призводить до

покращення ефективності, дозволяючи значно ширше варіювати вхідну напругу та вихідний струм. Підвищення ефективності порівняно зі стандартним LCL-T перетворювачем продемонстровано за допомогою моделювання втрат. Перетворювач WR-LCL-T має характеристику джерела струму, що робить його особливо придатним для застосування в автомобільних світлодіодних драйверах. Представлено порівняння загальних втрат для трьох вибраних робочих точок, що демонструє кращу продуктивність перетворювача WR-LCL-T, особливо при більш високих вхідних напругах.

3 НАУКОВО-ДОСЛІДНИЦЬКИЙ РОЗДІЛ

3.1. Розробка прототипу та експериментальні результати

У цьому розділі описано прототип перетворювача WR-LCL-T та результати експериментів з драйвером світлодіодів, розглянутих у розділі 3.4. ПІ-компенсатор з дискретним часом для регулювання вихідного струму побудовано без урахування резонансної динаміки ємності. Спроекований компенсатор досягає частоти 5,5 кГц з запасом по фазі 110° , що є достатнім для забезпечення регулювання при відносно повільних змінах вхідної напруги, а також відносно швидкого виходу з перехідних процесів в N , тоді як амплітуда перерегулювання в I_{OUT} в першу чергу визначається величиною конденсатора фільтра, що вирішується конструкцією π -фільтра. Перетворювач WR-LCL-T з замкнутим контуром керування разом з π -фільтром на виході показано на рис. 3.1.

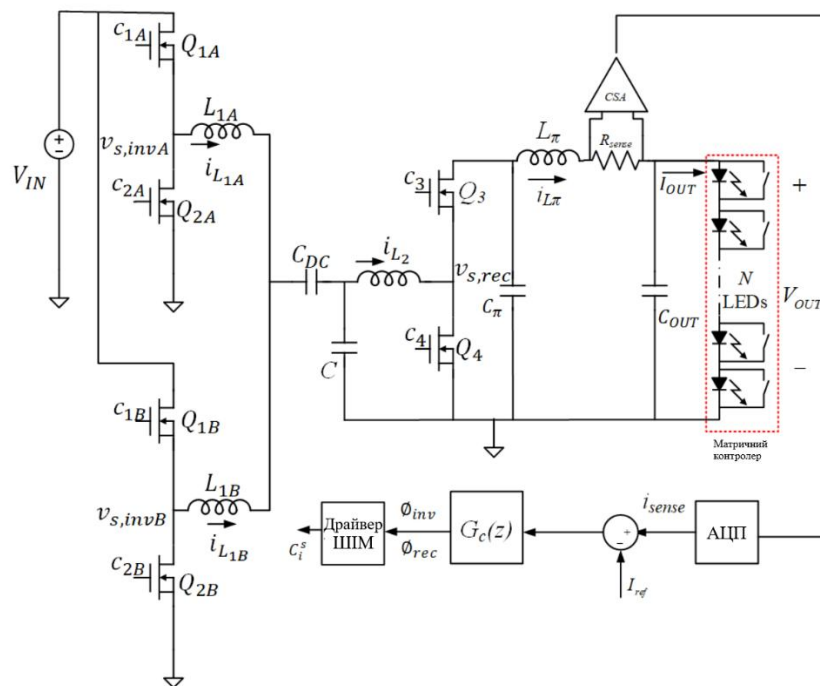


Рисунок 3.1 - Схема перетворювача WR-LCL-T із замкнутим контуром цифрового керування вихідним струмом. Компенсатор $G_c(z)$ генерує управління фазовим зсувом ϕ_{inv} , в той час як фазовий зсув $\phi_{rec} = \phi_{inv}/2$ слідує стратегії управління з мінімізацією втрат (3.16)

Таблиця 3.1 - Порівняння розрахованих моделлю та експериментально вимірних втрат у прототипах перетворювачів LCL-T та WR-LCL-T, що працюють при $I_{OUT} = 0,5$ А

V_{IN} , В	V_{OUT} , В	Перетворювач LCL-T		Перетворювач WR-LCL-T	
		На основі моделі	Експериментальний	На основі моделі	Експериментальний
10 В	21 В	1.62 Вт	1.78 Вт	1.56 Вт	1.7 Вт
12 В	30 В	2.41 Вт	2.54 Вт	2.19 Вт	2.20 Вт
16 В	39 В	4 Вт	4.26 Вт	3.53 Вт	3.66 Вт

для отримання експериментальних результатів використовувався світлодіодний стенд. Для перевірки прогнозів на основі моделі втрат, порівнюються перетворювачі LCL-T і WR-LCL-T, експериментально виміряні втрати разом з прогнозами на основі моделі нанесені для різних робочих точок на рис. 3.2 і 3.3 та зведені в таблицю 3.1 для обох прототипів.

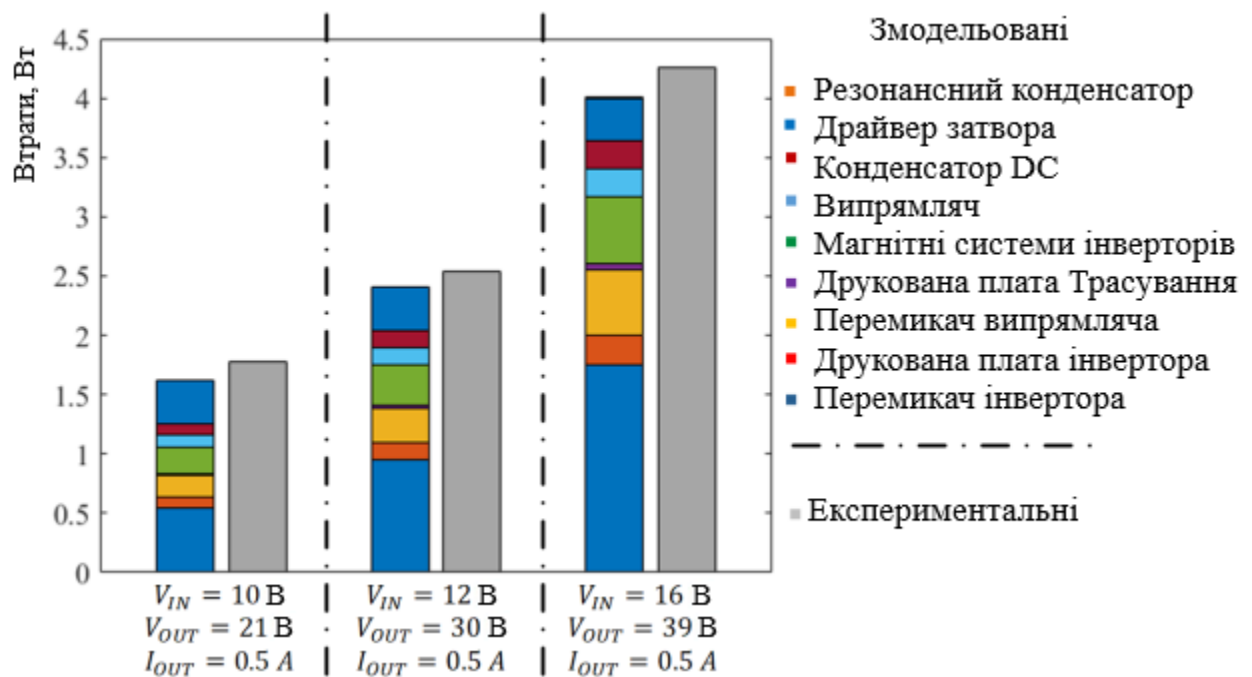


Рисунок 3.2 - Втрати на основі моделі та експериментально виміряні втрати в трьох різних робочих точках для LCL-T перетворювача

