

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

Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії

(повна назва факультету)

Кафедра електричної інженерії

(повна назва кафедри)

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

магістр

(назва освітнього ступеня)

на тему:

**РОЗРОБКА ВИСОКОПОТУЖНОГО СВІТЛОДІОДНОГО
ДРАЙВЕРА З ТРИВАЛИМ ТЕРМІНОМ СЛУЖБИ**

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

«Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка»

(шифр і назва спеціальності)

Щербій М.М.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник
(підпис) Філюк Я.О.
(прізвище та ініціали)

Нормоконтроль
(підпис) Мовчан Л.Т.
(прізвище та ініціали)

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

Рецензент
(підпис) (прізвище та ініціали)

Тернопіль 2023

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)
«13» листопад 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 Щербію Михайлу Мирославовичу
(Прізвище, Ім'я, По Батькові)

1. Тема роботи Розробка високопотужного світлодіодного драйвера з тривалим терміном служби

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

Затвержені наказом ректора від «10» листопада 2023 року № 4/7-1039

2. Термін подання студентом завершеної роботи грудень 2023 року

3. Вихідні дані до роботи Провести комплексний огляд різноманітних схем керування високопотужних світлодіодних драйверів. Розробити двокаскадну схему драйвера світлодіодів шляхом каскадного включення підвищувального перетворювача з корекцією коефіцієнта потужності з послідовним резонансним перетворювачем

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	Мовчан Л.Т., к.т.н., доцент		

7. Дата видачі завдання

13 листопада 2023 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Вступ	14.11.2023	
2	Аналітичний розділ	18.11.2023	
3	Розрахунково-дослідницький розділ	22.11.2023	
4	Проектно-конструкторський розділ	25.11.2023	
5	Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	29.11.2023	
6	Висновки	01.12.2023	
7	Оформлення пояснювальної записки	06.12.2023	
8	Оформлення графічної частини	12.12.2023	

Студент

(підпис)

Щербій М.М.

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи

(підпис)

Філюк Я.О.

(прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

Щербій М.М. Розробка високопотужного світлодіодного драйвера з тривалим терміном служби.

Стор.66; рис.35; табл.0; креслень - ; джерел -15; додатків - 0.

Метою кваліфікаційної роботи було дослідження та розробка світлодіодного драйвера з підвищеним терміном служби для вуличного освітлення.

У першому розділі дається огляд літератури та теоретичної бази теми. Це також пояснює деякі концепції розуміння проблеми та деякі очікувані результати.

В другому розділі було розглянуто активні та пасивні схеми, що забезпечують високий коефіцієнт корекції потужності, та описано схеми керування. Схема керування струмом, яка була реалізована, є розширеної версії узагальненого пікового керування струмом (ПРС). Представлено існуючі методи відокремлення вихідної напруги від вхідної. Розділена напруга живлення в світлодіодному освітленні не тільки підвищує якість вихідного світла, але й дозволяє використання керамічних (плівкових) конденсаторів замість громіздких електролітичних конденсаторів. Це, у свою чергу, продовжить термін служби світлодіодного драйвера, зрівнявши його з терміном служби світлодіодів.

У третьому розділі було представлено схему послідовного резонансного перетворювача, яка покращує запропонований світлодіодний драйвер за допомогою високої ефективності, також ШІМ зі зсувом по фазі використовується для керування струмом у колах світлодіодів відповідно до зміни вхідної напруги послідовного резонансного перетворювача. Представлено принцип роботи послідовного резонансного перетворювача з описом усіх режимів роботи.

Ключові слова: послідовно резонансний перетворювач, світлодіодне освітлення, драйвер.

ЗМІСТ

Реферат	3
ЗМІСТ	4
ВСТУП	6
1. АНАЛІТИЧНИЙ РОЗДІЛ	8
1.1 Технічні характеристики драйверів світлодіодів.	8
1.2. Конфігурації систем світлодіодного освітлення	9
1.3. Одноступеневі схеми живлення світлодіодного освітлення	11
1.4 Багатоступеневі схеми драйвера	12
1.5. Пасивні методи корекції коефіцієнта потужності	14
1.5. Висновок до розділу	16
2 ПРОЕКТНО-КОНСТРУКТОРСЬКИЙ РОЗДІЛ	17
2.1. Двокаскадна схеми живлення світлодіодного освітлення з корекція коефіцієнта потужності	17
2.1.1 Активні методи корекції коефіцієнта потужності	17
2.2. Керування драйвером світлодіодів за допомогою ККП	21
2.3. Результати моделювання драйвера з ККП для світлодіодів	29
2.4. Безелектролітичні конденсаторні схеми живлення світлодіодного освітлення	32
2.5. Результати моделювання та експерименту драйвера у безконденсаторній схемі живлення світлодіодного освітлення	35
2.5 Висновки до розділу	37
3 НАУКОВО-ДОСЛІДНИЦЬКИЙ РОЗДІЛ	39
3.1. Світлодіодний драйвер з послідовним резонансним перетворювачем.	39
3.2. Принцип роботи послідовного резонансного перетворювача	42
3.3. Проектування сталого стану послідовного резонансного перетворювача	48
3.4 Висновки до роздлу	57
4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	58
4.1 Охорона праці	58

4.1.1. Підвищення стійкості функціонування організації в надзвичайних ситуаціях	59
4.2. БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	61
4.2.1. Заходи з електробезпеки	61
4.2.2. Заходи протипожежної безпеки	62
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	64
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	65

ВСТУП

Актуальність теми роботи. Постійно зростаючий попит на довший термін служби, вищу ефективність і кращу якість світла зумовив появу нових технологій для освітлення світу. Серед різноманітних технологій в освітлювальній індустрії в останні десятиліття привертає увагу світлодіодне освітлення (СДО). Зазвичай воно відноситься до всіх пристроїв, які використовують світлодіоди (СД) як засіб для генерування світла. Мало того, що світлодіоди генерують світловий потік зі значно вищою ефективністю і більш ніж у 50 разів довшим терміном служби порівняно з традиційними лампами розжарювання, вони також надають дуже цікаві можливості, такі як контроль над спектральним складом і температурою світла, які раніше були неможливими при використанні ламп розжарювання або люмінесцентних ламп.

Світлодіодні драйвери відіграють життєво важливу роль у твердотільному освітленні, оскільки більшість згаданих вище функцій можна досягти лише за допомогою світлодіодних драйверів та відповідних систем керування. Драйвери світлодіодів не тільки дозволяють повною мірою використовувати довговічність, ефективність, надійність і безпеку напівпровідникового освітлення, але також розширюють сферу застосування, таких як візуалізація і біотехнології, здоров'я людини, транспорт, зв'язок, сільське господарство, дисплейні технології і загальне освітлення.

Однак варто зазначити, що подвійні частотні коливання напруги і небажані субгармоніки є основними проблемами, які можуть негативно вплинути на вартість обслуговування світлодіодного драйвера, розмір, термін служби, а також на якість вихідного світла світлодіода. Тому конструкція світлодіодного драйвера повинна ефективно вирішувати ці проблеми.

Мета і завдання роботи: є дослідження та розробка світлодіодного драйвера з підвищеним терміном служби для вуличного освітлення

Досягнення мети визначається вирішенням наступних завдань:

1. Розробка нових схемотехнічних рішень перетворювачів напруги із збільшеним значенням коефіцієнта потужності.

2. Удосконалення способу керування напівпровідниковими джерелами світла для збільшення терміну служби освітлювального пристрою.

3. Розробити двокаскадну схему драйвера світлодіодів шляхом каскадного включення підвищувального перетворювача з корекцією коефіцієнта потужності з послідовним резонансним перетворювачем

Об'єкт дослідження: Блок живлення світлодіодного освітлення з підвищеним терміном служби освітлювального пристрою

Предмет дослідження: Техніко-енергетичні параметри показників якості у блоках живлення світлодіодного освітлення.

Наукова новизна отриманих результатів:

1. Удосконалено метод розділення напруги, який допускає великі коливання напруги у колі постійного струму і використовує більш швидку динаміку контролера резонансного перетворювача потужності, для усунення електролітичного конденсатора із схеми драйвера.

2. Удосконалено методику регулювання струму світлодіодних джерел світла, що дозволяє збільшити значення коефіцієнта потужності у світлодіодному освітленні.

Практична цінність результатів дослідження полягає в розробці та створенні перетворювачів змінної в постійну напругу для світлодіодних джерел світла, що дозволило підвищити терміном служби освітлювального пристрою.

Апробація результатів магістерської роботи. Основні положення роботи і її результати доповідалися на XI Міжнародна науково-технічна конференція молодих учених та студентів «Актуальні задачі сучасних технологій» (Тернопіль, 2023 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 Технічні характеристики драйверів світлодіодів.

При проектуванні світлодіодних драйверів для вуличного освітлення необхідно ретельно дотримуватися стандартів і специфікацій, встановлених галуззю, а також певних характеристик, які сприяють оптимальній роботі системи SSL.

Галузеві рекомендації та стандарти [1] накладають обмеження на якість вихідної потужності світлодіодних драйверів. На відміну від інших видів освітлення, SSL зазвичай використовує активні комутаційні компоненти, а також нелінійні навантаження для освітлення. Як наслідок, струм, що споживається з мережі, може не відповідати вимогам до коефіцієнта потужності та загального коефіцієнта гармонік (ЗКГ).

Мінімально допустимі коефіцієнти потужності для побутового та комерційного пристрої за даними Міністерства енергетики становлять 0,7 та 0,9 відповідно. Крім того, існують певні вимоги до коефіцієнта потужності та загального коефіцієнта гармонік (ЗКГ) для всіх освітлювальних приладів потужністю понад 75 Вт. Існує багато підходів до покращення якості вихідної потужності світлодіодних драйверів з точки зору ЗКГ і PF.

В однофазних системах миттєва вихідна потужність коливається на частоті, що вдвічі перевищує частоту мережі. Таке коливання вихідної потужності, якщо його перенести на світлодіоди, суттєво скоротить термін служби і негативно вплине на якість вихідного світла.

Оскільки світлодіоди по суті є навантаженням постійного струму, коливальна потужність повинна контролюватися певними схемами керування або схемами. Традиційно використання електролітичних конденсаторів було поширеним підходом до вирішення цієї проблеми через велику ємність, яку вони пропонують у невеликих корпусах. Але ці конденсатори не такі довговічні, як світлодіоди, і збільшують витрати на обслуговування та зменшують довговічність світлодіодного драйвера. Отже, усунення електролітичного

конденсатора в методах живлення автоматично збільшує терміну служби світлодіодів і світлодіодних драйверів.

Для таких пристроїв, як вуличне освітлення, автомобільне освітлення та підсвічування телевізора, потрібно багато світлодіодів. Керування великою кількістю світлодіодів може бути реалізоване через паралельне або послідовне з'єднання світлодіодів. У той час як перший підхід суттєво знижує надійність системи світлодіодного освітлення, другий забезпечує більшу надійність за рахунок поточних нормативних вимог до кожної світлодіодної лінії.

Подібно до діодів, вольт-амперна характеристика світлодіодів передбачає різку зміну струму світлодіода при невеликій зміні його прямої напруги. Отже, недостатня точність розподілу струму між паралельними лініями може призвести до нерівномірного світлового потоку на виході, а у деяких випадках - до виходу з ладу ліній світлодіодів через надмірне перевантаження за струмом.

У багатьох літературних джерелах запропоновано різні підходи до розподілу поточних витрат.

Залежно від пристроїв, під час проектування світлодіодного драйвера слід враховувати різні вимоги та специфікації. Найбільш важливими характеристиками є діапазон регулювання яскравості і різні рівні вихідного струму і напруги, гальванічна розв'язка, механічні розміри і ступінь захисту IP, діапазони вхідної напруги і частоти, максимальна пульсація вихідного струму, максимальна потужність, час запуску і захист - це найважливіші характеристики.

1.2. Конфігурації систем світлодіодного освітлення

Окрім освітлювального приладу та фізичних вимог, які залежать виключно від конкретного пристрою, системи SSL зазвичай включають в себе світлодіодні стрічки та драйвери світлодіодів.

ОкрЕМП пристрої вимагають певної інтенсивності світла і певної структури. Залежно від різних вимог, конфігурація світлодіодів може змінюватися. З'єднання між світлодіодами може бути послідовним, паралельним або матричним.

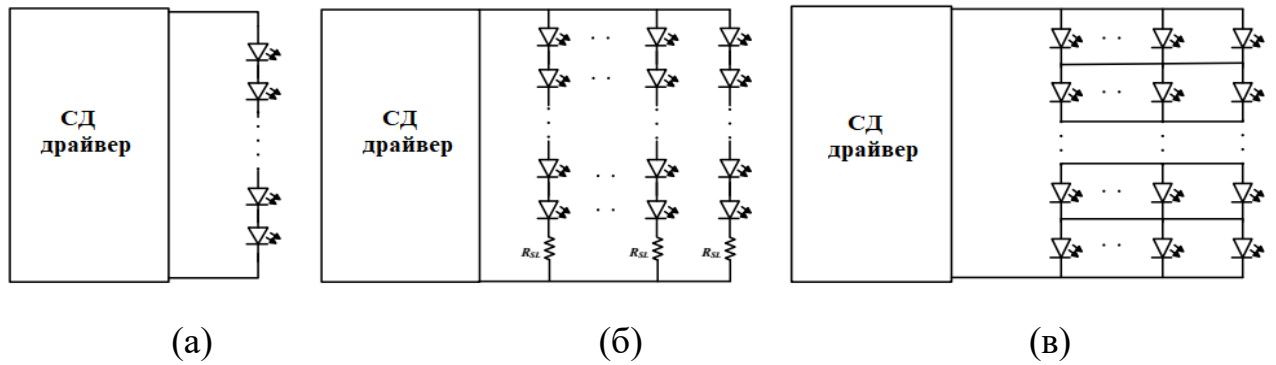


Рисунок 1.1: Конфігурації світлодіодів: (а) Послідовне, (б) паралельне та (в) матричне з'єднання

На рис. 1.1 (а) показано послідовне з'єднання світлодіодів. Таке з'єднання підходить для застосувань з меншою щільністю світлового потоку і забезпечить рівномірне світло і легкість керування струмом. Однак, в системах з більшою потужністю з'єднання великої кількості світлодіодів разом призводить до надмірної напруги на лінії, і в разі виходу з ладу будь-якого окремого світлодіода вся лінія перестане функціонувати.