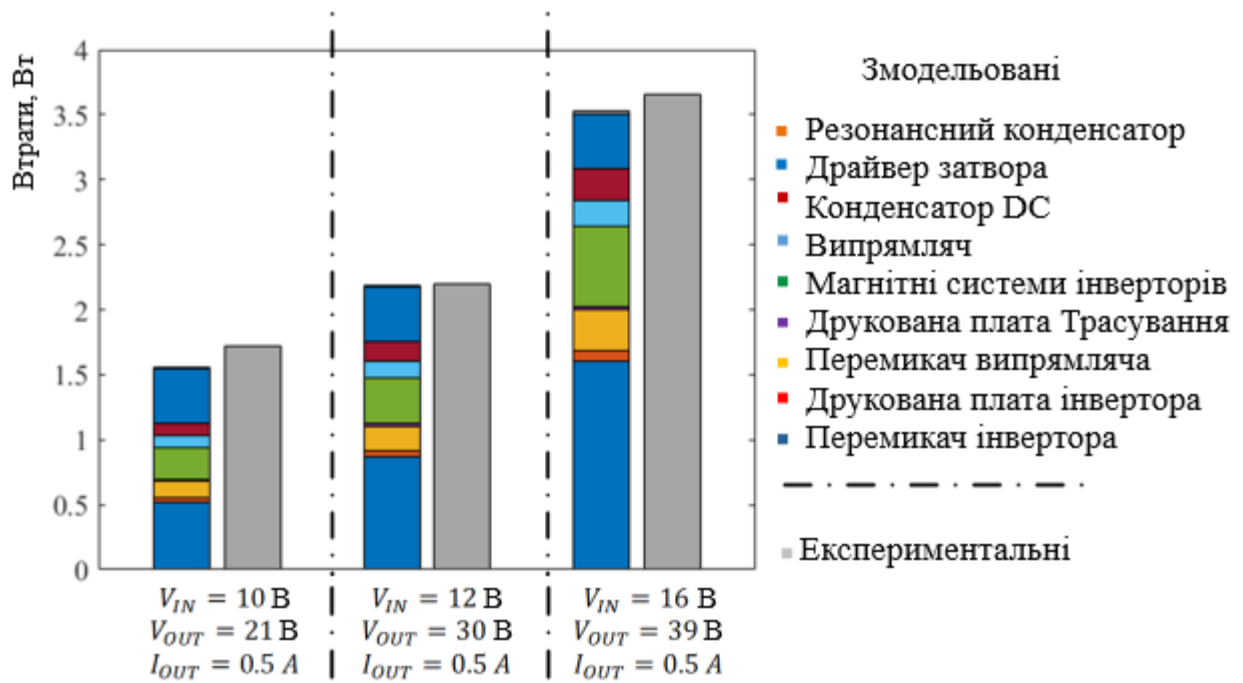
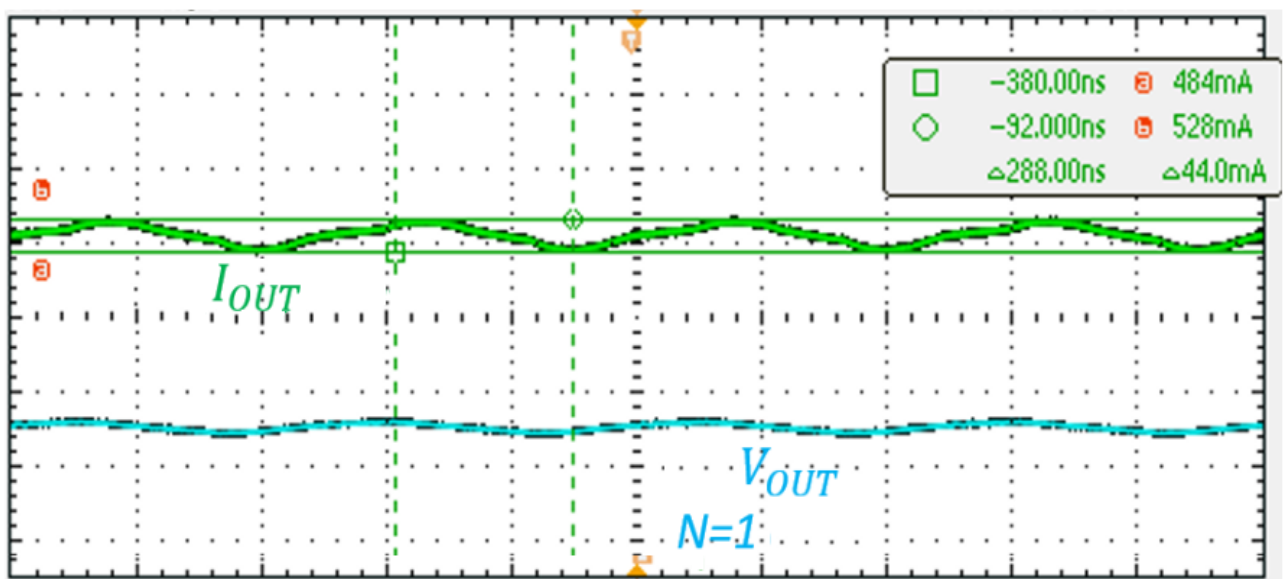
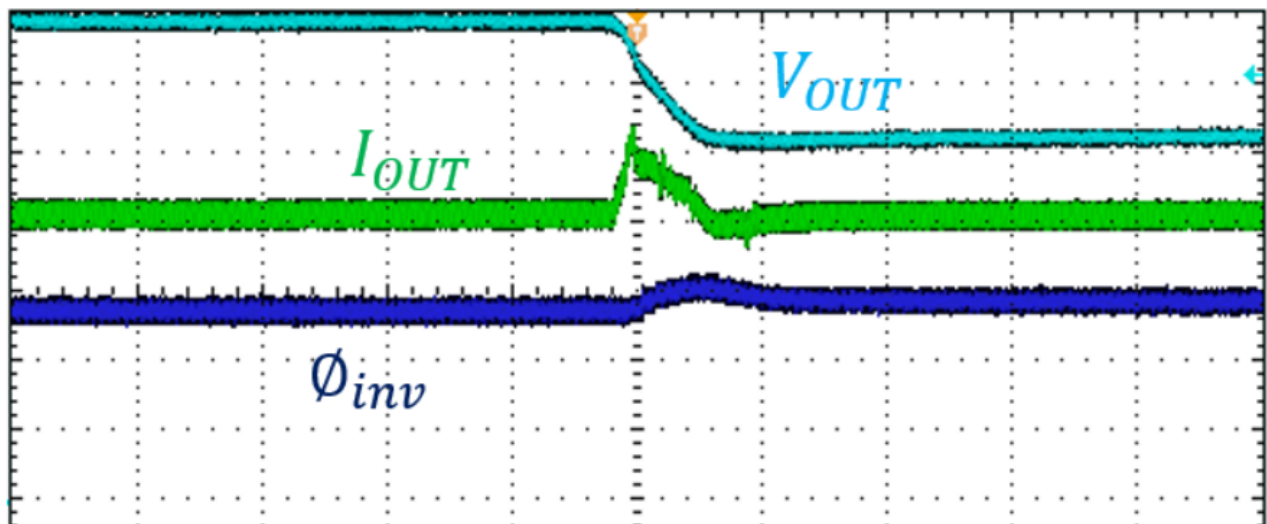


Рисунок 3.3 - Втрати на основі моделі та експериментально виміряні втрати в трьох різних робочих точках для WR-LCL-T перетворювача.

Втрати, передбачені моделлю, збігаються з експериментальними результатами з похибкою менше 10%. Невідповідність між розрахованими та експериментально виміряними втратами можна пояснити не змодельованим впливом підвищення температури компонента при повному навантаженні та частковим жорстким перемиканням при малому навантаженні.



a)

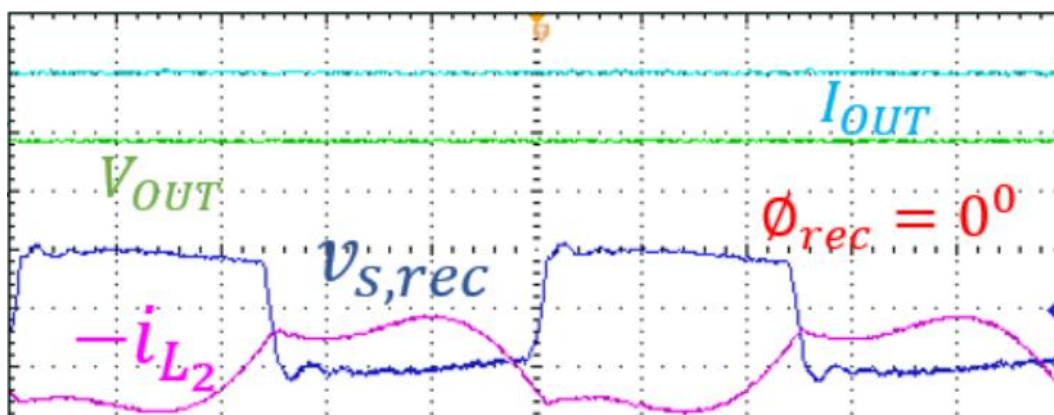
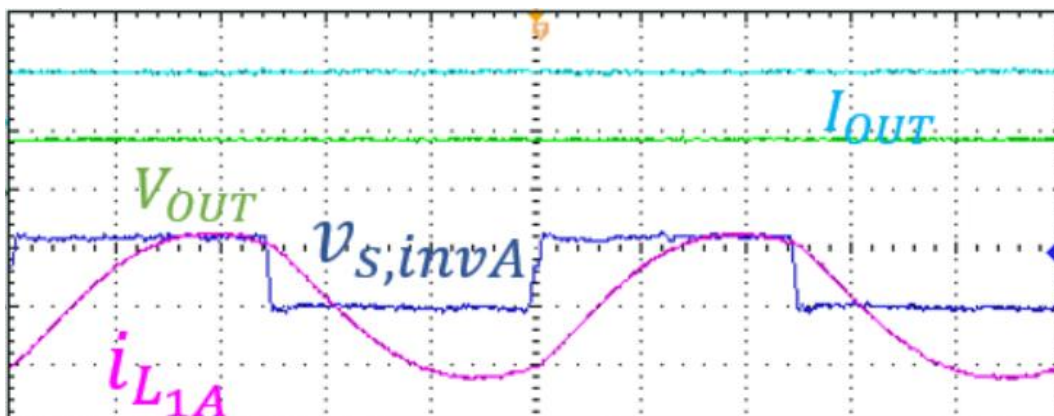
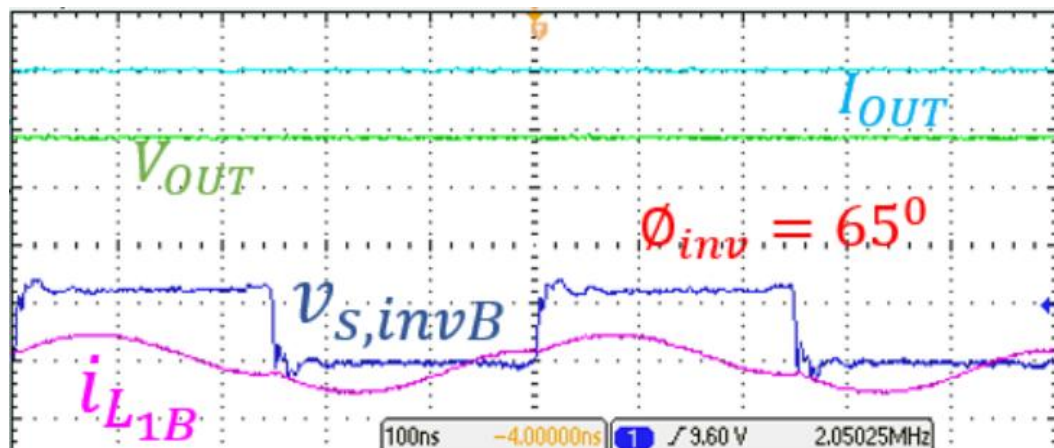


б)

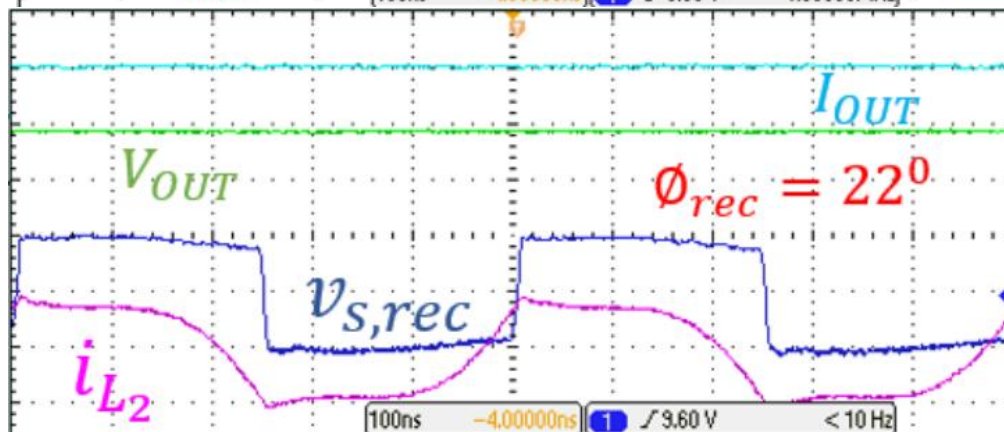
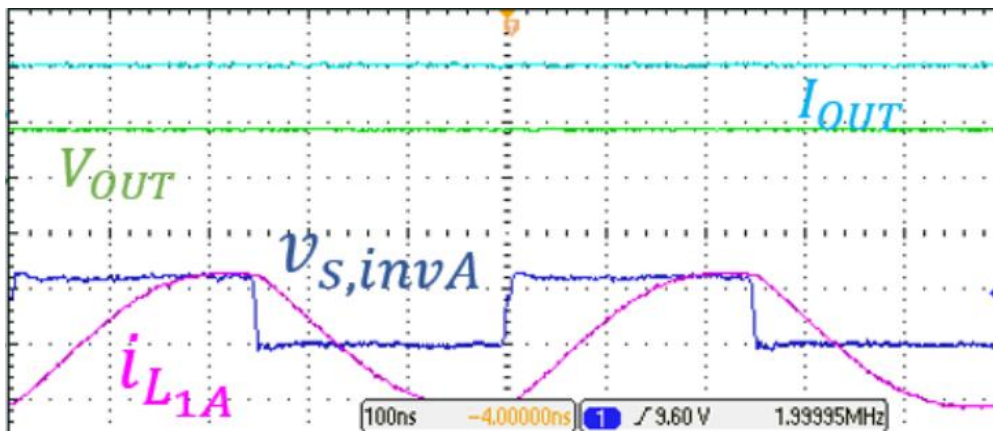
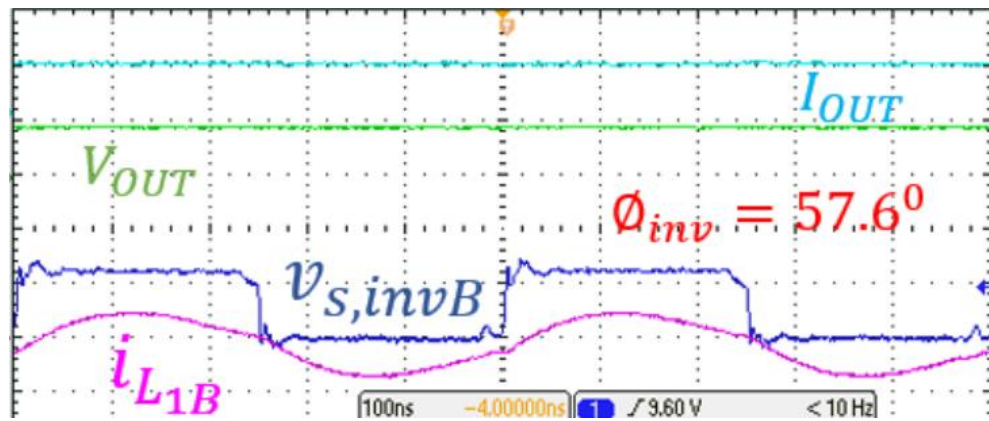
Рисунок 3.4 - (а) Стала пульсація вихідного струму для $I_{OUT} = 0,5$ А і $N=1$, (б) перехідна характеристика при зміні кількості світлодіодів від $N= 12$ до 9.

Рисунок 3.4 (а) підтверджує конструкцію π -фільтра: струм світлодіода має пульсацію від піку до піку менше, ніж 50 мА, або менше 10% від I_{OUT} . При ступінчастій зміні навантаження (від $N= 12$ до $N= 9$) перерегулювання I_{OUT} становить менше 20%, як показано на рис. 3.4 (б). Мікроконтролер з функцією ШІМ високої роздільної здатності використовується для забезпечення того, щоб роздільна здатність керування залишалася набагато вищою за роздільну здатність зондування і, таким чином, уникнути проблем граничних циклів. Експериментальні осцилограми на рис. 3.5 (а) отримані, коли в якості керуючої змінної використовується тільки ϕ_{inv} , а $\phi_{rec} = 0$. У цьому випадку середньоквадратичні струми мінімізуються, але запізнілий напівміст інвертора B жорстко перемикається. Осцилограми на рис. 3.5 (б) отримані з використанням підходу до керування на основі (2.15). Необхідний фазовий зсув інвертора зменшується, і $\hat{I}_{L_{1B}}$ знаходиться у фазі з $\hat{V}_{s,invB}$. Однак, оскільки енергія індуктора недостатня для розрядки комутатора вузлової ємності, отримується частковий ZVS у вузлі $\hat{V}_{s,invB}$. Застосування на практиці керування з мінімізацією втрат (2.17), яке є простішим і не потребує вимірювання напруги, ілюструється осцилограмами на рис. 3.5 (в). Хоча середньоквадратичні значення $\hat{I}_{L_{1B}}$ та $\hat{I}_{L_2}$ дещо вищими порівняно зі струмами на основі стратегії керування (2.15),

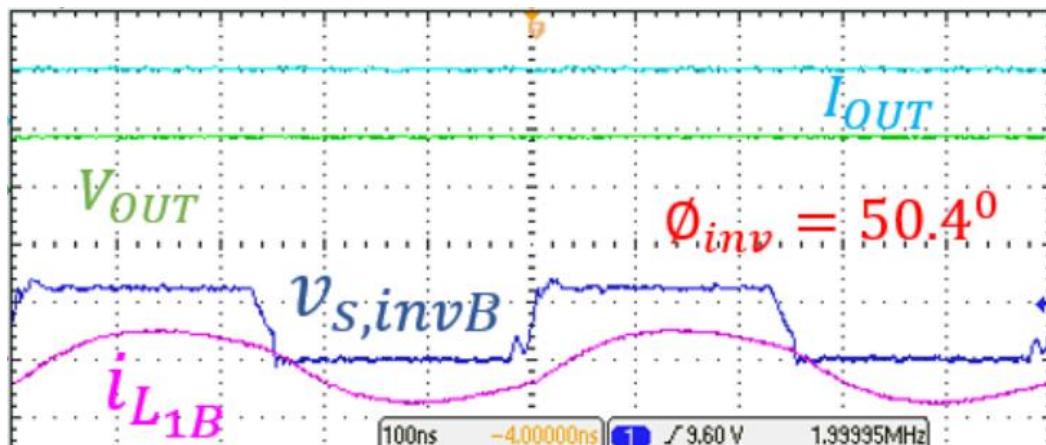
експериментально досягнута ефективність є найвищою для цього практичного методу керування з мінімізацією втрат, оскільки досягається повна ZVS при $\hat{V}_{s,invB}$