Паралельне з'єднання струн зображено на рис. 1.1 (б). На відміну від послідовного з'єднання, такий підхід забезпечує більшу відмовостійкість і меншу вихідну напругу для світлодіодного драйвера, але створює проблеми з розподілом струму. Шунтувальні резистори на малюнку полегшили б розподіл струму між гілками, але за рахунок меншої ефективності.

Розташування світлодіодів у послідовно-паралельній або матричній формі показано на рис. 1.1 (в). Коротке замикання в будь-якому світлодіоді вимкне всі інші світлодіоди в тому ж ряду. Але обрив лінії не вплине на загальну продуктивність всієї матриці. Відмовостійкість цього типу з'єднання покращена, але складний контроль струму і конструкція друкованої плати роблять цю конфігурацію менш сприятливою, ніж паралельне з'єднання у високовольтних пристроях.

Ключовими факторами, що визначають схему світлодіодного драйвера, є певні вимоги, пов'язані із пристроєм, для якого розробляється світлодіодний драйвер. У цьому сенсі схеми можуть відрізнятися залежно від наведених нижче вимог:

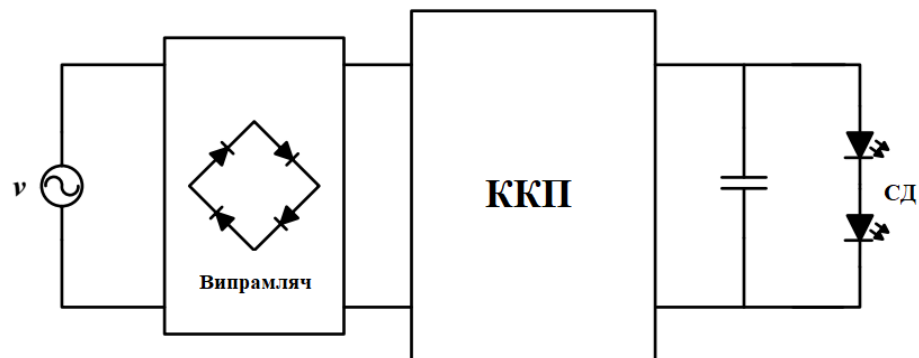
- Тип джерела: Схеми з живленням постійним або змінним струмом
- Обробка електроенергії від входу до виходу: Повністю або частково
- Кількість виходів: Один або декілька
- Тип перемикання: М'яке перемикання або жорстке перемикання
- Дімування: Не регульоване, лінійне або ШІМ (стрибокподібне) регулювання яскравості
- Енергетичне розділення: Впроваджувати масові накопичувачі енергії чи ні
- Тип ККП: Активний, пасивний або без ККП (для світлодіодних драйверів з живленням від мережі змінного струму).
- Ізоляція: Ізольовані або неізольовані

Незалежно від схеми перетворювача, що використовується для задоволення будь-якої з вищезазначених вимог, в цілому драйвери світлодіодів можна розділити на дві основні категорії: однокаскадні та багатокаскадні. На рис. 1.2 показані драйвери світлодіодів з живленням змінним струмом і випрямленою вхідною напругою. Як показано на рис. 1.2, корекція коефіцієнта потужності є необхідною частиною світлодіодних драйверів з живленням від мережі змінного струму, оскільки вони повинні відповідати стандартам PF, встановленим промисловістю.

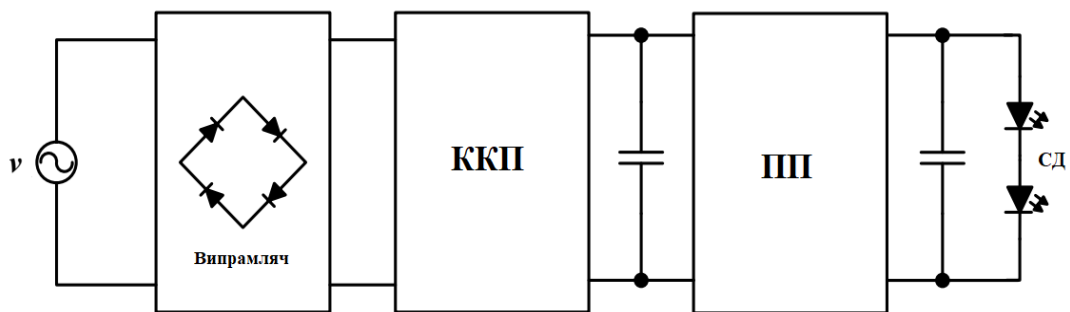
1.3. Одноступеневі схеми живлення світлодіодного освітлення

Як показано на рис. 1.2 (а), однокаскадний драйвер світлодіодів є інтерфейсом між входом і ланцюжком світлодіодів, який також називають каскадом корекції коефіцієнта потужності (ККП). Допустимий рівень гармонік струмів, що генеруються електричним навантаженням, обмежується і регулюється [2-5]. Зазвичай паралельно зі світлодіодною стрічкою використовується об'ємний конденсаторний накопичувач енергії, часто електролітичного типу, або інколи з котушкою індуктивності послідовно зі світлодіодами, щоб зменшити коливання змінної напруги на світлодіодах. Порівняно з багатокаскадними аналогами, однокаскадні схеми мають перевагу завдяки меншій кількості компонентів. Але досягнення бажаних характеристик

коефіцієнта потужності, ЗКГ, діапазону дімування і пульсацій вихідного струму є складним завданням через меншу кількість ступенів свободи при проектуванні. Однокаскадним Схемам часто надають перевагу, коли діапазон зміни одного параметра, наприклад, вхідної напруги, є вузьким.



(а)



(б)

Рисунок 1.2: Схеми світлодіодних драйверів: (а) Одноступенева схема
(б) Багатоступенева схема

1.4 Багатоступеневі схеми драйвера

На рис. 1.2 (б) показано концепцію багатокаскадних драйверів світлодіодів. Однокаскадний підхід зазвичай не може повністю задовольнити вимоги до коефіцієнта потужності, ЗКГ, терміну служби, ефективності та пульсацій вихідного струму. З іншого боку, багатокаскадні підходи можуть забезпечити більшу гнучкість конструкції для досягнення вищезгаданих показників.

Кілька каскадних перетворювачів, що утворюють світлодіодний драйвер, показаний на рис. 1.2 (б), мають послідовний потік потужності. У

багатокаскадних схемах виникає проблема перетворення потужності, яка може негативно вплинути на ефективність. Її можна вирішити або за допомогою некаскадних схем, або за допомогою м'якого перемикачів. Зазвичай проблема керування надлишковою потужністю або потужністю переробки пов'язана з використанням великих накопичувачів енергії, необхідних у конструкції світлодіодного драйвера. Отже, різні типи багатокаскадних схем, які сприяють зниженню енергоспоживання, також використовуються для усунення електролітичного конденсатора в конструкції.

Як було зазначено, небажані гармоніки та подвійна частота є основними проблемами, пов'язаними з SSL. У цій роботі запропоновано схему світлодіодного драйвера та схему керування для усунення вищезгаданих проблем. На рис. 1.3 показано запроповану структурну схему живлення світлодіодного драйвера. Використання запропонованого методу розв'язки живлення, гарантує, що пульсації потужності беруться з мережі, але на вихід подається постійна потужність, на ланці постійного струму нашого драйвера світлодіодів має постійну напругу плюс змінну напругу, що коливається з подвоєною частотою мережі. Завдяки використанню фазової широтно-імпульсної модуляції на другому каскаді, вплив пульсуючого струму з входу драйвера світлодіодів на потужність, що подається на світлодіодні лінії, зведено до мінімуму.

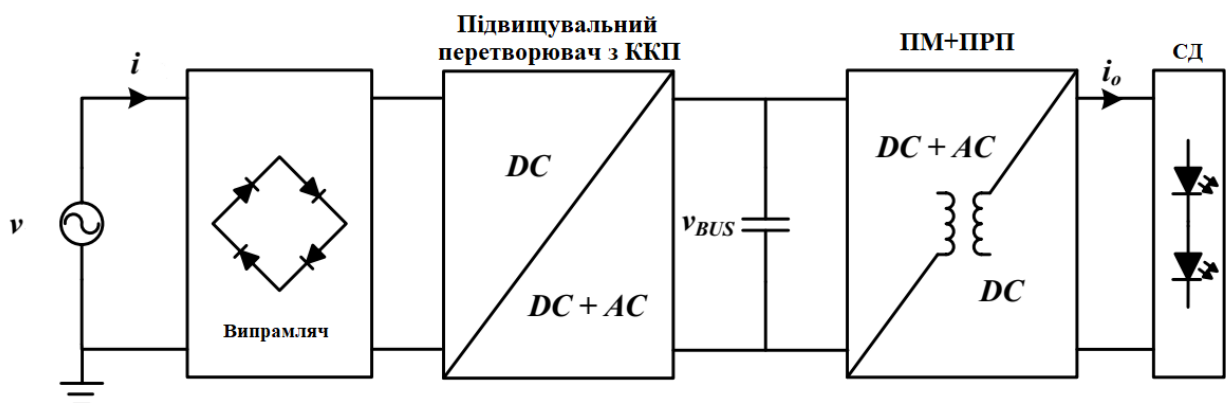


Рисунок 1.3 - Структурна схема живлення драйвера світлодіодів

Як згадувалося раніше, на відміну від інших конденсаторних схем, електролітичні конденсатори забезпечують велику ємність у невеликих

корпусах. Велике коливання напруги в 25% у колі постійного струму зменшує потребу у великій ємності. Крім того, контроль середньої напруги на шині та оптимізація величини конденсатора у колі постійного струму зробили життєздатним видалення електrolітичного конденсатора в колі постійного струму і заміну його плівковим конденсатором 50 мкФ. Усунення електrolітичного конденсатора, в свою чергу, усуває невідповідність між терміном служби світлодіодів і світлодіодних драйверів, підвищує надійність світлодіодного драйвера і знижує витрати на обслуговування.

1.5. Пасивні методи корекції коефіцієнта потужності

Існує кілька підходів до підтримання коефіцієнта потужності та коефіцієнта нелінійних спотворень в допустимих межах для збільшення пропускну здатності енергосистеми, а також для зменшення рахунків за електроенергію для споживача [13]. Загальний підхід полягає у формуванні форми сигналу вхідного струму для всього електронного пристрою, який в ідеалі повинен розглядатися як резистивне навантаження з точки зору енергосистеми.

Котушка індуктивності змінного струму: Як показано на рис. 1.4, ККП складається з випрямляча з котушкою індуктивності на стороні змінного струму. Розміщення котушки індуктивності послідовно між вхідною напругою електромережі та діодним мостовим випрямлячем створить фільтр нижніх частот (ФНЧ). ФНЧ відфільтровує високочастотні гармоніки та стрибки струму. Згідно з [14], найвищий КП, якого можна досягти за допомогою цього методу, становить лише 76%, і все ж цей підхід потребує доопрацювання.

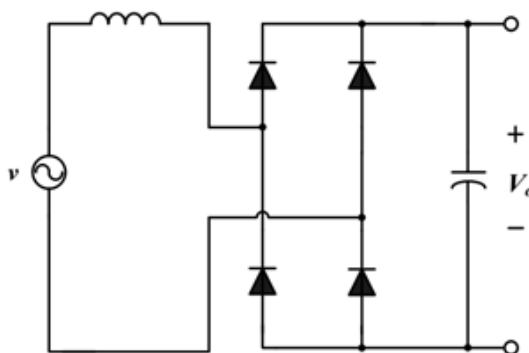


Рисунок 1.4 – Випрямляч з котушкою індуктивності змінного струму

Резонансні структури змінного струму: На рис. 1.5 (а) і 1.5(б) показано послідовний резонансний і паралельний резонансний фільтр відповідно. Послідовний резонансний фільтр розміщується на стороні змінного струму випрямляючого моста і може бути налаштований на частоту лінії. Паралельний резонансний фільтр також може бути налаштований на ослаблення третіх гармонік. Хоча дослідження в [15] показує, що перспективним є діапазон ФЧХ з більш ніж 91%, потреба в громіздких резонансних елементах і чутливість до змін значень елементів є великим недоліком, пов'язаним з цим підходом.

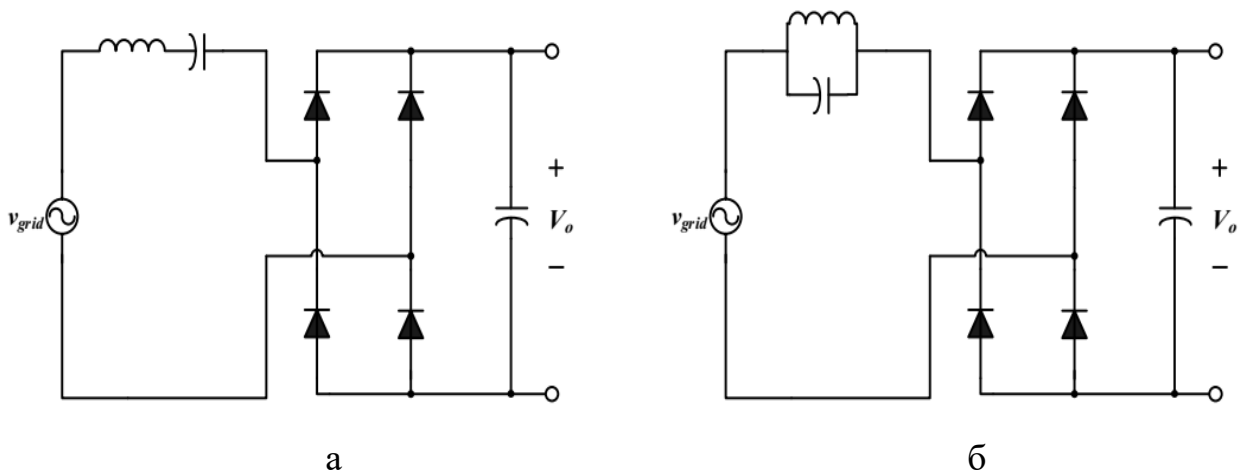


Рисунок 1.5 - Випрямляч з резонансною структурою ККП (а) Послідовний резонансний фільтр ККП, (б) Паралельний резонансний фільтр ККП

На рис. 1.6 показано випрямляч з котушкою індуктивності постійного струму. Характеристики цієї схеми в усталеному режимі дещо ідентичні підходу з корекцією коефіцієнта потужності за допомогою індуктора змінного струму. Ті ж самі 76%, як повідомляється в [15], є найвищим досяжним значенням коефіцієнта потужності при такому підході.

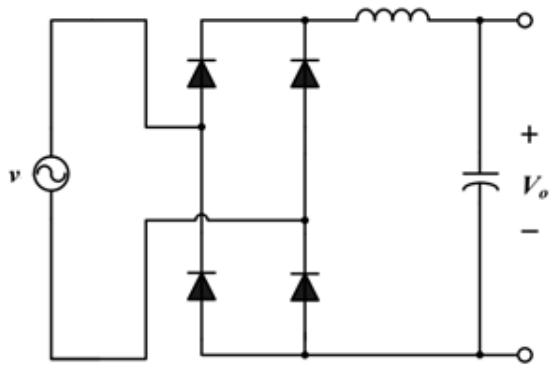


Рисунок 1.5 – Випрямляч з дроселем постійного струму

Індукторно-конденсаторно-діодна (ІКД) схема ККП: схема ККП на ІКД показана на рис. 1.6. Перевагою цього підходу є використання лише малих значень реактивних компонентів. Хоча передбачувана можливість використання елементів меншого розміру є перевагою цього підходу, обмежена площа поверхні малих електролітичних конденсаторів зробить їх схильними до виходу з ладу при сильних пульсаціях струму.

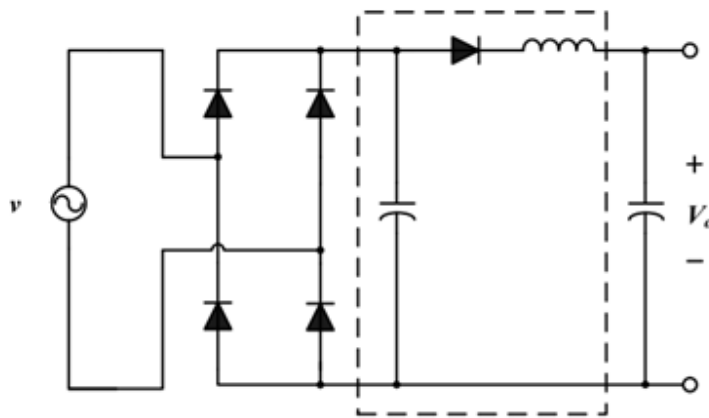


Рисунок 1.6 – Індукторно-конденсаторно-діодна (ІКД) схема ККП

1.5. Висновок до розділу

У цьому розділі надається короткий опис специфікацій драйверів світлодіодів і розглядаються схеми для різних частин систем світлодіодного освітлення (СДО). Описано недоліки, пов'язані з різними модифікаціями та схемами керування, також представлено схеми керування для вирішення поставлених проблем.

2 ПРОЕКТНО-КОНСТРУКТОРСЬКИЙ РОЗДІЛ

2.1. Двокаскадна схеми живлення світлодіодного освітлення з корекція коефіцієнта потужності

На рис. 2.1 показано схему запропонованого двокаскадного світлодіодного драйвера, утвореного з корекції коефіцієнта потужності (ККП) та каскадом перетворення потужності (ПП). У цьому розділі спочатку обґрунтовується необхідність каскаду корекції коефіцієнта потужності в сучасних драйверах світлодіодів, а потім наводиться короткий огляд поширених підходів до досягнення ККП. І нарешті, описано запропонований підхід до керування ККП.

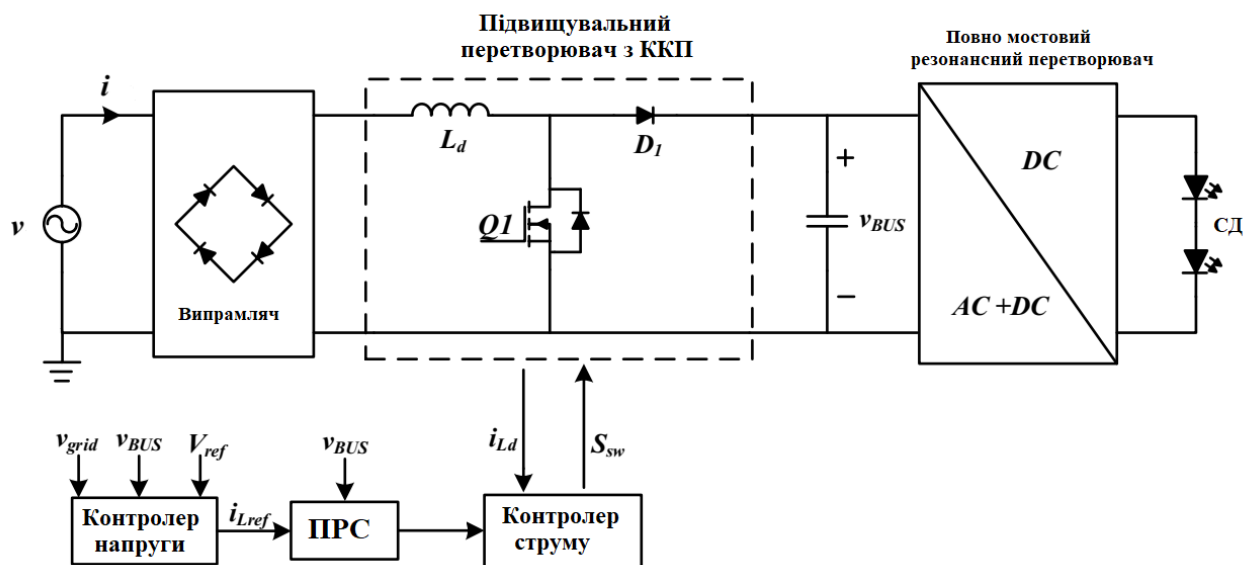


Рисунок 2.1 – Корекція коефіцієнта потужності у двокаскадному світлодіодному драйвері

2.1.1 Активні методи корекції коефіцієнта потужності

Активні ККП використовують перемикання для формування вхідного струму. З точки зору схеми, активні ККП можуть бути одно- та двокаскадними, а з точки зору керування, активні ККП можна розділити на низькочастотні та високочастотні методи.

Низькочастотні активні підходи описані в багатьох літературних джерелах. У роботі [13] автори запропонували активний підхід до корекції коефіцієнта

потужності, подібний до схеми пасивного ККП з індуктивністю на стороні постійного струму, як показано на рис. 2.2. Однак діоди в мостовому випрямлячі були замінені на тиристори. Було досягнуто контрольованої вихідної напруги та надійності, але метод страждає від громіздких реактивних компонентів та повільної динамічної реакції при регулюванні вихідної напруги [15].

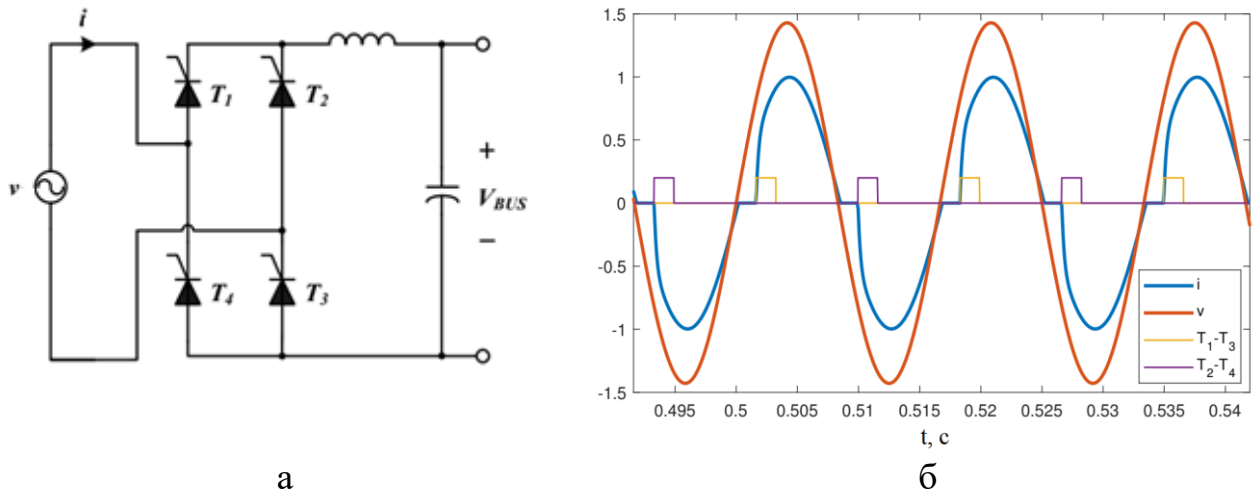


Рисунок 2.2 – Низькочастотний активний ККП (а) Тиристорний випрямляч з дроселем на стороні постійного струму та фазовим керуванням, (б) кут випередження α

На рис. 2.3 показана ще одна спроба досягти корекції коефіцієнта потужності за рахунок низькочастотного перетворювача, що працює на низькій частоті. Вміст гармонік у мережевому струмі великий, а необхідна індуктивність велика, проте з підвищенням частоти комутації гармоніки струму можна зменшити [15].

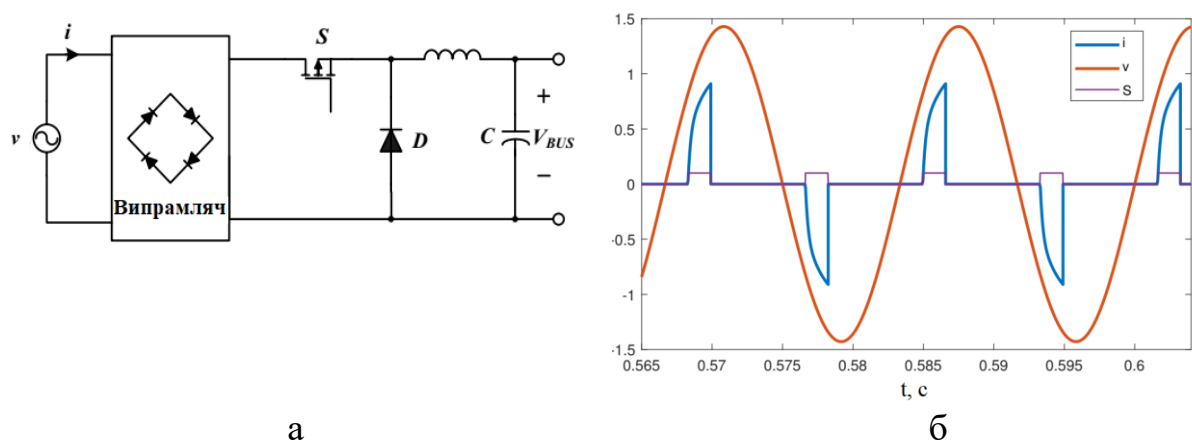


Рисунок 2.3 – Низькочастотний активний ККП (а) понижаючий перетворювач (б) осцилограми струму, напруги та керуючого сигналу

Низька частота перемикання дозволить певною мірою контролювати вихідну напругу. Також відсутні електромагнітні перешкоди та втрати на комутацію, які асоціюються з високочастотною комутацією [15]. Однак цей підхід не підходить для застосувань з жорстким регулюванням вихідної напруги. Оскільки повільна динаміка регулювання напруги не дозволяє отримати швидку реакцію. Потреба в громіздких реактивних елементах є ще однією проблемою, яку створюють такі підходи.

Високочастотні підходи базуються на виконанні перемикання в межах циклу зі значно вищою частотою, ніж частота основної мережі. Ці підходи до ККП забезпечують швидку динамічну реакцію на зміну вихідної напруги, покращуючи схему за рахунок більш жорсткого і точного керування, а також зменшуючи розмір магнітних елементів.

З точки зору схеми, основна відмінність полягає в тому, що існують одноступеневі та багатоступеневі категорії.

ККП в однокаскадних драйверах світлодіодів: Як показано на рис. 2.4(а), однокаскадні схеми інтегрують ККП і перетворювач потужності (ПП) в одному каскаді. Вона характеризується меншою кількістю компонентів. Але в той же час, проектування світлодіодного драйвера з високою якістю виконання декількох завдань, таких як досягнення високого коефіцієнта потужності, низького ЗКГ, жорсткого контролю вихідного струму і, можливо, функції дімування, потребують більше ступенів свободи, ніж однокаскадні схеми.

Спільне використання активних комутаторів і комутаційної мережі між двома окремими етапами широко практикується для створення інтегрованих топологій. Концепція інтегрованих топологій показана на рис. 2.4(б). Перевагою інтегрованого підходу є менша кількість компонентів. Але, як правило, в таких Схемах збільшується напруга на спільному перемикачі, і підхід страждає від відносно нижчої ефективності. На рис. 2.4(в) показано однокаскадний драйвер, заснований на інтеграції понижаючого-пoviшаючого перетворювача з ККП і зворотнього зв'язку. Використання комутатора Q1 для обох схем перетворило двокаскадну схему на один інтегральний каскад.