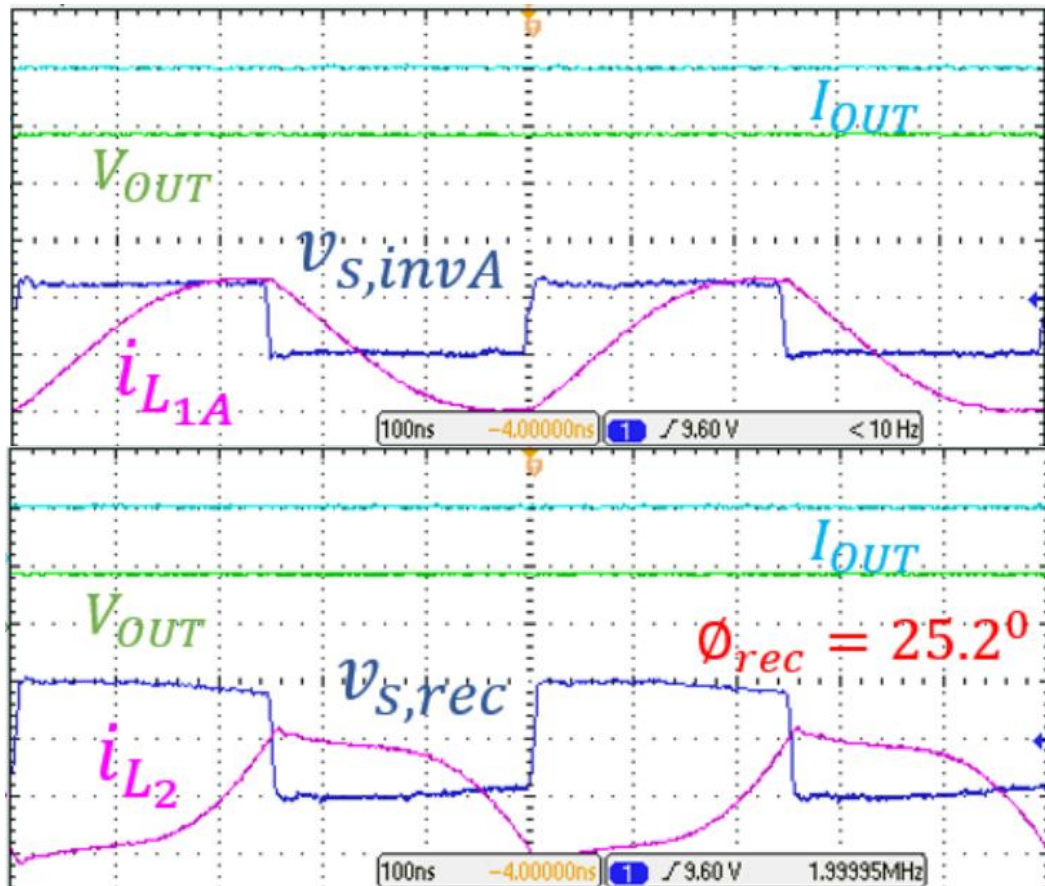


а) Ефективність 85 %



б) Ефективність 90 %

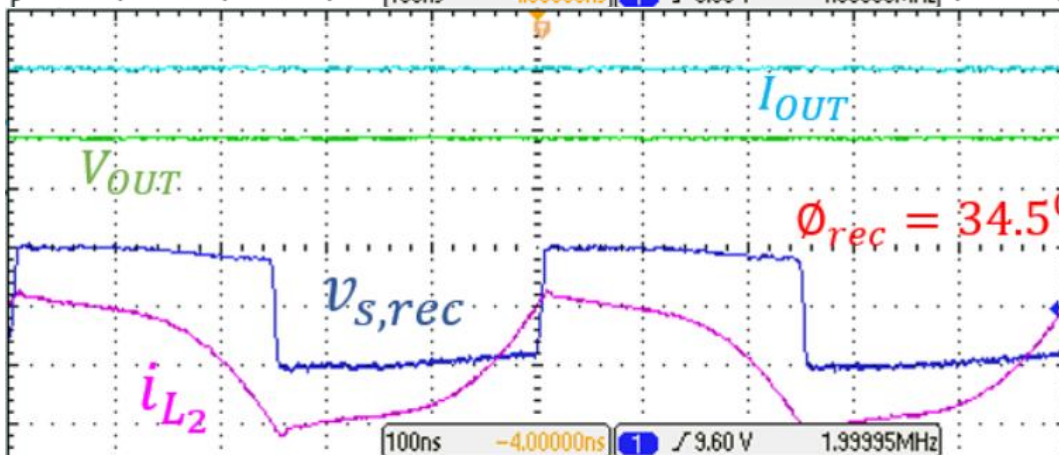
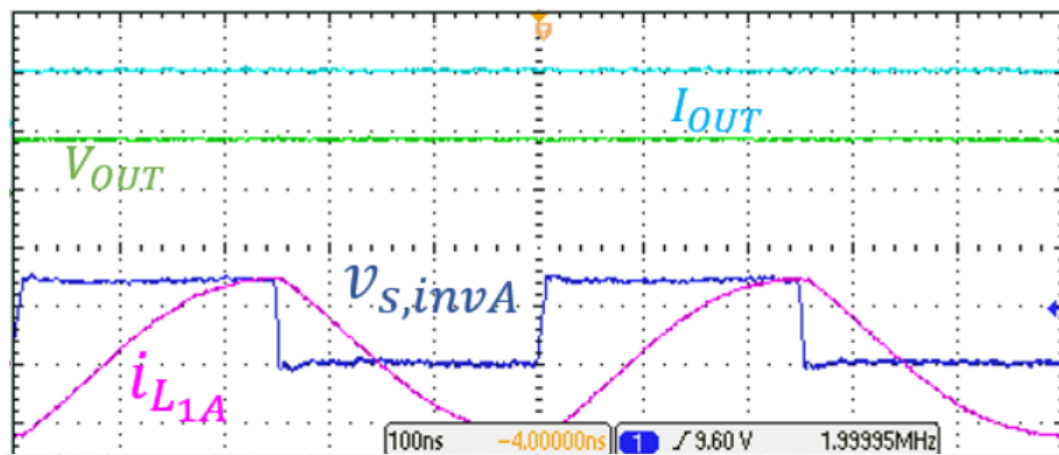
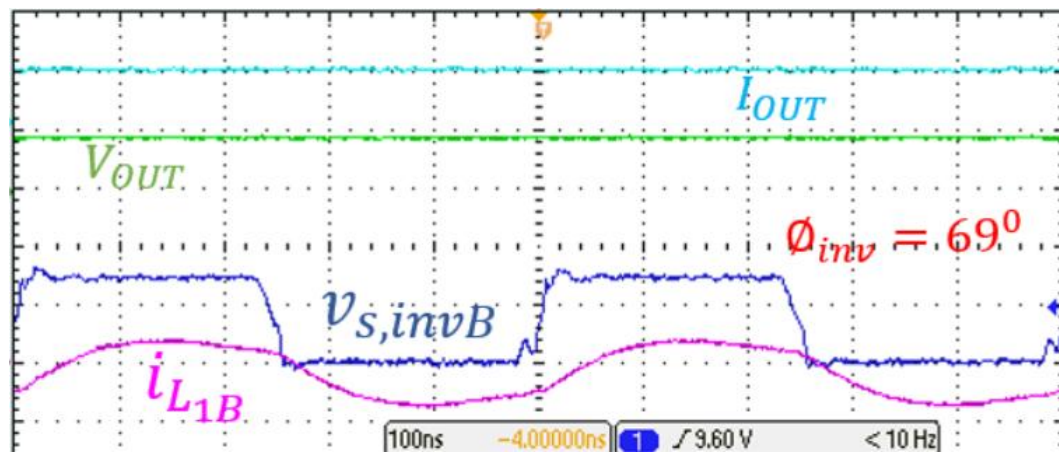




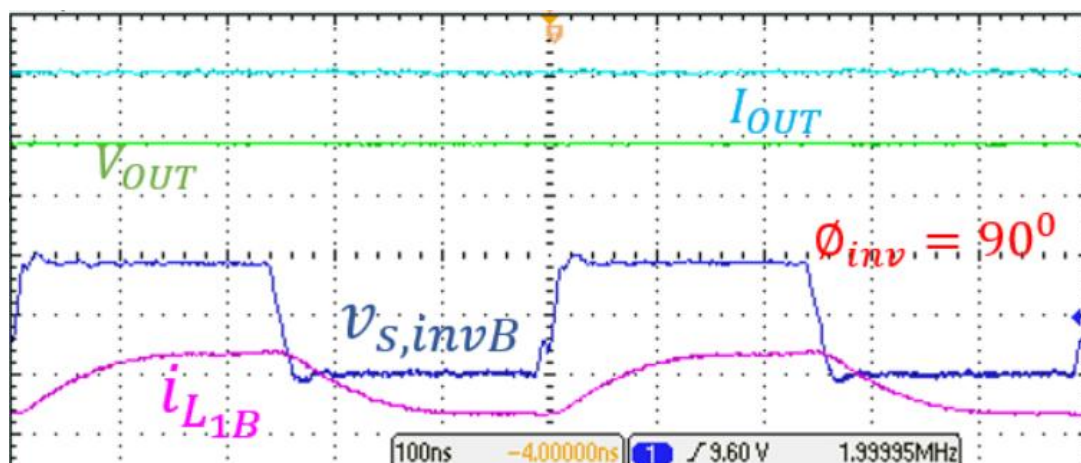
в) Ефективність 91,2 %

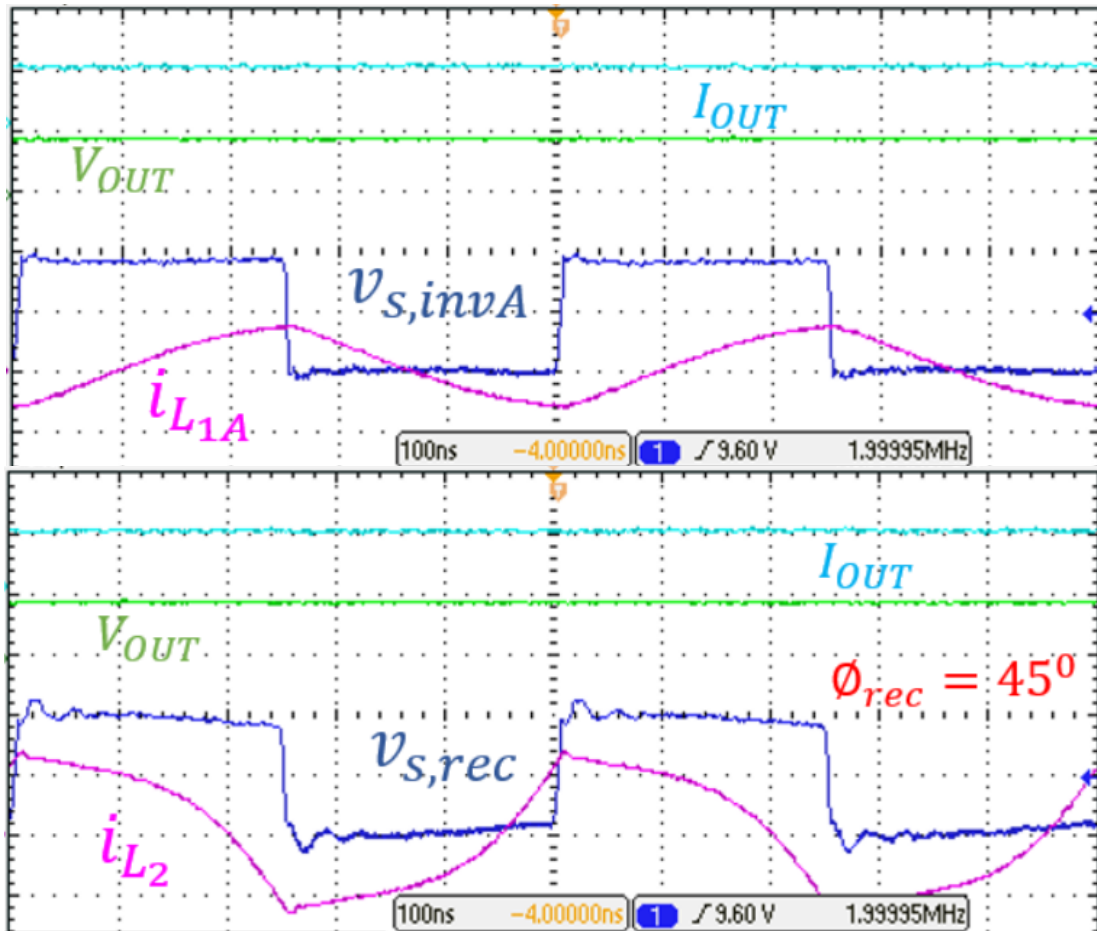
Рисунок 3.5 - Напруги вузлів перемикача $v_{s,invB}$, $v_{s,invA}$, $v_{s,rec}$ та струми індуктивності i_{L1A} , i_{L1B} , i_{L2} за допомогою (а) керування фазовим зсувом інвертора з $\phi_{rec} = 0$, (б) стратегія керування $\angle \hat{I}_{L1B} = \phi_{inv}$ (рівняння (2.15)), та (в) практичне керування з мінімізацією втрат за допомогою $\phi_{rec} = \phi_{inv}/2$ (рівняння (2.16, 2.17)). Умови експлуатації: $V_{IN} = 12$ В, $V_{OUT} = 19$ В (6 світлодіодів) та $I_{OUT} = 0,5$ А

Використовуючи стратегію керування з мінімізацією втрат у (2.17), на рис. 3.6 показано осцилограми отримані при регулюванні вихідного струму на рівні $I_{OUT} = 0,5$ А, при роботі перетворювача від $V_{IN} = 14$ В (рис. 3.6 (а)) і від $V_{IN} = 18$ В (рис. 3.6 (б)). Можна помітити, що всі пристрої мають м'яке перемикання.