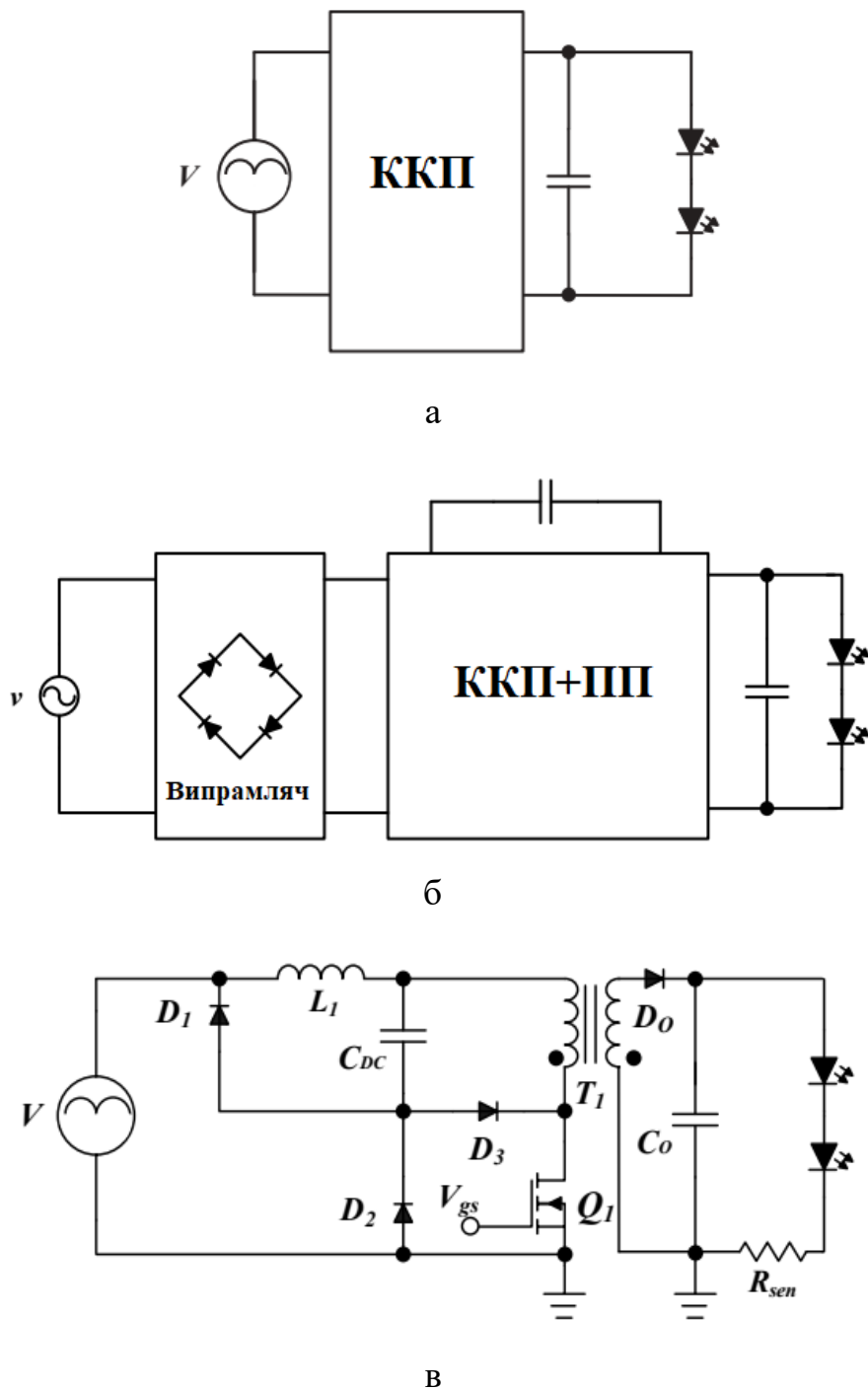


Рисунок 2.3 – Однокаскадні схеми ККП; (а) Концепція одноступеневого ККП, (б) концепція інтегрованого ККП, (в) схема інтегрованого ККП із зворотнім зв'язком

ККП в багатокаскадних світлодіодних драйверах: Багатокаскадні світлодіодні драйвери були розроблені для подолання недостатньої свободи проектування в однокаскадних світлодіодних драйверах. Дотримання стандартів ЗКГ, пульсацій струму та коефіцієнта потужності, а також збільшення терміну

служби та ефективності можна досягти завдяки більшій гнучкості конструкції багатокаскадних світлодіодних драйверів. В результаті фокус був зміщений на розробку каскадів ККП, налаштованих на оптимальне досягнення деяких з вищезгаданих цілей, а каскад перетворення потужності, з іншого боку, - на виконання інших завдань з більшою свободою проектування.

Розглянуто різні схеми, що забезпечують активну та пасивну корекцію коефіцієнта потужності. У наступних розділах цієї глави розглядаються методи керування, що відповідають високочастотним підходам, і обґрунтовується вибір схеми ККП та методу керування.

2.2. Керування драйвером світлодіодів за допомогою ККП

Було розглянуто різні схеми для досягнення ККП, а також основні схеми керування струмом, проаналізовано їх переваги та недоліки. В результаті було зроблено вибір схеми каскаду ККП та керування, який представлено нижче;

Активна категорія була обрана замість пасивного типу для надання:

- Нижчий рівень викидів гармонік струму в мережу завдяки квазісинусоїдальній формі сигналу струму
- вища ефективність і надійність, а також менші розміри, вартість і чутливість до температури
- широкий діапазон допустимої вхідної напруги, жорстке регулювання струму і швидка динаміка

Для забезпечення високої частоти було обрано багатокаскадну схему замість однокаскадної:

- Гнучкість конструкції для оптимального досягнення більш високих значень PF, нижчого рівня ЗКГ і зниження рівня електромагнітних завад.
- Дозволяє відмовитися від електролітичного конденсатора та узгодити термін служби світлодіода і драйвера

У наступних розділах ми обґрунтуємо вибір схеми ШПФ та підходу до керування.

На рис. 2.1 показано підвищувальний-перетворювач, який було обрано в даній роботі для виконання корекції коефіцієнта потужності в нашій схемі

світлодіодного драйвера. Підвищувальна схема є найпоширенішою структурою для каскаду ККП. На відміну від понижаючого перетворювача, який має кросоверні спотворення через обмеження робочої напруги (вхідна напруга повинна бути більшою за вихідну), підвищувальний перетворювач може працювати протягом усього лінійного циклу. Крім того, розрив вхідного струму разом зі значними високочастотними спотвореннями, відсутній в підвищувальній схемі.

Враховуючи простоту конструкції та вищезгадані переваги, для каскаду ККП було обрано підвищувальний перетворювач частоти.

Розглянуто основні підходи до керування струмом. В роботі [11] дослідники представили новий метод узагальненого пікового керування струмом (ПРС) для DC-AC перетворювачів. ПРС використовує струм спеціальної форми для підтримки фіксованої частоти перемикавання, в той час як струм регулюється в межах діапазону. У цій роботі ми розширюємо метод, описаний в [11], на схемі з ШІМ. Як буде показано далі в розділі, в області перетину нуля опорного сигналу, коли РКП і РБП страждають від змінної (вищої) частоти, режим керування переходить до РПП. І далі, в напрямку до пікової точки опорного сигналу в напівперіоді, режим може змінюватися на РБП або РКП, залежно від форми побудованої ПРС.

Решта розділу присвячена опису розширення підходу ПРС для керування ККП. Далі детально описано реалізацію ПРС для підвищувального перетворювача з ККП і процедуру проектування.

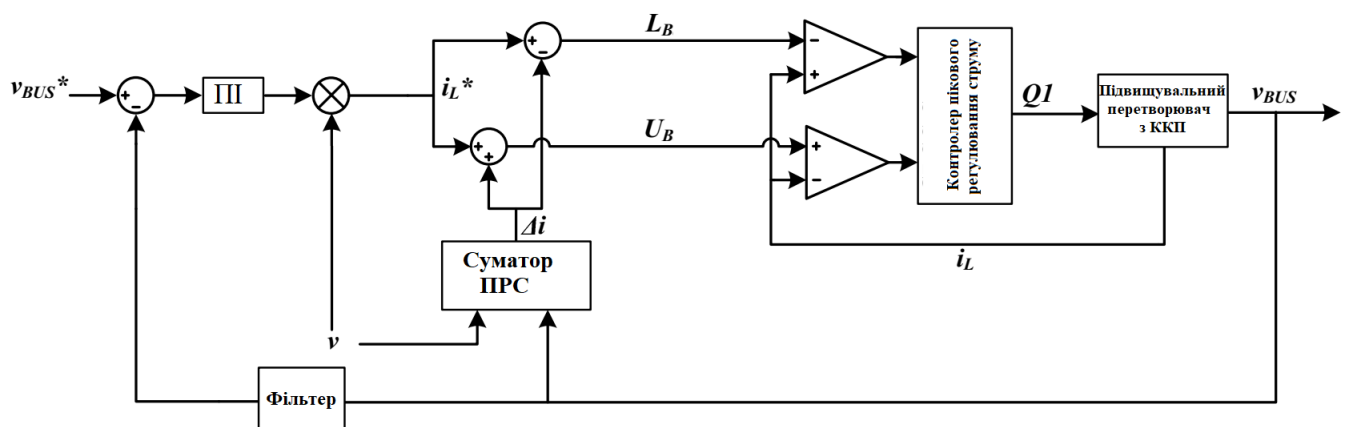


Рисунок 2.4 – Схема керування ККП

На рисунку 2.4 зображено блок-схему керування на основі стратегії ПРС для досягнення корекції коефіцієнта потужності та керування струмом індуктора. Для досягнення вищезгаданих цілей використовується декілька замкнутих контурів, що складаються з внутрішнього регулювання струму і зовнішнього регулювання напруги.

Механізм керування простий і зрозумілий. Ідея полягає у використанні методу загального пікового регулювання струму (ПРС) для перемикавання підвищувального перетворювача таким чином, що замість постійної вихідної напруги вхідний струм формується в синусоїдальну форму в фазі з вхідною напругою, а частота перемикавання залишається незмінною. Для цього вимірюється напруга кола постійного струму на виході підвищувального перетворювача і використовується для генерації ПРС в режимі реального часу.

Опорний струм для прискорювальної індуктивності, якщо вона є, генерується за допомогою напруги мережі. Напруга мережі синхронізується за фазою та величиною. Потім вона масштабується в потрібну міру і множиться на похибку ПІ-регулятора. Таким чином, опорний струм для підвищувальної індуктивності будується у фазі з вхідною напругою, щоб керувати напругою ланки постійного струму і виконувати корекцію коефіцієнта потужності.

Побудована ділянка ПРС, Δi , потім буде додаватися до опорного струму i_L^* відніматися від нього, щоб згенерувати верхню і нижню ділянку. Ці ділянки будуть порівнюватися з фактичною напругою індуктора, i_L , і генеруватимуться сигнали перемикавання.

У цьому проекті схему узагальненого регулювання пікового струму (ПРС) розширено для керування струмом каскаду ШІМ. Цей підхід має всі переваги регуляторів пікового струму, такі як простота, швидкий перехідний процес, хороше керування в реальному часі та динамічна реакція. Крім того, отримано нульову похибку в усталеному режимі та відкидання збурень, які є основними характеристиками гістерезисних схем. Підхід ПРС також слугує мостом, забезпечуючи значущий зв'язок з відомими методами ШІМ, які, в свою чергу,

можуть сприяти покращенню керування піковим струмом та гістерезисом з усіма перевагами та особливостями, які притаманні різним підходам до ШІМ.

Принцип роботи узагальненого керування піковим струмом з фіксованою частотою перемикання полягає у використанні певних ділянок, в межах яких буде здійснюватися керування струмом. Форма ліній сконструйована таким чином, щоб досягти фіксованої частоти перемикання, одночасно використовуючи криві для імітації поведінки ШІМ. Використання традиційних фіксованих кривих і синусоїдальних кривих, які широко практикуються в гістерезисних технологіях, призведе до генерування широкого спектру небажаних гармонік.

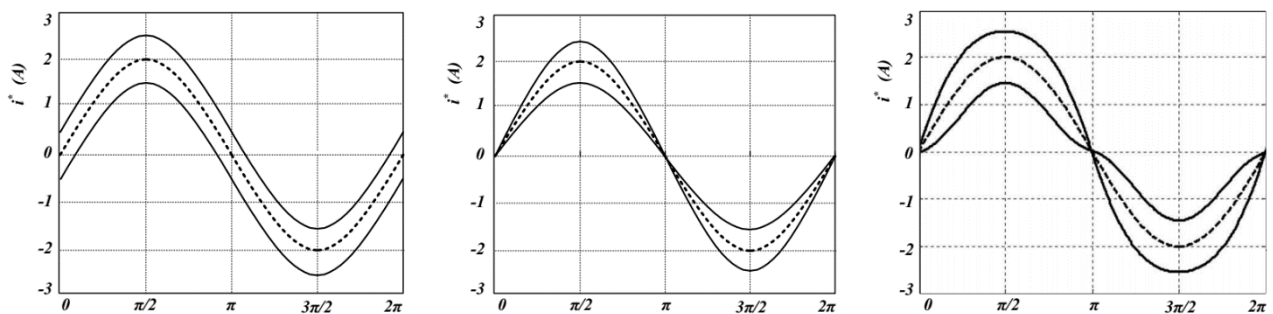


Рисунок 2.5 – Порівняння між кривими ПРС та традиційними методами: (а) традиційні фіксовані криві, (б) традиційні синусоїдальні криві, (в) криві ПРС

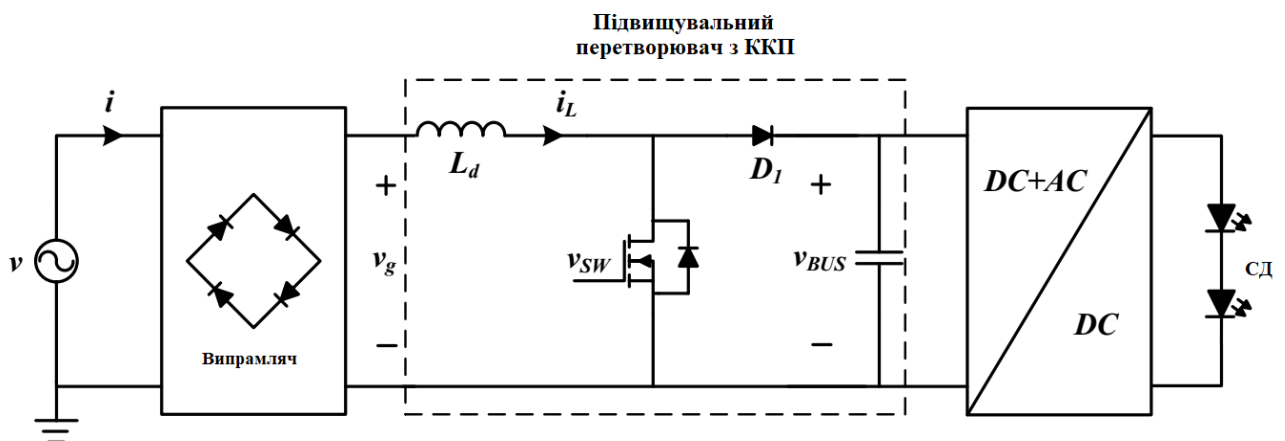


Рисунок 2.6 – Підвищувальний перетворювач з ККП

Для підвищувального перетворювача, показаного на рис. 2.6, ми припускаємо, що для формування вхідного струму використовується ШІМ-синусоїдальне керування. Вихідна напруга v_{BUS} , струм індуктивності i_L та модуляція m для ШІМ-перемикання показані на рис. 2.7.

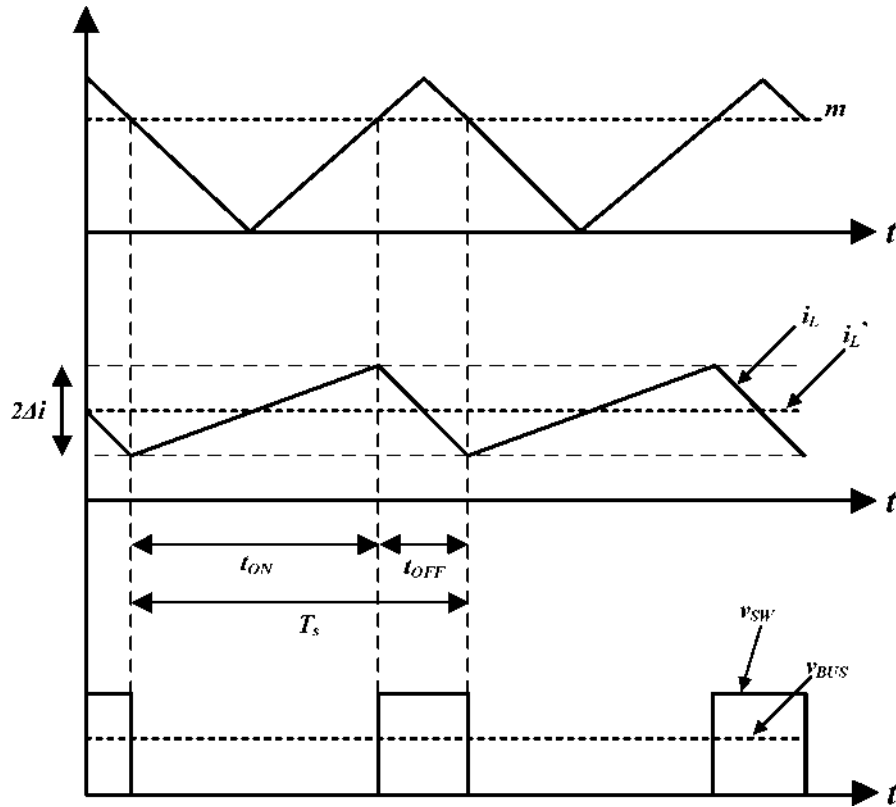


Рисунок 2.7 – Підвищувальний ККП-перетворювач: модуляція m для ШІМ-перемикання, струм індуктивності та вихідна напруга

Для того, щоб розрахувати бажані діапазони, нам потрібна деяка інформація про час увімкнення та час вимкнення протягом циклу перемикання. Для визначення часу ввімкнення розраховується середня вихідна напруга перетворювача за один період T_s , що позначається v_{sw} , і обчислюється наступним чином:

$$\overline{v_{sw}} = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t v_{sw}(\tau) d(\tau) \quad (2.1)$$

Для розрахунку t_{on} враховуються лише пульсації струму, а інші параметри вважаються постійними. Це пов'язано з тим, що ефективна частота комутації $1/T$, набагато вища за основну частоту.

Середня вихідна напруга v_{sw} , а отже, і час увімкнення, t_{on} , може бути визначена як показано нижче:

$$\overline{v_{sw}} = \frac{1}{T} ((v_{sw}^{on})t_{on} + (v_{sw}^{off})(T - t_{on})) \quad (2.2)$$

$$t_{on} = T \frac{\overline{v_{SW}} - v_{SW}^{off}}{v_{SW}^{on} - v_{SW}^{off}} = T \frac{v_{SW}^{off} - \overline{v_{SW}}}{v_{SW}^{off}} = mT \quad (2.3)$$

Згідно з вольт-секундним правилом, середня напруга v_L на котушці індуктивності протягом періоду ввімкнення дорівнює нулю. Отже, час увімкнення t_{on} , можна визначити наступним чином:

$$\overline{v_L} = \frac{1}{T} ((v_g)t_{on} + (v_g - v_{BUS})(T - t_{on})) \quad (2.4)$$

$$t_{on} = T \frac{v_{BUS} - v_g}{v_{BUS}} = dT \quad (2.5)$$

Напруга фільтра на котушці індуктивності становить $v = L \frac{\Delta i}{\Delta t}$. Розглядаючи форму кривої струму котушки під час t_{on} на рис. 2.7, крива струму буде розрахована так, як показано нижче:

$$2\Delta i = \frac{1}{L} v_g t_{on} \quad (2.6)$$

Підставляючи параметри з рівняння 2.5 у наведене вище рівняння, можна розрахувати криві струму наступним чином:

$$\Delta i = \frac{T}{2L} \frac{(v_g)(v_{BUS} - v_g)}{v_{BUS}} \quad (2.7)$$

$$\text{Верхня крива} = i^* + \Delta i$$

$$\text{Нижня крива} = i^* - \Delta i$$

Розраховане значення Δi використовується для формування верхньої та нижньої кривої, в яких регулюється струм. Криві використовуються регулятором пікового струму, і форма кривих подібна до огинаючої струму, отриманої від перетворювача, керованого ШІМ. Таким чином, це полегшує досягнення фіксованої частоти перемикання.

Принципова схема каскаду ККП драйвера світлодіода зображена на рис. 2.6. Якщо припустити, що єдиний перемикач у каскаді ККП керується біполярною ШІМ-схемою, то осцилограми зображено на рис. 2.7.

Отримане рівняння 2.7 фактично є огинаючою кривою пікового струму при застосуванні біполярної схеми ШІМ до ключа перетворювача. Отже, використання рівняння для отримання кривих і керування струмом котушки в межах кривих призведе до досягнення фіксованої частоти.

На рис. 2.8 показано випадковий півперіод опорного струму котушки з побудованими верхньою та нижньою кривою. Як видно з рисунка, на обох кінцях півперіоду, де відбувається перетин нульового значення опорного струму, застосовується режим керування РПП з гнучкою витримкою часу, щоб перемикач підтримував постійну частоту.

Керування РПП змінюється на РБП протягом решти напівперіоду. В результаті, частота перемикання протягом основного циклу залишається фіксованою і порівняно з традиційними синусоїдальними або фіксованими діапазонами, шуми ЕМП і небажана генерація частот запобігаються в значній мірі.

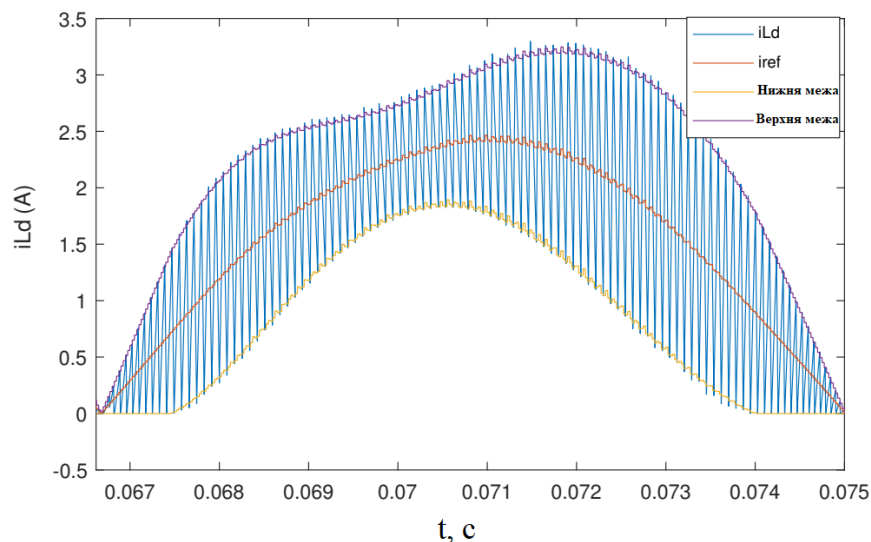


Рисунок 2.8 – Струм котушки ККП на основі методу керування ПРС

Як вже згадувалося, однією з переваг використання ПРС є адаптивні криві, які формуються таким чином, щоб підтримувати постійну частоту протягом циклу. Для цього верхня і нижня крива будуються, коли Δi , обчислена з рівняння 2.7, додається до сигналу опорного струму і віднімається від нього відповідно.

Згідно з рівнянням 2.7, нижня крива може мати від'ємне значення на ділянках напівперіоду. Від'ємне значення нижньої кривої вимагає використання

двонаправленого перетворювача для забезпечення від'ємних значень струму. Однак, коли перетворювач є односпрямованим, струм не може бути від'ємним.

Можливим рішенням може бути прирівнювання нижньої кривої до нуля, коли вона має від'ємне значення. У цьому випадку значення верхньої кривої має змінитися відповідно, щоб середній струм залишався незмінним. Однак відхилення від початкового значення діапазону призведе до відхилення частоти перемикання. Тому що момент увімкнення відбудеться тоді, коли струм котушки індуктивності досягне нової "утримуваної до нуля" кривої, а не початкової негативної кривої. Як наслідок, щоб підтримувати частоту постійною, необхідно мати час затримки при виконанні дії перемикання, щоб імітувати час, необхідний для того, щоб "гіпотетично негативний струм" досягнув кривої від'ємних значень.

Утримання струму індуктивності на нульовому значенні протягом розрахункового часу призведе до переходу перетворювача в режим роботи переривчастої провідності. Логічна схема на рис. 2.9 була розроблена для виявлення умов РПП і утримання значення струму для підтримання постійної частоти.