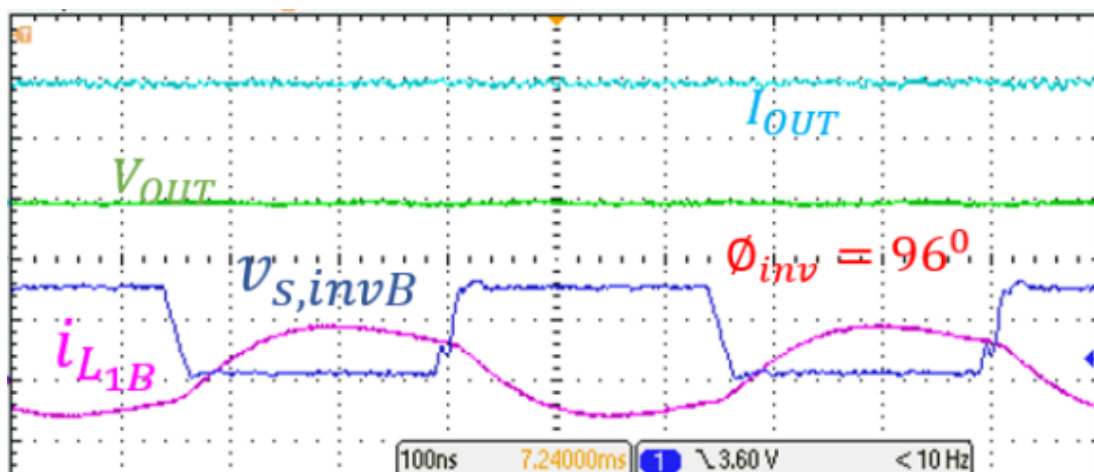
a) $V_{IN}=14\text{ V}$, ефективність 91 %

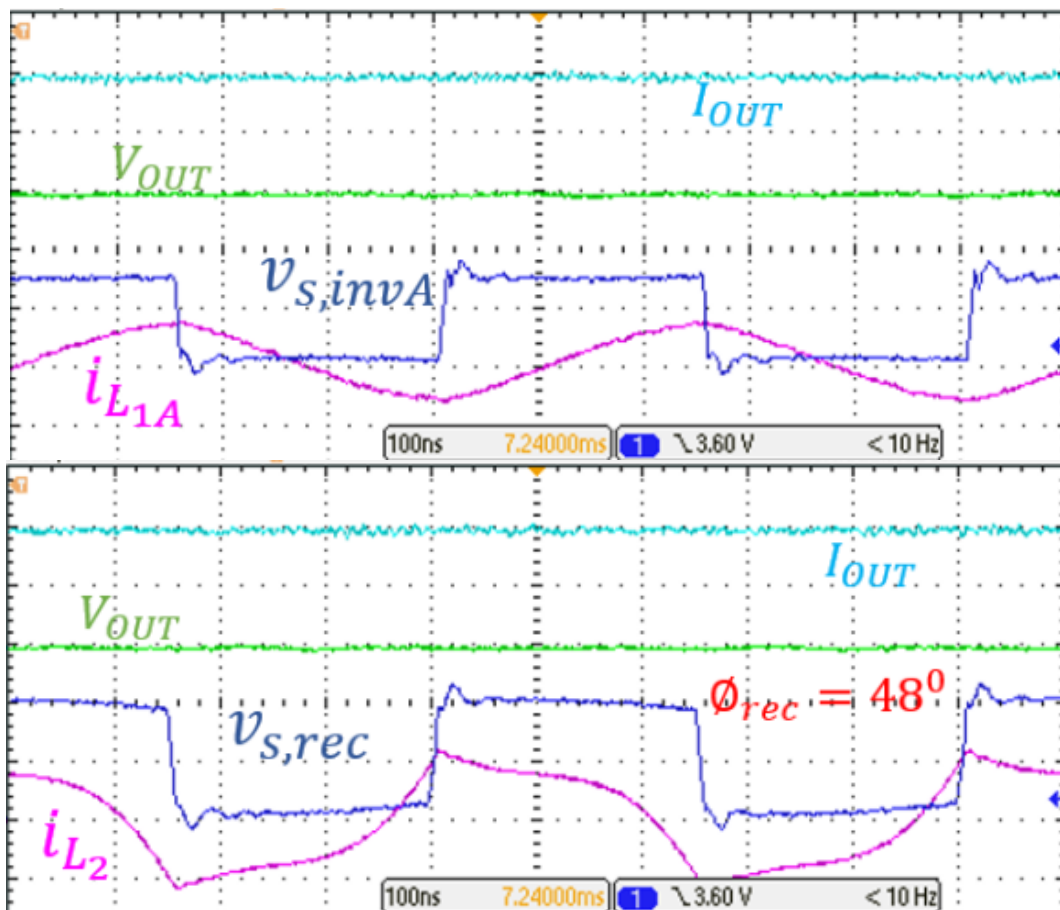




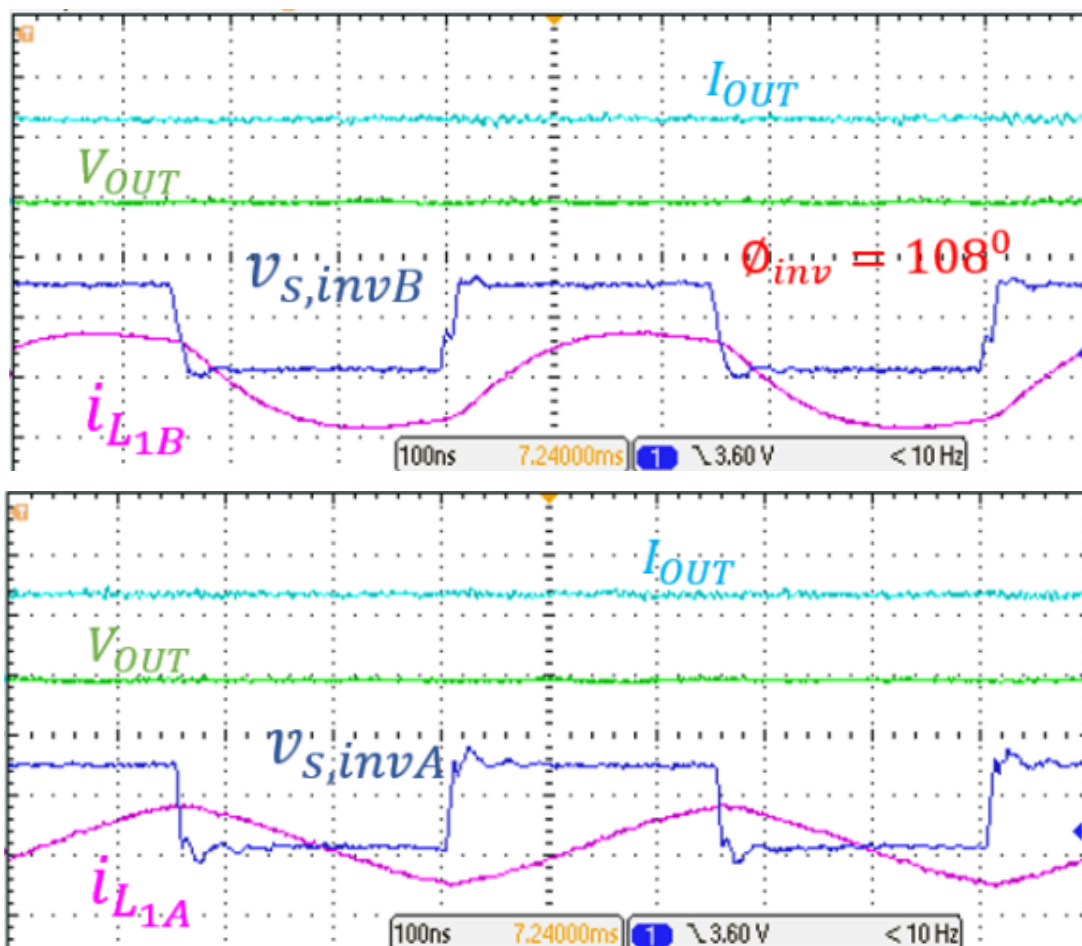
б) $V_{IN}=18\text{ В}$, ефективність 89,5 %

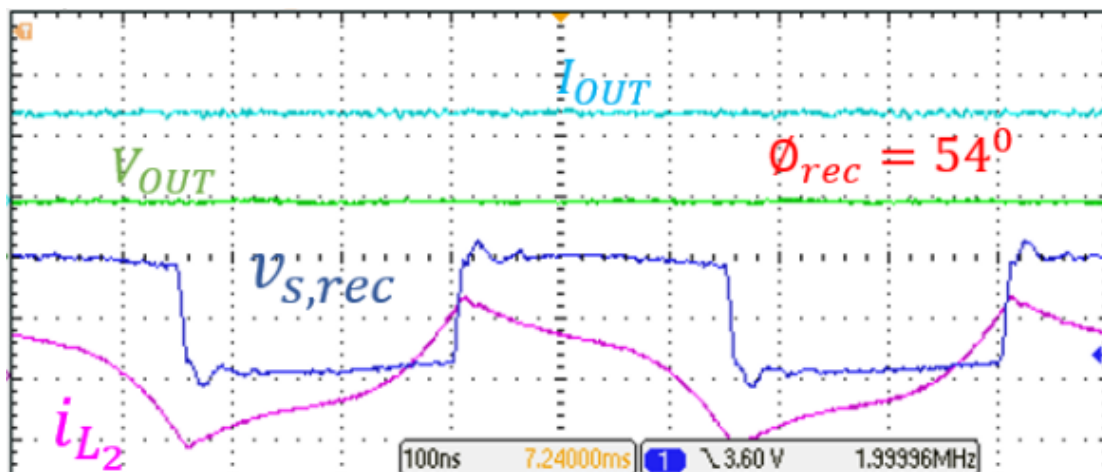
Рисунок 3.6 - Осцилограми напруги та струму комутаційного вузла з використанням стратегії керування з мінімізацією втрат $\phi_{rec} = \phi_{inv}/2$ при (а) $V_{IN} = 14\text{ В}$ та (б) $V_{IN} = 18\text{ В}$. Всі пристрої мають м'яке перемикання. Вихідний струм світлодіодів регулюється при $I_{OUT} = 0,5\text{ А}$ для $V_{OUT} = 19\text{ В}$ (6 світлодіодів).





a) $V_{IN}=14\text{ B}$, $I_{LED}=0,4\text{ A}$ ефективність 91 %



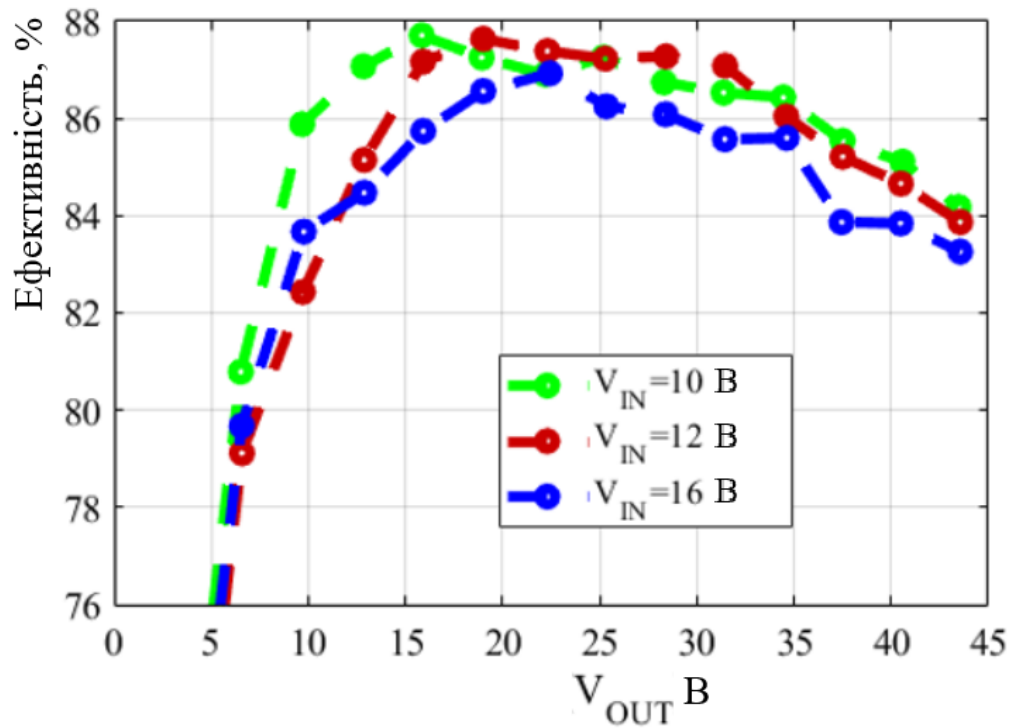


б) $V_{IN}=18\text{ В}$, $I_{LED}=0,3\text{ А}$ ефективність 89,5 %

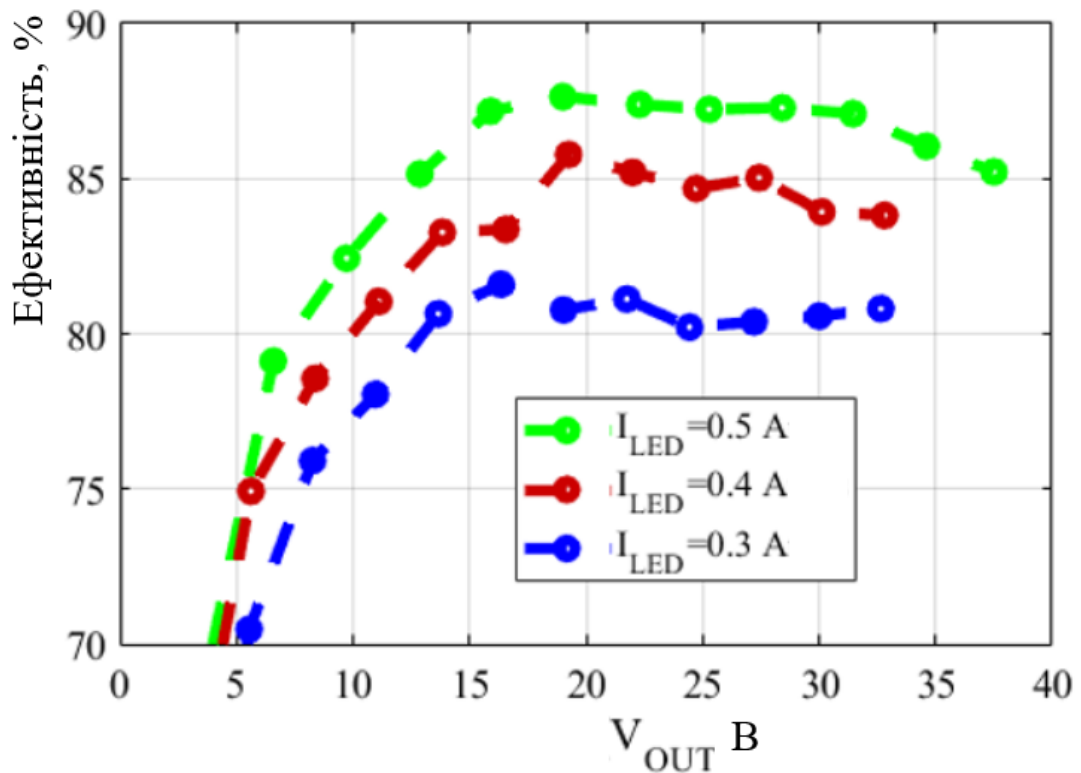
Рисунок 3.7 - Осцилограми напруги та струму комутаційного вузла з використанням стратегії керування з мінімізацією втрат $\phi_{rec} = \phi_{inv}/2$ при (а) $I_{OUT}=0,4\text{ А}$ та (б) $I_{OUT}=0,3\text{ А}$. Всі пристрої мають м'яке перемикання. Струм вихідного світлодіода регулюється за допомогою фазового зсуву для $V_{IN}=14\text{ В}$ і $V_{OUT}\approx 19\text{ В}$ (6 світлодіодів).

Застосування стратегії керування з мінімізацією втрат для аналогового регулювання струму світлодіода показано на рис. 3.7. При роботі від $V_{IN}=14\text{ В}$ рівень струму регулюється при $I_{OUT}=0,4\text{ А}$ на рис. 3.7 (а) і при $I_{OUT}=0,3\text{ А}$ на рис. 3.7 (б). Плавність перемикання зберігається для всіх пристроїв.

Експериментально виміряні криві ефективності, включаючи втрати драйвера затвора, як функції вихідної напруги між $V_{OUT}=3\text{ В}$ і 45 В , показані на рис. 3.8 (а) для $V_{IN}=10\text{ В}$, $V_{IN}=12\text{ В}$ і $V_{IN}=16\text{ В}$. У всіх випадках вихідний струм регулюється на рівні $I_{OUT}=0,5\text{ А}$, з використанням практичної стратегії керування з мінімізацією втрат (2.17). Ефективність каскаду потужності понад 85% досягається в широкому діапазоні вихідної напруги (від 10 В до 40 В). Пікова ефективність силового каскаду становить 92,4%, а пікова загальна ефективність - 87,8%, включаючи втрати драйвера затвора. Додаткові експериментальні результати включають вимірювання ефективності в широкому діапазоні вихідного струму, як показано на рис. 3.8 (б) для $I_{OUT}=0,5\text{ А}$, $I_{OUT}=0,4\text{ А}$ і $I_{OUT}=0,3\text{ А}$. У всіх цих випадках вхідна напруга підтримується постійною на рівні $V_{IN}=12\text{ В}$.



a)



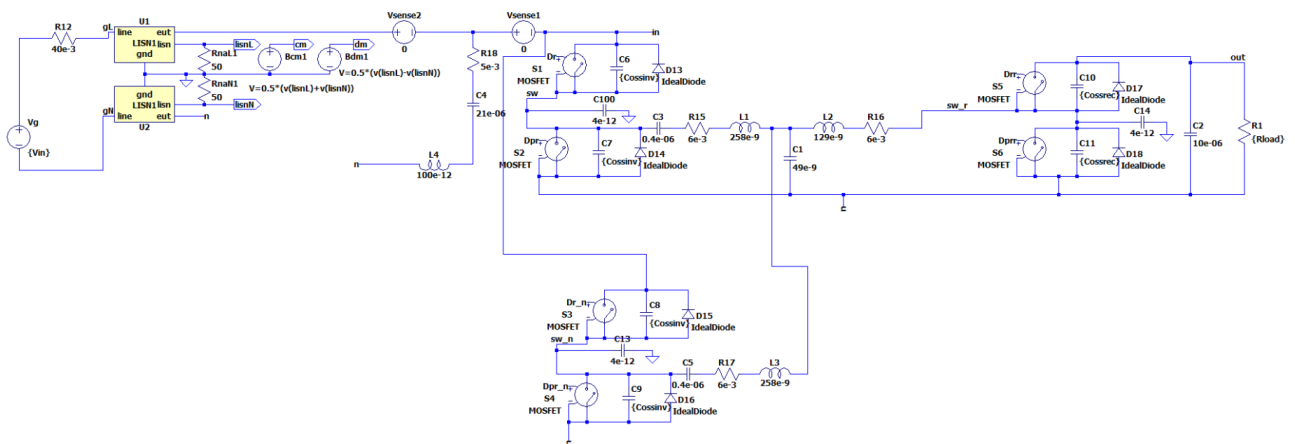
б)

Рисунок 3.8 - Експериментально виміряна ефективність прототипу перетворювача WR-LCL-Т як функція вихідної напруги для (а) $I_{OUT} = 0,5$ А і трьох вхідних напруг: $V_{IN} = 10$ В, 12 В і 16 В, і для (б) $V_{IN} = 12$ В і трьох вихідних струмів: $I_{OUT} = 0,5$ А, 0,4 А і 0,3 А.