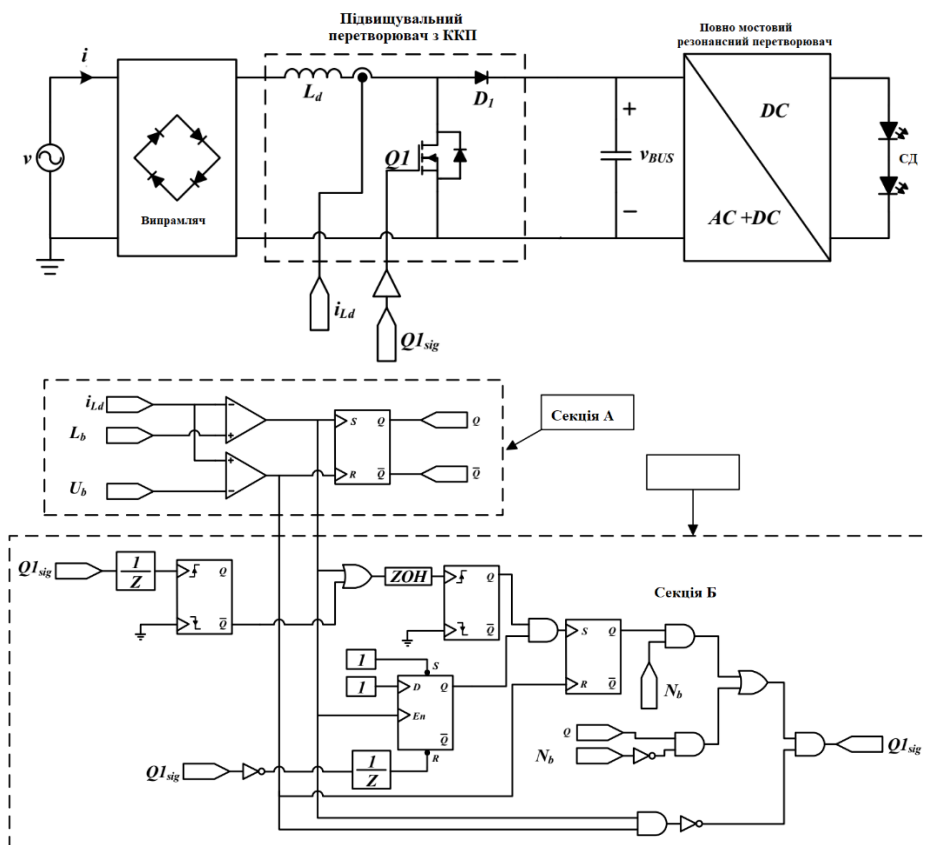


Рисунок 2.9 – Логічна схема ПРС

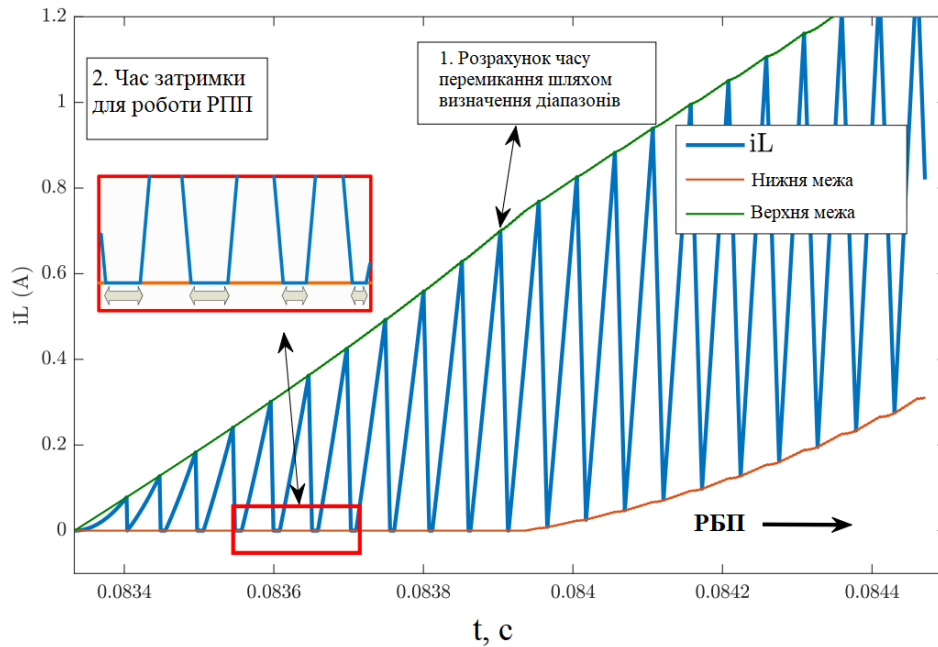


Рисунок 2.10 – Визначення діапазону та розрахунок часу затримки РПП

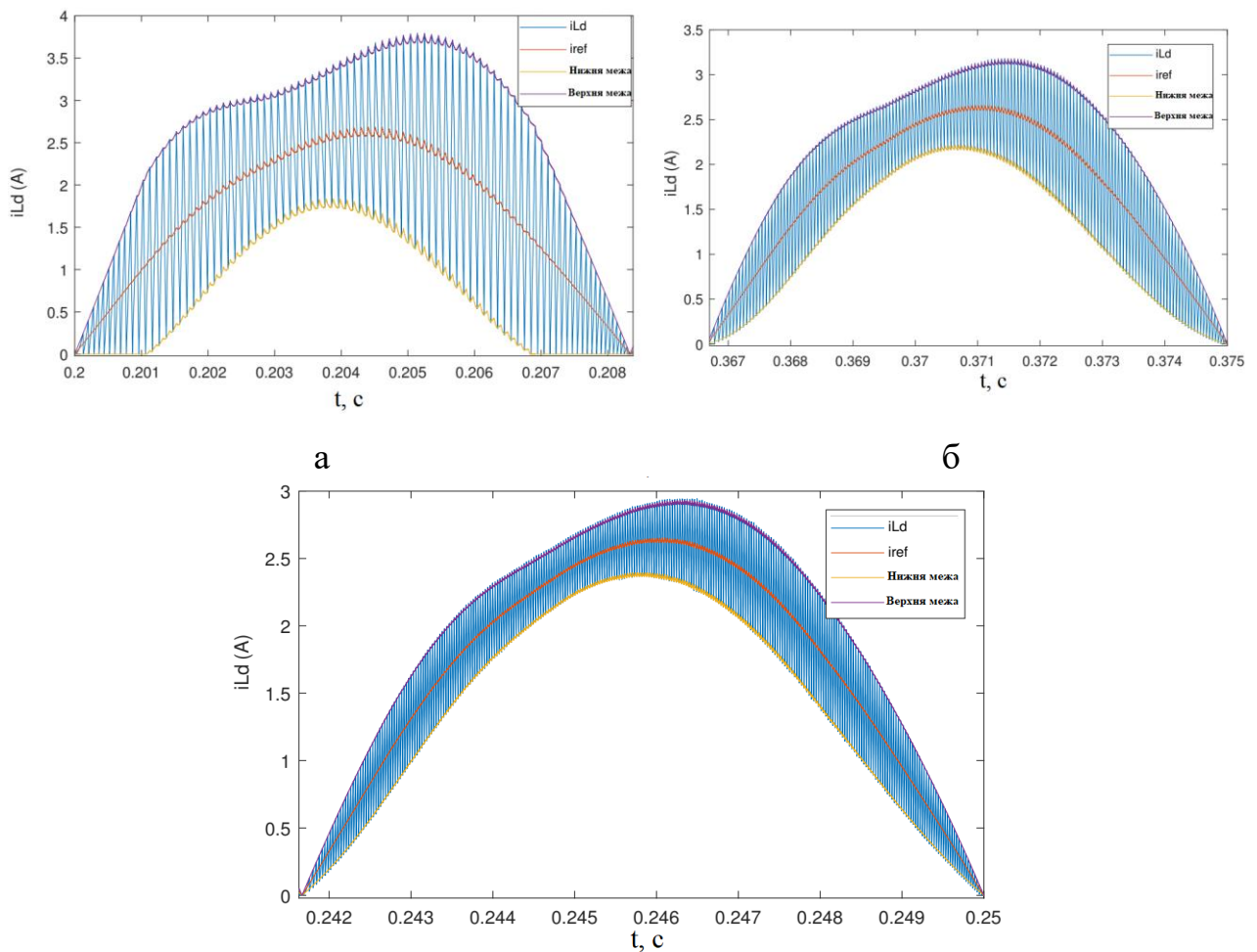
На рис. 2.10 показано різні режими роботи ПРС. Як видно, з початку напівперіоду перетворювач працює в режимі переривчастої провідності. Це пов'язано з тим, що перемикання не повинно відбуватися миттєво після того, як струм котушки досягне нижньої межі "утримання нуля", і повинна бути затримка, щоб полегшити досягнення постійної частоти. Якщо уважніше придивитися до генерованої затримки, стає зрозуміло, що час затримки, протягом якого струм котушки утримується на нульовому рівні. На рис. 2.9 частина, позначена як секція "А", виявляє випадки перемикання, порівнюючи значення струму котушки з нижньою і верхньою межами. Секція "В", з іншого боку, визначає умови режиму переривчастої провідності і відповідно застосовує часову затримку для підтримання фіксованої частоти перемикання.

2.3. Результати моделювання драйвера з ККП для світлодіодів

Як показано на рис. 2.8, частота перемикання фіксована протягом усього циклу. Для односпрямованих схем з ККП, які не можуть забезпечити протікання струму в обох напрямках (і, отже, струм індуктивності не може впасти нижче

нуля), реалізовано затримку часу перемикання, щоб підтримувати частоту постійною. На рис. 2.10 показано реалізовану затримку часу перемикання.

Як показано в рівнянні 2.7, форма побудованих кривих залежить від величини індуктивності L . Отже, більша індуктивність зробить Δi меншою, а криві вузкими. І навпаки, менша індуктивність, як очікується, зробить криві ширшими. На рис. 2.11 показано різні криві ПРС, що відповідають значенням індуктивності. Експериментальні результати підходу ПРС для каскаду з ККП були такими, як показано на рис. 2.20.

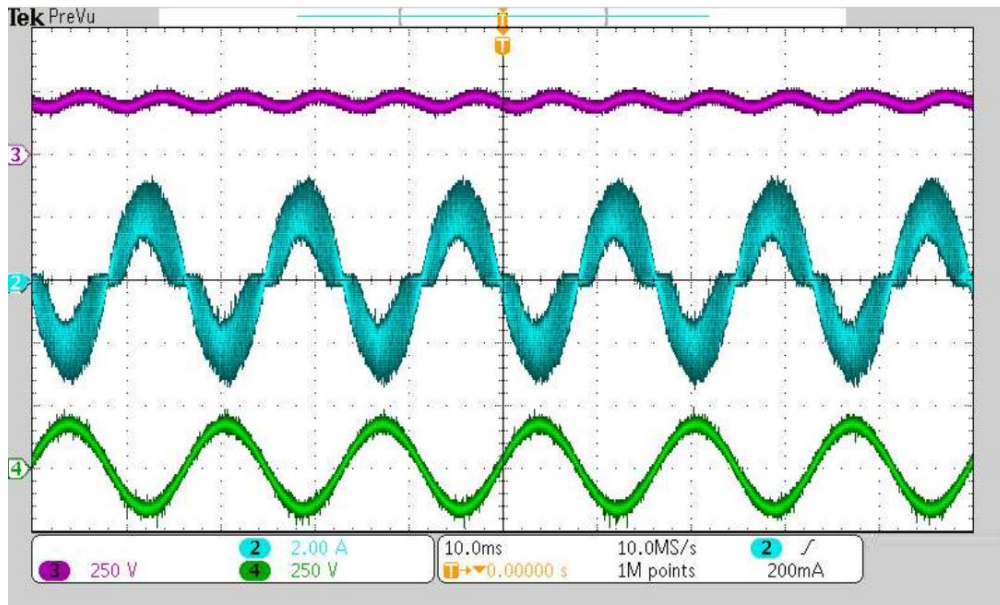


В

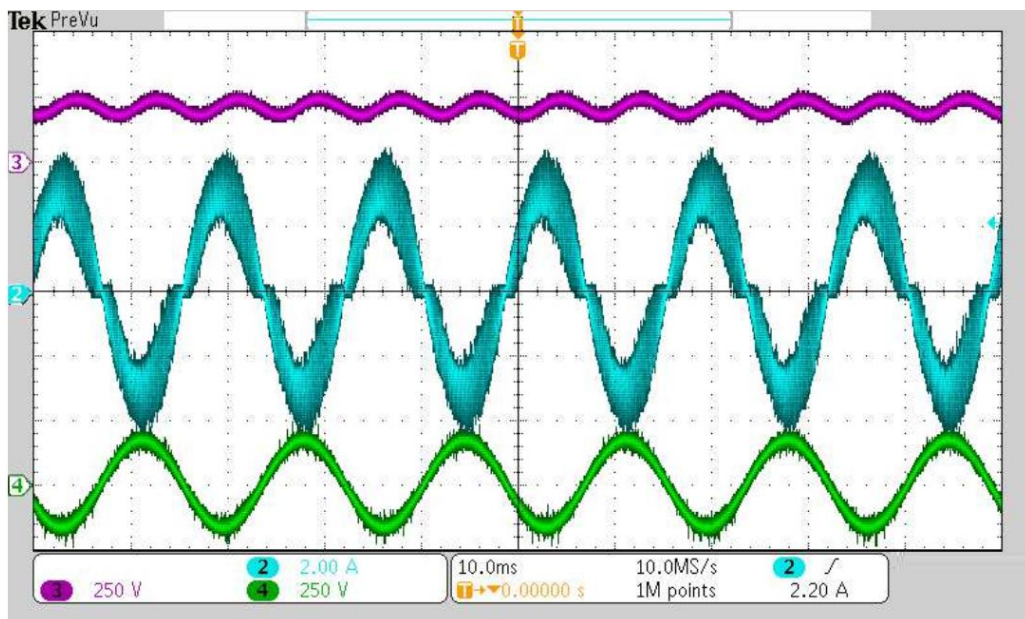
Рисунок 2.11 – Криві, побудовані за допомогою ПРС, що відповідають (а) $i_{Ld} = 1$ мН, (б) $i_{Ld} = 2$ мН, (в) $i_{Ld} = 3$ мН

Як показано на рис. 2.12(а), вхідні струм і напруга синфазні (струмовий зонд був підключений навпаки!), а піковий струм становить 2 А, на рис. 2.12(б) показано ті ж самі синфазні напругу і струм з піковим струмом 3 А. Більш детально роботу підвищувального перетворювача в режимах РПП і РБП

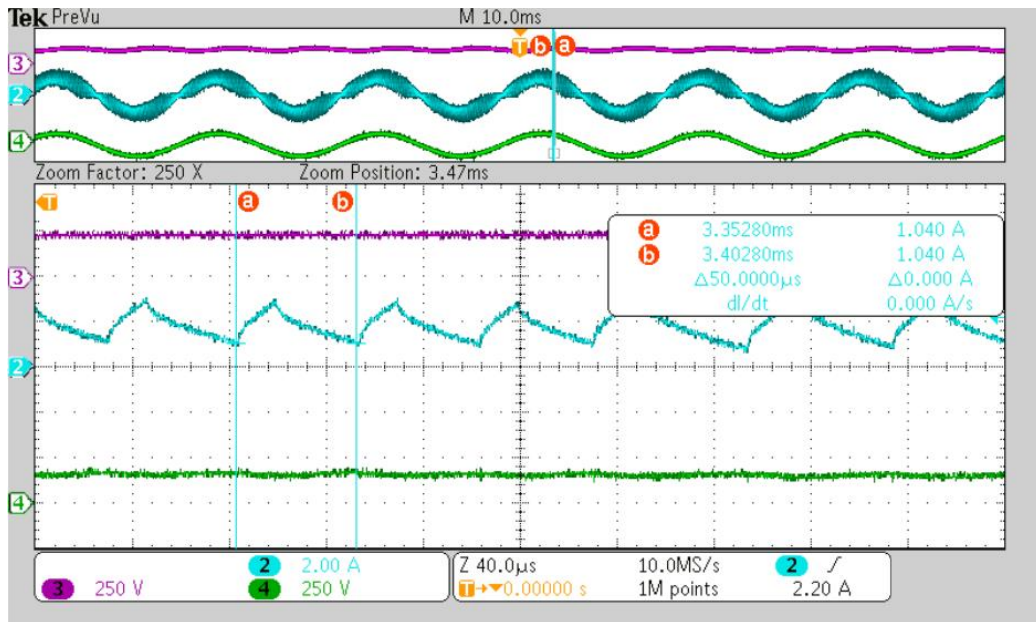
показано на рис. 2.12(в) і рис. 2.12(г) відповідно. Як видно з осцилограми струму на рис. 2.12(в) (канал 2), для утримання струму на нульовому рівні протягом частини циклу перемикання введено час затримки. Період перемикання в режимах РПП і РБП вимірюється для демонстрації досягнення фіксованої частоти. Як показано на рис. 2.12(в) і (г), частота перемикання фіксована на рівні 20 кГц для обох режимів.



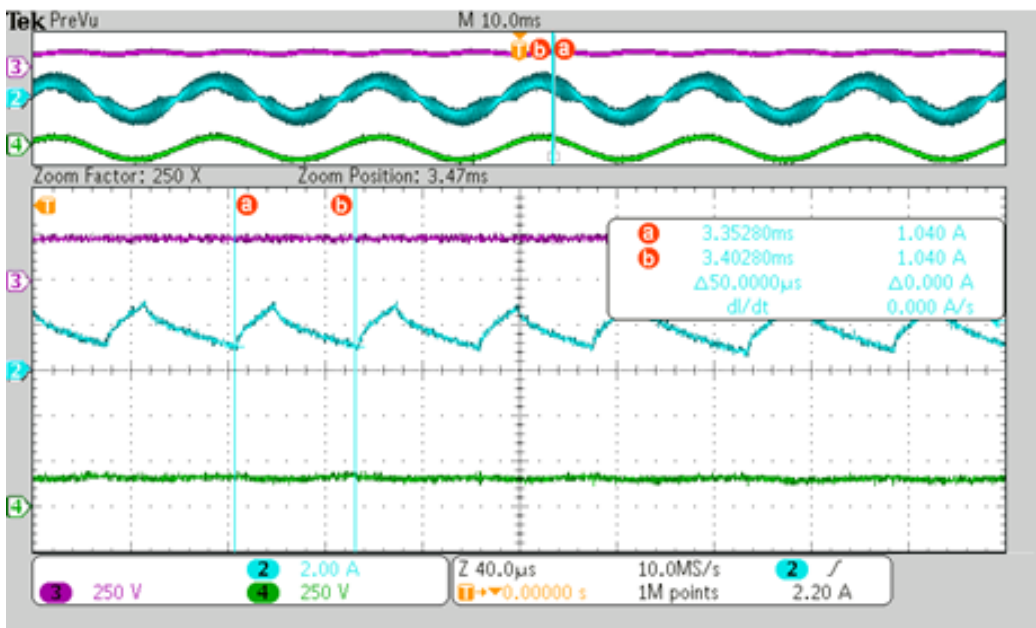
а



б



В



Г

Рисунок 2.12 – Сигнали каскаду корекції коефіцієнта потужності, керованого ПРС, - це вихідна напруга, вхідний струм і вхідна напруга:(а) ПРС з ККП і піковим струмом 2 А, (б) ПРС з ККП і піковим струмом 3 А, (в) робота РПП, (г) робота РБП.

2.4. Безелектролітичні конденсаторні схеми живлення світлодіодного освітлення

У цьому розділі використано метод з розділеним живленням, який не потребує високої напруги на шині або будь-якої додаткової допоміжної схеми. У

цьому методі напруга на шині коливається з подвійною частотою та, використовуючи методи керування, ми усуваємо побічні ефекти цих коливань подвійної частоти від вхідного струму та вихідного струму світлодіода. Блок-схема методу з розділеним живленням показано на рис.2.13. Два набори блок-схем контролера показані на кожній стороні схеми постійного струму. Механізм, який дозволяє розділити вхідну та вихідну напругу, полягає в різниці в швидкості контролерів. У той час як контролер ККП дозволяє подвійну частоту напруги на конденсаторі кола постійного струму, послідовний резонансний перетворювач керує струмом світлодіодної лінії набагато швидше, щоб забезпечити живлення постійного струму на виході.