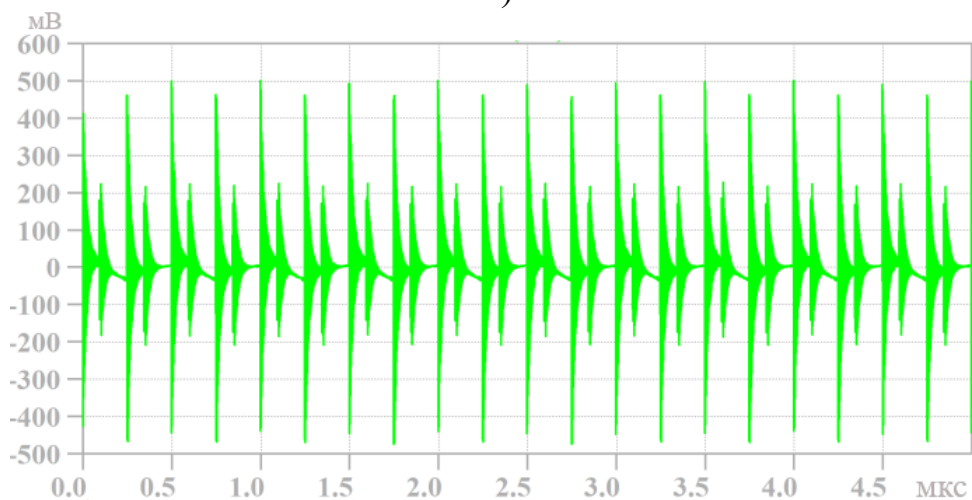
Стратегія керування з мінімізацією втрат для перетворювача WR-LCL-T призводить до покращення ефективності, дозволяючи значно ширше варіювати вхідну напругу та вихідний струм.

3.2 Результати моделювання для проведеного ЕМІ

Для встановлення еталонних характеристик електромагнітного імпульсу (ЕМІ) було побудовано симуляцію перетворювача WRLCL-T за допомогою LTSpice. Для вимірювання диференціального режиму проведених ЕМІ використовувалася модель пристрою LISN. Для порівняння в імітаційній моделі використовувався простий ємнісний вхідний фільтр. На рис. 3.9 (а) показано схему в LTSpice, побудовану для вимірювання ЕМІ. На рис. 3.9 (б) показано вимірю напругу диференціального режиму, а на рис. 3.9 (в) - Швидке перетворення Фур'є (ШПФ) сигналу диференціального режиму, що ілюструє всі ЕМІ, які генеруються вище частоти перемикання 2 МГц.



а)



б)

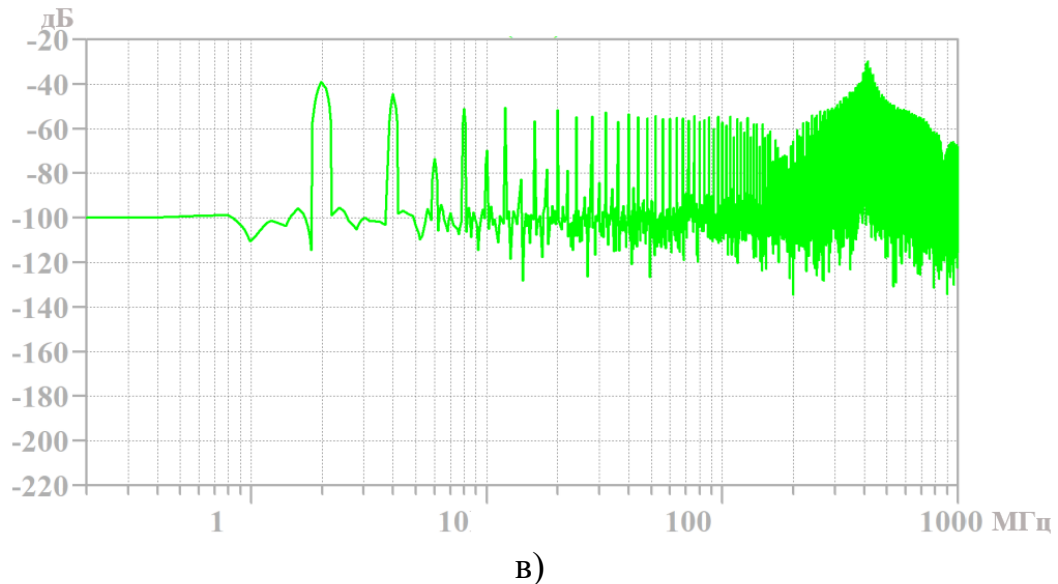


Рисунок 3.9 - (а) Імітаційна модель LTSpice для знаходження диференціальної та загальної модової ЕМІ; (б) Сигнал диференціального режиму, (в) Швидке перетворення Фур'є сигналу диференціального режиму, що ілюструє всі ЕМІ, які генеруються вище частоти перемикання 2 МГц.

3.3 Висновки до розділу

У цьому розділі резонансний перетворювач перевірено за допомогою прототипу, що працює на частоті 2 МГц і подає 0,5 А на коло з $N = 1 - 14$ світлодіодів. Використовуючи кремнієві MOSFET і практичну стратегію керування з мінімізацією втрат, реалізовану на мікроконтролері, прототип досягає пікового загального ККД 87,8% при $V_{IN} = 12$ В і більше 80 % ККД в широкому діапазоні входних напруг (від 8 до 18 В), вихідних струмів (від 0,3 А до 0,5 А) і в широкому діапазоні вихідних напруг (від 10 до 40 В). Пікова ефективність була виміряна на рівні 92,4%, причому більше 82% ефективності було виміряно в діапазоні входної напруги 8 - 18 В, вихідної напруги 5 - 45 В і вихідного струму 0,3 - 0,5 А.

Показано, як резонансний світлодіодний драйвер з частотою 2 МГц може відповідати стандартам щодо конструктивних і випромінюваних ЕМІ без використання додаткових входних фільтрів.

4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

4.1 Охорона праці

4.1.1. Техніка безпеки при експлуатації електромереж

До обслуговування електрообладнання допускаються особи не молодше 18 років, які не мають медичних протипоказань, що заважають виконанню робіт, що отримали вступний і первинний інструктажі на робочому місці, виробниче навчання, перевірку знань.

Електромонтер повинен знати схему електропостачання об'єктів виробництва, повинен мати навички прийомів технічних методів обслуговування електроустановок. Він забезпечується усіма засобами індивідуального захисту та спецодягом. Інструменти і засоби захисту повинні бути випробувані, справні та використовуються за призначенням.

При експлуатації діючих електроустановок застосовують електрозахисті засоби та запобіжні пристосування. Ручне включення і відключення устаткування напругою понад 1000 В необхідно виконувати в діелектричних рукавичках, колошах або на килимку. Відключення виконують таким чином: відключають роз'єднувачі, знімають плавкі вставки запобіжників, від'єднують привод мережі. Після вивішування плаката перевіряють відсутність напруги на відключеній ділянці мережі. В оперативному журналі роблять запис про відключення. Включення проводять тільки після відмітки в журналі про закінчення робіт із зазначенням відповідальної особи.

Безпека виконання забезпечується також організаційними заходами. До них відноситься оформлення роботи нарядів, оформлення допуску до роботи, нагляд під час виконання роботи.

Наряд є письмовим дозволом на роботу в електроустановках, що визначає місце, час, початок і закінчення робіт; умови безпечного його проведення, склад бригади та осіб, відповідальних за безпеку. Без наряду по усному чи письмовому розпорядженню, але з обов'язковим записом в журналі можуть виконуватися такі роботи, як прибирання приміщень до огороження електрообладнання, чистка кожухів, доливка масла в підшипники, догляд за

колекторами, контактними кільцями, щітками, заміна запобіжників. При роботі з електроустановками напругою до 1000 В без зняття напруги необхідно: захистити розташовані поблизу робочого місця інші струмовідні частини, що знаходяться під напругою, до яких можливий випадковий дотик; працювати в діелектричних калошах або стоячи на ізолюючій підставці, або на діелектричному килимі; застосовувати інструмент з ізолюючими рукоятками (у викруток, крім того, повинен бути ізольований стрижень), за відсутності такого інструменту користуватися діелектричними рукавичками.

При виконанні робіт без зняття напруги на струмовідних частинах за допомогою ізолювальних засобів захисту необхідно: тримати ізолювальні частини засобів захисту за рукоятки до обмежувального кільця; розташовувати ізолюючі частини засобів захисту так, щоб не виникла небезпека перекриття по поверхні ізоляції між струмоведучими частинами двох фаз чи замикання на землю; користуватися тільки сухими і чистими ізолювальними частинами засобів захисту з непошкодженим лаковим покриттям.

При виявленні порушення лакового покриття чи інших несправностей ізолювальних частин засобів захисту користування ними має бути негайно припинене.

Щозмінні огляди електрообладнання та мереж повинен проводити черговий електрик. При огляді слід звертати увагу на наступне: відсутність змін стану електрообладнання при його функціонуванні; ступінь корозії, фарбування труб, кріпильних елементів; справність введів проводів та кабелів в електроустановку; справність заземлюючих пристроїв; наявність попереджувальних плакатів та знаків маркування на вибухонебезпечному електрообладнанні; наявність всіх передбачених конструкцією болтів, що кріплять елементи оболонки (вони повинні бути добре затягнуті); потрапляння на електрообладнання бризок, крапель і пилу.

При виявленні ненормальної роботи силового трансформатора черговий електрик повинен вивести його з роботи з обов'язковим дотриманням усіх заходів особистої безпеки, використовуючи необхідні засоби індивідуального захисту. Таке відключення проводиться при: сильному

нерівномірному шумі і потрiскування всередині трансформатора; ненормальному і постійно зростаючому нагріванні трансформатора при номінальному навантаженні і роботі пристроїв охолодження; викид масла з розширювача або розриві діафрагми вихлопної труби; течі масла з пониженням його рівня нижче мінімально допустимого.

При цьому робиться запис в оперативному журналі і повідомляється відповідальному за електрогосподарство.

Правила технічної експлуатації електроустановок споживачів і правил техніки безпеки при експлуатації електроустановок споживачів вимагають проводити регулярні огляди та ремонт електромереж, а також вимірювання опору та ізоляції.