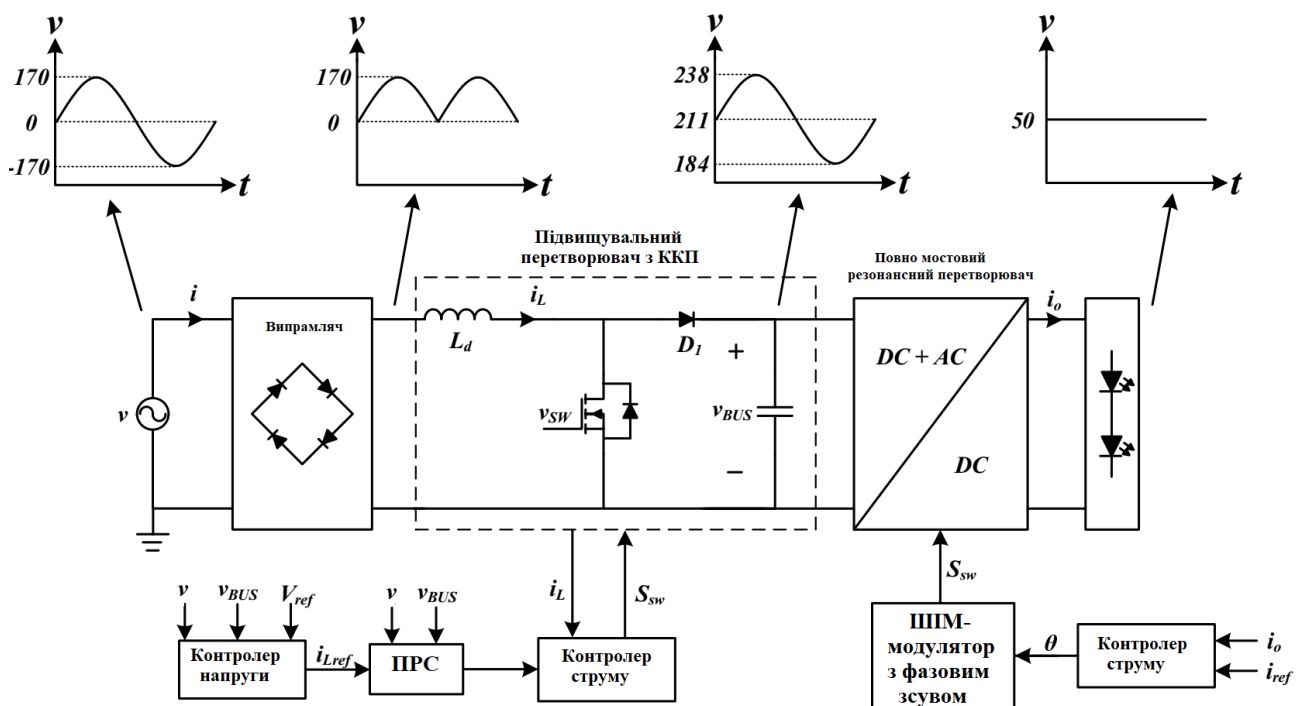


Рисунок 2.13 – Блок-схема керування ККП + SRC та рівні напруги

Контролер напруги ККП формує еталонний струм для підвищувального індуктора під час керування напругою кола постійного струму, v_{bus} . Згенерований опорний струм, i_{Lref} , на додаток до напруги кола постійного струму та напруги мережі, використовується для побудови діапазонів ПРС. Струм індуктивності I_L регулюється в діапазонах для досягнення постійної частоти. Змінюючи фазовий зсув між комутаторами повного мостового резонансного перетворювача, кількість напруги, що подається на вихід, змінюється відповідно

до піків і спадів напруги кола постійного струму, щоб підтримувати вихідний струм постійним.

Дозволяючи вищі пульсації струму на виході каскаду ККП на 25% коливань від піку до піку, дозволить використання меншого конденсатора плівкової технології. Резонансний перетворювач у другому каскаді світлодіодного драйвера призначений для роботи в широкому діапазоні вхідної напруги (напруга кола постійного струму) від 184 В до 238 В, щоб забезпечити постійну вихідну напругу та послабити світлодіодну лінію при коливанні струму, значною мірою при досягненні ПНН.

Конструкція вихідної шини має вирішальне значення для того, щоб мати допустиме велике коливання напруги в колі постійного струму. У зв'язку з цим допускається коливання напруги від піку до піку на 25%, оскільки вище коливання напруги зменшить напругу шини нижче напруги мережі, що призведе до несправності підвищувального перетворювача.

Оскільки встановлено максимальну кількість коливань напруги, вихідний конденсатор можна розрахувати за формулою балансу потужності.

$$P_{in} = \frac{\widehat{V}_{in} \cdot \widehat{I}_{in}}{2} \cdot \cos(2\omega t) = P_{out} \cdot \cos(2\omega t)$$

$$\frac{\Delta W}{2} = P_{out} \int_0^{\frac{T}{8}} \cos(2\omega \tau) d\tau = \frac{P_{out}}{2\omega}$$

$$\begin{cases} \Delta W = \frac{P_{out}}{\omega} \\ W_C = \frac{1}{2} C V^2 \end{cases} \Rightarrow \Delta W = \frac{P_{out}}{\omega} = \frac{1}{2} C (V_{out,max}^2 - V_{out,min}^2) \Rightarrow$$

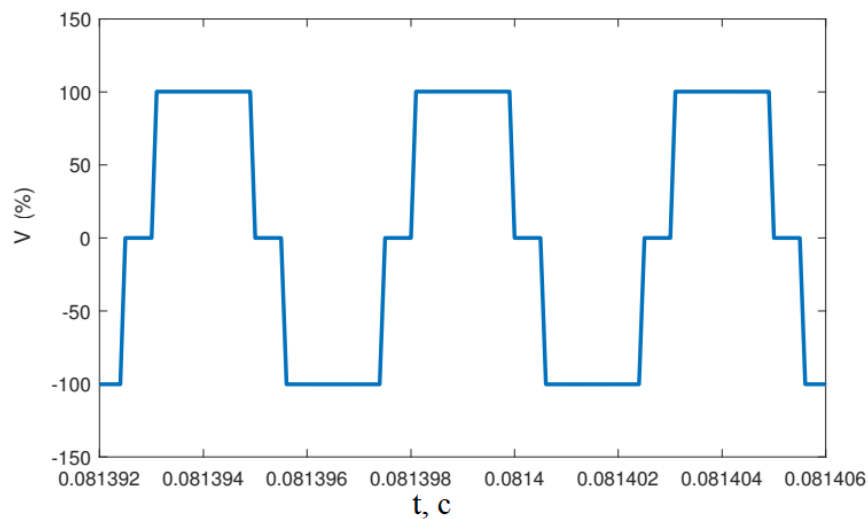
$$\frac{1}{2} C \left(\left(V_{out} + \frac{\Delta V_{out}}{2} \right)^2 - \left(V_{out} - \frac{\Delta V_{out}}{2} \right)^2 \right) = C V_{out} \Delta V_{out}$$

$$\Delta V_{out} = \frac{P_{out}}{\omega C V_{out}} \Rightarrow C = \frac{P_{out}}{\omega V_{out} \Delta V_{out}}$$

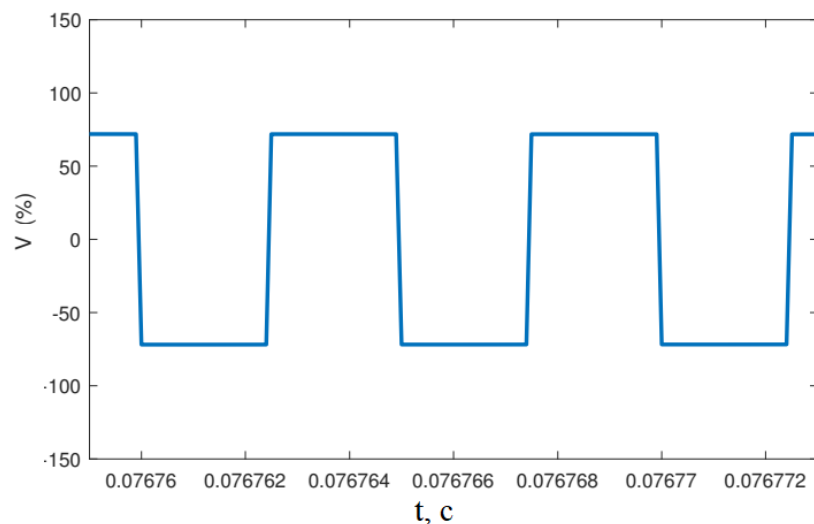
Встановивши вихідну напругу ККП на 211 В, дозволяючи 25-відсоткове коливання напруги, і частоту напруги мережі 50 Гц, розраховане значення конденсатора кола постійного струму дорівнює 0,24 мкФ/Вт. Для конструкції на 200 Вт розраховується 48 мкФ і використовується 50 мкФ. в експериментальній установці.

2.5. Результати моделювання та експерименту драйвера у безконденсаторній схемі живлення світлодіодного освітлення

Відповідно до рис.2.14(а), коли напруга кола постійного струму досягає піку свого значення, фазовий зсув між комутаторами Q1 і Q2 повного мостового перетворювача (показано на рис.3.1 розділу 3) змушує вихідну напругу повного мостового перетворювача залишатися на нулі протягом частини циклу перемикання, щоб зменшити потужність, що передається на вихід. З іншого боку, вищезгаданий зсув фази зменшується до нуля на долинні напруги кола постійного струму як показано на рис.2.14 (б), щоб максимізувати потік потужності від входу до виходу. Таким чином, живлення для кожного світлодіодного каналу підтримується постійною.



а



б

Рисунок 2.14 – Вихідна напруга повного мостового перетворювача: (а) на піку напруги кола постійного струму, (б) на низу напруги кола постійного струму

Рис.2.15 показує миттєву вхідну потужність, яка складається з компонента постійного струму та змінного компонента, який коливається з подвійною частотою лінії. Застосування другого перетворювача більш швидкої динаміки дозволило нам досягти постійної вихідної напруги в 4 світлодіодних колах при видаленні електролітичного конденсатора з ланки постійного струму.

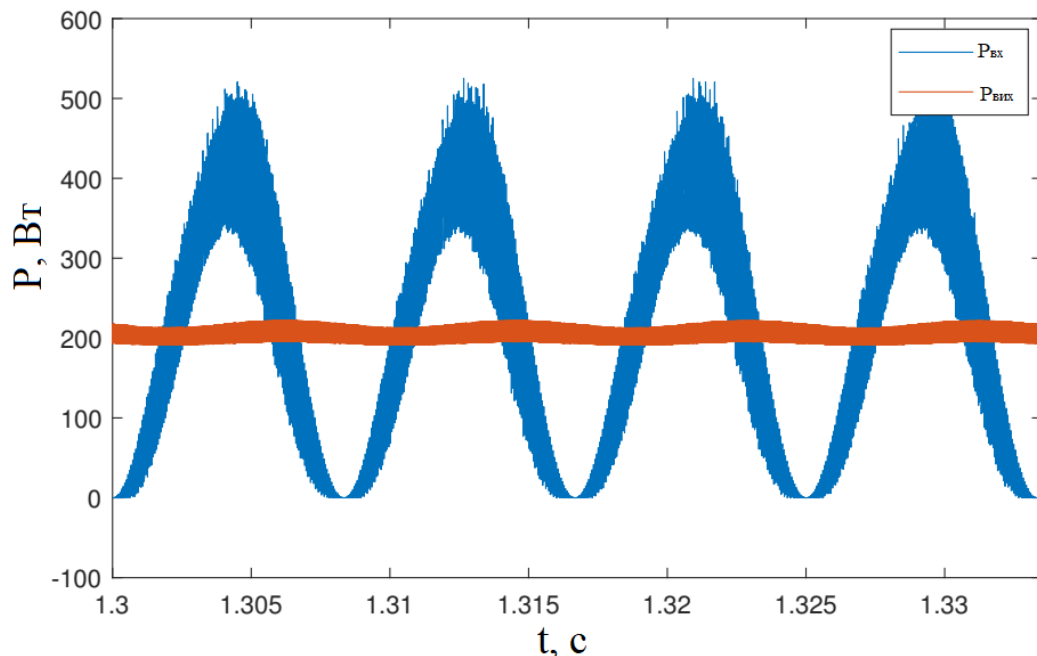


Рисунок 2.15 – Осцилограма потужності у світлодіодному драйвері: вхідна змінна потужність і вихідна потужності 4 світлодіодних каналів

Рис. 2.16 показує напругу кола постійного струму та струм лінії світлодіодів на виході драйвера. Як показано на рисунку, дозволено коливання напруги 54 вольта в колі постійного струму, щоб зменшити використання конденсатора, зберігаючи середній струм світлодіода на рівні 1 А та відношення пікового до середнього струму світлодіодної лінії менше ніж 1,25.