4.2. БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

4.2.1 Дослідження стійкості роботи у надзвичайних ситуаціях підприємств електротехнічної та світлотехнічної галузі

Під стійкістю роботи об'єктів електротехнічної і світлотехнічної галузі розуміють його спроможність в умовах надзвичайної ситуації випускати продукцію в запланованому обсязі та номенклатурі, а при отриманні середніх руйнувань або порушенні зв'язків з кооперації та поставок відновлювати виробництво у мінімальні терміни.

Під стійкістю роботи об'єктів, які безпосередньо не виробляють матеріальні цінності розуміють їх спроможність виконувати свої функції в умовах НС.

На стійкість роботи об'єктів електротехнічної та світлотехнічної галузі в умовах НС впливають наступні фактори:

- надійність захисту робітників та службовців;
- спроможність інженерно-технічного комплексу об'єкта протистояти у визначеному ступеню уражаючих факторів стихійного лиха, аварій, катастроф та сучасних видів зброї;

- захищеність об'єкта від вторинних уражаючих факторів (пожеж, вибухів, зараження отруйними речовинами);
- надійність системи забезпечення об'єкта всім необхідним для виробництва (сировиною, паливом, комплектуючими вузлами і деталями, електроенергією, водою, газом та іншим);
- стійкість та безперервність керування виробництвом та ЦО;
- підготовленість об'єкта до ведення РіНР та робіт щодо порушеного виробництва.

Захист робітників та службовців досягається чотирма основними способами:

- укриття людей в захисних спорудах;
- проведення евакозаходів;
- радіаційно-хімічний захист;
- медичний і біологічний захист.

Надійно захистити виробничий персонал об'єкта можливо лише при комплексному використанні усіх основних способів захисту.

Захист виробничих фондів полягає у підвищенні протидії будинків, споруд і конструкції об'єкта до уражаючих факторів та захисті технологічного обладнання, верстатів, систем і комунікацій та інших засобів, що формують основу виробничого процесу.

Створення надійних систем електро-, водо- та теплозабезпечення об'єктів:

- а) підвищення стійкості електрозабезпечення:
 - розподіл схеми електромереж на незалежно працюючі частини;
 - закілювання електромереж та підключення їх до декількох джерел енергозабезпечення;
 - створення резерву дизельних електростанцій;
- б) підвищення стійкості систем водопостачання:
 - водопостачання від двох незалежних джерел, одне з яких підземне;
 - захист вододжерел та резервуарів чистої води;
 - створення обвідних (байпасних) ліній навколо водонапірних веж;

в) підвищення стійкості систем газо, тепло- та паливо- забезпечення:

- розподільні газопроводи робити підземними та передбачати їх кільцювання;
- газорозподільні станції та опорні пункти обвідних газопроводів передбачати в підземному варіанті;
- встановлювати в основних вузлових точках систем автоматичні вимикаючі пристрої, які спрацьовують при аваріях.

Підвищення протипожежної стійкості:

- максимальне скорочення запасів палива та вибухонебезпечних речовин;
- проведення профілактичних протипожежних заходів;
- підготовка сил і засобів пожежогасіння.

Створення стійкості системи матеріально-технічного постачання. На об'єктах електротехнічної і світлотехнічної галузі створюють запаси сировини, палива, комплектуючих вузлів і деталей, обладнання, які дозволяють продовжувати роботу на випадок дезорганізації постачання.

Створення стійкості системи керування:

- підготовка ПУ (захищених);
- забезпечення ПУ засобами зв'язку;
- використання автоматизованої системи керування. Підготовка до прискореного (негайного) відновлення порушеного виробництва;
- розробка необхідної технічної та технологічної документації;
- створення запасів матеріальних засобів для встановлення робіт;
- розробка розрахунків сил і засобів для відновлюючих робіт;
- визначення вірогідної черговості робіт по відновленню виробництва з урахуванням наявних ресурсів та місцевих умов.

Крім того, на стійкість роботи підприємств електротехнічної та світлотехнічної галузі буде впливати наявність підготовленої робочої сили.

Підвищення надійності та оперативності керування виробництвом:

- створення на об'єкті стійкої системи зв'язку;
- висока підготовка керівного складу;

– своєчасне прийняття вірних рішень та постановка завдань підлеглим у відповідності до обстановки, що склалася.

Підвищення стійкості роботи об'єкта електротехнічної та світлотехнічної галузі досягається завчасним проведенням комплексу інженерно-технічних, технологічних та організаційних заходів, які спрямовані на максимальне зниження дії уражаючих факторів і створення умов для ліквідації наслідків НС.

Інженерно-технічні заходи – це комплекс робіт, що забезпечують підвищення стійкості виробничих будинків і споруд, обладнання, комунально-енергетичних, систем.

Технологічні заходи забезпечують підвищення стійкості роботи об'єктів шляхом зміни технологічного процесу, що сприяє спрощенню виробництва продукції та усуває можливість виникнення вторинних уражаючих факторів.

Організаційні заходи передбачають розробку і планування дій керівного командно-начальницького складу штабу, служб і формування ЦО при захисті робітників і службовців, проведенні РіНР, відновленні виробництва.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

З проведених досліджень можна зробити наступні висновки.

Представлено широкодіапазонний резонансний перетворювач постійного струму на основі резонансної мережі, де для досягнення регулювання вихідного струму при мінімізації втрат у широкому діапазоні вхідних і вихідних напруг використовуються дві керуючі змінні - фазовий зсув між двома напівмостами інвертора і фазовий зсув між напівмостами інвертора і випрямляча. Удосконалено аналітичну стаціонарну модель для визначення необхідних умов м'якого перемикавання та формулювання стратегії керування для мінімізації втрат. Удосконалено практичну стратегію керування для регулювання фазових зсувів таким чином, щоб досягти нульового перемикавання напруги (ZVS) всіх пристроїв при мінімізації втрат на провідність. Стратегія керування з мінімізацією втрат для перетворювача WR-LCL-T призводить до покращення ефективності, дозволяючи значно ширше варіювати вхідну напругу та вихідний струм. Підвищення ефективності порівняно зі стандартним LCL-T перетворювачем продемонстровано за допомогою моделювання втрат. Представлено порівняння загальних втрат для трьох вибраних робочих точок, що демонструє кращу продуктивність перетворювача WR-LCL-T, особливо при більш високих вхідних напругах.

Перевірено за допомогою прототипу, що працює на частоті 2 МГц і подає 0,5 А на коло з $N = 1 - 14$ світлодіодів. Використовуючи практичну стратегію керування з мінімізацією втрат, реалізовану на мікроконтролері, прототип досягає пікового загального ККД 87,8% при $V_{IN} = 12$ В і більше 80 % ККД в широкому діапазоні вхідних напруг (від 8 до 18 В), вихідних струмів (від 0,3 А до 0,5 А) і в широкому діапазоні вихідних напруг (від 10 до 40 В). Пікова ефективність була виміряна на рівні 92,4%, причому більше 82% ефективності було виміряно в діапазоні вхідної напруги 8 - 18 В, вихідної напруги 5 - 45 В і вихідного струму 0,3 - 0,5 А.

Показано, як резонансний світлодіодний драйвер з частотою 2 МГц може відповідати стандартам щодо кондуктивних і випромінюваних ЕМІ без використання додаткових вхідних фільтрів.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. M. Khatua, A. Kumar, V. Yousefzadeh, A. Sepahvand, M. Doshi, D. Maksimović, and K. K. Afridi, “High-performance megahertz-frequency resonant dc–dc converter for automotive led driver applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 10, pp. 2020.
2. S. Mukherjee, A. Sepahvand, V. Yousefzadeh, M. Doshi, and D. Maksimović, “A two-stage multiple-output automotive LED driver architecture,” in *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2020, pp. 1492–1498..
3. Z. Ouyang, O. C. Thomsen, and M. A. E. Andersen, “Optimal design and tradeoff analysis of planar transformer in high-power dc-dc converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 7, pp. 2800–2810, July 2012.
4. Y. Qu, W. Shu, and J. S. Chang, “A low-emi, high-reliability PWM-based dual-phase LED driver for automotive lighting,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 3, pp. 1179–1189, 2018.
5. Філюк, Я., Андрійчук, В., Наконечний, М., Костик, Л., Осадца, Я. (2025). Аналіз параметрів імпульсного живлення та потоку випромінювання світлодіодних джерел світла. *Herald of Khmelnytskyi National University. Technical sciences*, 349(2), 28-32.
6. F. Musavi, M. Craciun, D. S. Gautam, W. Eberle, and W. G. Dunford, “An llc resonant dc–dc converter for wide output voltage range battery charging applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 2013.
7. Андрійчук В.А. Дослідження світлодіодних джерел світла у випадку імпульсного живлення / Андрійчук В.А., Наконечний М.С., Осадца Я.М., Філюк Я.О. // *Технічна електродинаміка*, 2021. – №1. – Стор. 68-72. <https://doi.org/10.15407/techned2021.01.068>.
8. Kinetics of narrow-spectrum LED glow under pulsed power / Volodymir Andriichuk, Myroslav Nakonechnyi, Yaroslav Filiuk // *Semiconductor physics, quantum electronics and optoelectronics*, 2023. — Vol 26, P. 230-235. DOI: <https://doi.org/10.15407/spqeo26.02.230>

9. Дослідження кінетики свічення світлодіодних джерел світла / Андрійчук, В. А., Наконечний, М. С., і Філюк, Я. О, Костик Л. М., Осадца, Я. М. // Вісник Хмельницького національного університету: 2023. — Том 1. — №5. —С.
10. Андрійчук, В. А., Костик, Л. М., Філюк, Я. О., & Наконечний, М. С. (2024). Дослідження перехідних процесів в електричному колі з світлодіодами. Technical Electrodynamics/Tekhnichna Elektrodynamika, (2). <https://doi.org/10.15407/techned2024.02.087>
11. Microprocessor Control of the Electric Drive of Variable Radiation Installation and Ensuring of Operation Reliability // Andriychuk V., Kostyk, L., Filiuk Ya., Nakonechnyi M., Babiuk S. (2024). Science and Innovation, 2024. 20(5). Pp.62–70. ISSN 2409-9066
12. 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.
13. 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.