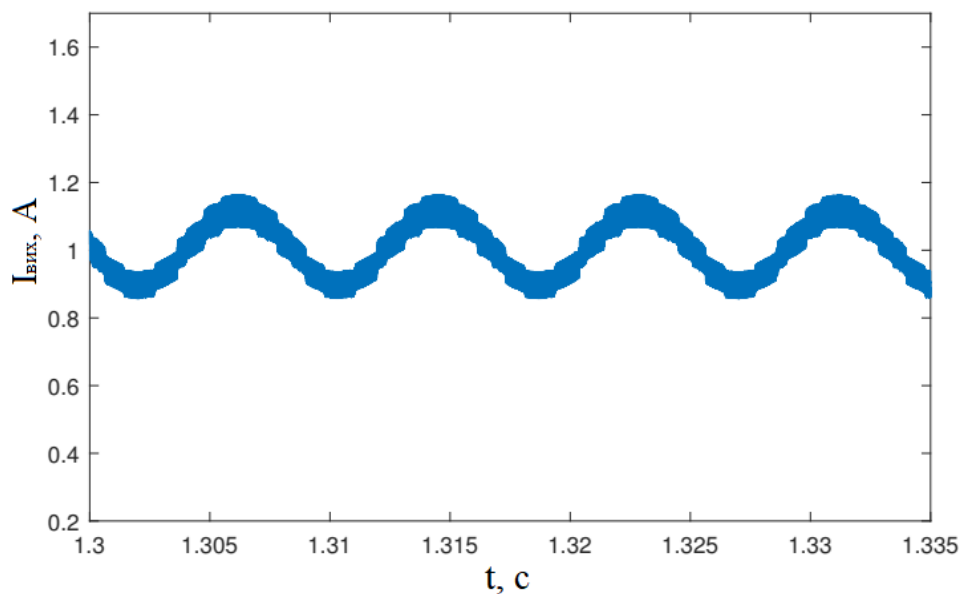
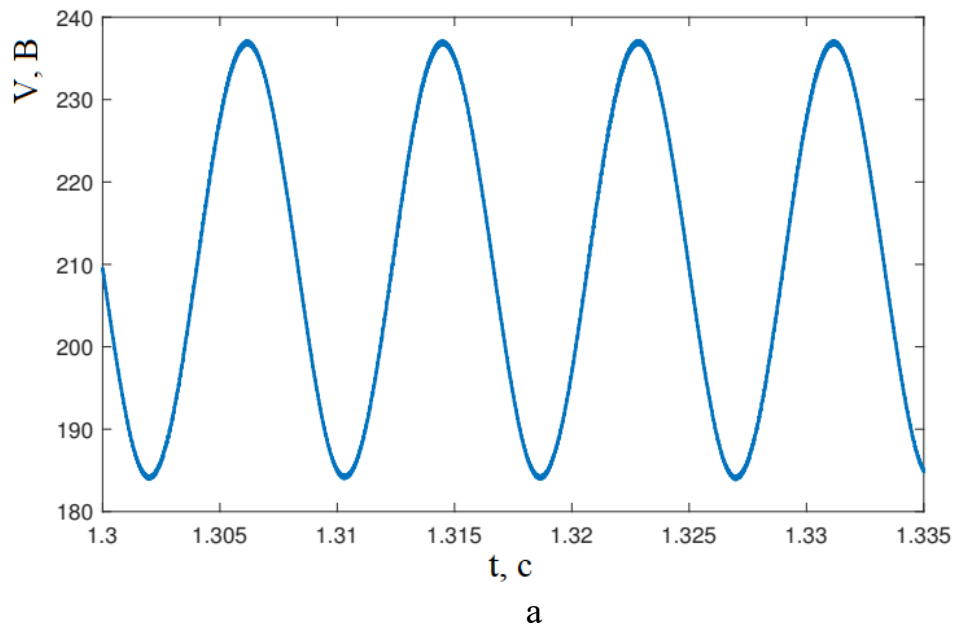


Рисунок 2.16 – Осцилограма напруги і струму у драйвері світлодіодів: (а) напруга кола постійного струму, (б) Струм світлодіодів

2.5 Висновки до розділу

В розділі розглянуто активні та пасивні схеми, що забезпечують ККП, та описано схеми керування в рамках високочастотних активних методів. Після короткого аналізу переваг і недоліків кожного з підходів було зроблено вибір. Для проведення досліджень було вибрано активні схем з ККП. Для корекції коефіцієнта потужності використовується високочастотний підсилювач потужності, який забезпечує широкий діапазон допустимої вхідної напруги і

нульові спотворення. Схема керування струмом, яка була реалізована, є розширеної версії узагальненого пікового керування струмом (ПРС). Пояснено принцип дії та отримано рівняння для побудови кривих ПРС.

Представлено існуючі методи відокремлення вихідної напруги від вхідної. Розділена напруга живлення в світлодіодному освітленні не тільки підвищує якість вихідного світла, але й дозволяє використання керамічних (плівкових) конденсаторів замість громіздких електролітичних конденсаторів. Це, у свою чергу, продовжить термін служби світлодіодного драйвера, зрівнявши його з терміном служби світлодіодів. Представлено підхід розділення напруги для живлення постійного струму світлодіодів. Підхід до розділення напруги полягає в тому, щоб дозволити високий відсоток коливань напруги на конденсаторі у колі постійного струму, показаному на рис.2.13. Як показано на рис.2.13, у запропонованому драйвері світлодіодів реалізовано два контролери. Тоді як контролер підвищувального перетворювача (ККП) контролює струм, підтримуючи середню напругу кола постійного струму постійною, контролер ПРП працює на набагато вищій швидкості та контролює вихідний струм шляхом генерування зсуву фази, що відповідає коливанням кола постійного струму.

3 НАУКОВО-ДОСЛІДНИЦЬКИЙ РОЗДІЛ

3.1. Світлодіодний драйвер з послідовним резонансним перетворювачем.

Рис.3.1 показує повну електричну схему запропонованої топології світлодіодного драйвера. На малюнку акцентовано увагу на другому етапі, показуючи детальні схеми. Для усунення електролітичного конденсатора допускається великий розкид вихідної напруги першого каскаду. Регулювання напруги та ефективна передача енергії знаходиться на другому етапі. Щоб досягти високої ефективності під час передачі енергії, практикується м'яке перемикання з послідовним резонансним перетворювачем. Для кращого розуміння принципу роботи та засобів досягнення регулювання струму та напруги при збереженні високої ефективності надано короткий вступ до концепції м'якого перемикання; потім детальне пояснення запропонованої топології послідовного резонансного перетворювача (ПРП), режимів роботи, аналізу стаціонарного стану та конструктивних міркувань.

Щоб просто пояснити концепцію плавного перемикання, слід розглянути випадок, коли перемикач включений послідовно з індуктором. Струм проходить через котушку індуктивності та проводить до накопичення енергії, що дорівнює $\frac{1}{2}Li^2(t)$. Згідно зі збереженням енергії, ця енергія залишається постійною, і отже, вимикання комутатора послідовно з котушкою не призводить до розсіювання цієї енергії в колі, що призводить до руйнування вимикача.

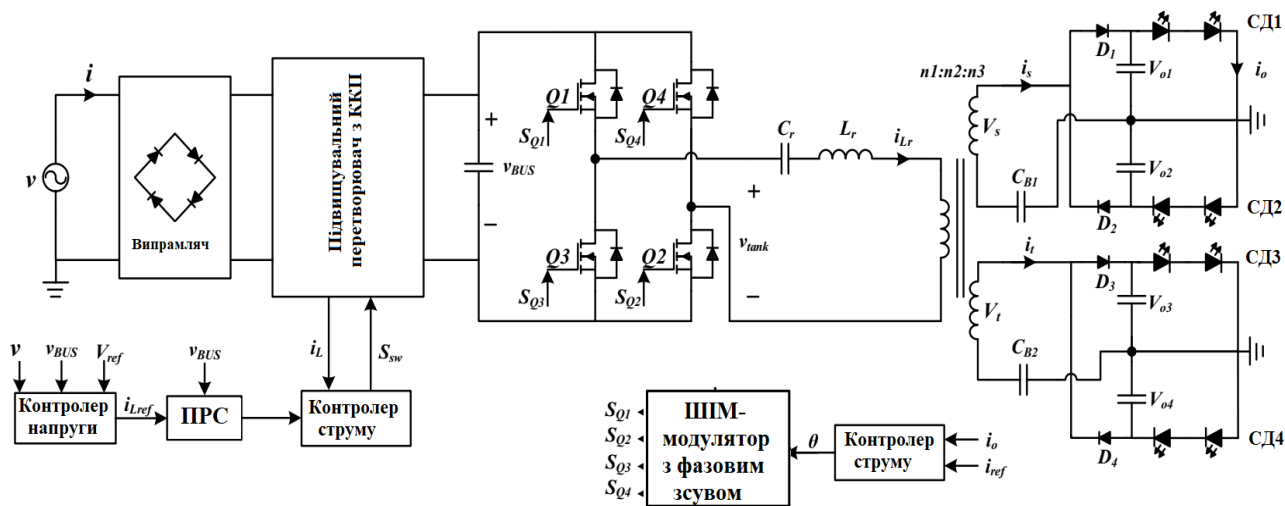


Рисунок 3.1 - Схема послідовного резонансного перетворювача

Комутаційний діод був відповіддю на цю проблему, оскільки він забезпечить шлях для безперервного проходження струму котушки в колі. Проте виявилось, що перехід між вимкненням комутатора та дозволом комутаційному діоду приймати струм не відбувається миттєво. Щоб відбулася комутація та діод був зміщений вперед, напруга починає накопичуватися на комутаторі до того, як струм починає виходити з нього.

Комутатор, у якому виробляється ненульове $V \cdot I$ буде розсіювати енергію. Це розсіювання потужності, яким би малим воно не здавалося протягом одного циклу перемикавання, може відбуватися тисячі разів на секунду залежно від робочої частоти перемикань і значно знижує ефективність. Саме тут проявляється значення плавного перемикавання. Відповіддю на цю проблему може бути використання відповідної схеми резонансного перетворювача, який може працювати в дозволених змінах лінії та навантаження та зменшувати втрати при перемиканні.

Протягом часу затримки комутатора негативний струм сприятиме ввімкненню вільного діода MOSFET перед увімкненням і виснаженню конденсатора стоку-витоку MOSFET, C_{ds} , так що ввімкнення відбудеться з нульовою напругою. Цей шлях струму через вільний діод не буде сформований із позитивним струмом $i_{tank}(t)$ через односпрямовану поведінку вільного діода. Енергія всередині буде розсіюватися на комутаторах, і відбуватиметься жорстке перемикавання. C_{ds} затримає зростання напруги v_{ds} під час вимкнення, і це

забезпечить майже нульові втрати при виключенні MOSFET, якщо спроектовано належним чином.

Щоб зрозуміти аналіз ПРП, у наступних розділах надається коротке пояснення підходу ШІМ зі зсувом фази. Як показано на рис.3.2, є фазовий зсув, рівний ϕ між комутаторами у двох секціях мостового випрямляча. Якщо $\phi = 0^\circ$, то генерована напруга також дорівнює нулю. Це означає, що схема перемикання для Q_1 така ж, як і для Q_3 , а $v_{tank}(t)$ завжди дорівнює нулю. Якщо $\phi = 180^\circ$, то $v_{tank}(t)$ мав би форму прямокутної хвилі. Збільшення ϕ від 0° до 180° відповідає зміні робочого циклу d на рис.3.2 від 0 до 50%. Ось як ШІМ зі зсувом фази використовується для керування величиною першої гармоніки генерованої напруги на виході повного мостового випрямляча.

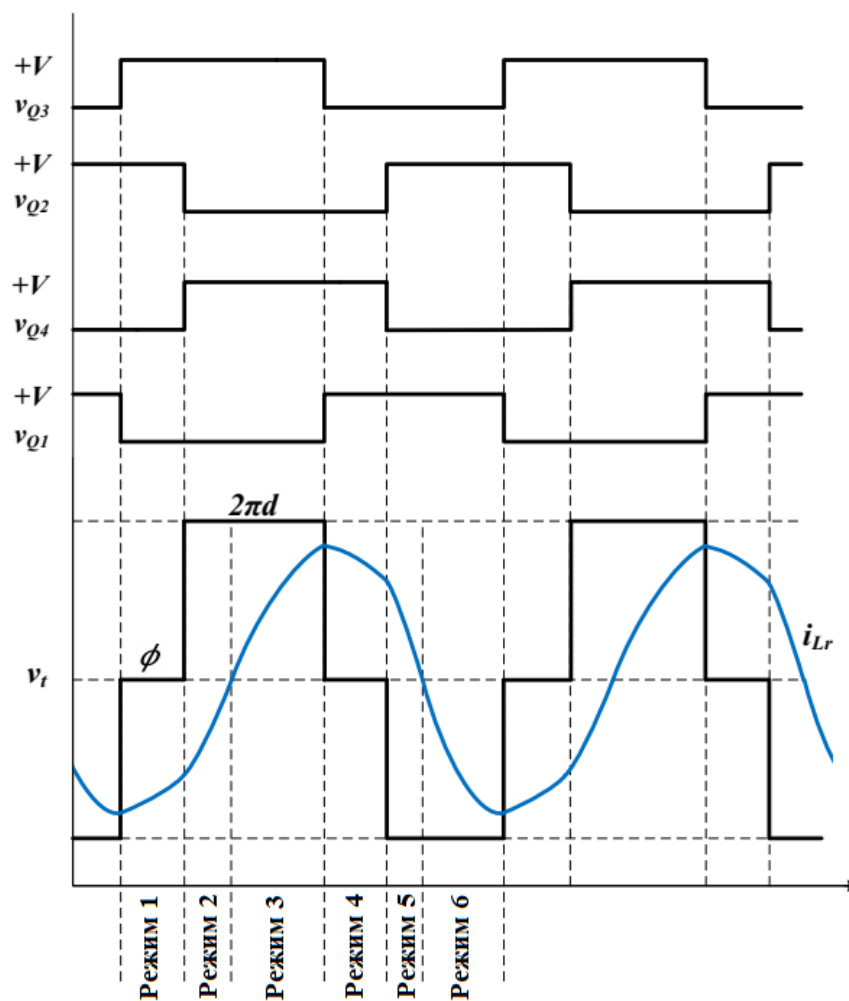


Рисунок 3.2 - Характер комутації фазового зсуву, резонансна вхідна напруга, струм і режими роботи ПРП

3.2. Принцип роботи послідовного резонансного перетворювача

Рис.3.1 показана принципова схема послідовного резонансного перетворювача фазового зсуву постійної частоти. Повний міст, що складається з чотирьох перемикачів від Q_1 до Q_4 , послідовного резонансного резервуара, виготовленого з конденсатора C_r і індуктора L_r , і трансформатора, інтегрованого в пасивну структуру розподілу струму з двома блокуючими конденсаторами C_{B1} , C_{B2} , підключеними до чотирьох світлодіодних каналів.

Для усунення електролітичного конденсатора допускається відносно велике коливання напруги на виході підвищувального перетворювача v_{BUS} . Отже, вхідна напруга послідовного резонансного перетворювача складається з частин постійного та змінного струму.

ПРП контролює вихідний струм S_{D1} , який називається i_o як головний канал. Точне керування струмом у всіх підлеглих каналах досягається автоматично.

Напруга, що подається на виході повної мостової конструкції, v_{tank} , не має змінної частоти. Форма хвилі має фіксовану частоту, і протягом частини циклу вона закріплена на нульовому рівні. Світлодіодний струм контролюється, а фазовий зсув θ , будується в градусах на виході ПІ-регулятора і перетворюється на сигнали перемикачів через «ШІМ-модулятор з фазовим зсувом». Величина фазового зсуву, яка побудована, буде застосована до перемикачів у повних ногах мосту. Перемикачі Q_1 і Q_3 і аналогічно Q_2 і Q_4 працюють у взаємодоповнюючий спосіб. І фазова затримка застосовується до діагональних перемикачів, як це показано на рис.3.2. Фазова затримка модулює проміжок часу, протягом якого вхідна напруга прикладається до резонансної ємності, і струми світлодіодних ліній контролюються таким чином.

Чотири активних комутатора вмикаються при досягненні ПНН і вимикаються, поки струм прямує до нуля при напрузі, близькому до нуля.

Режим I

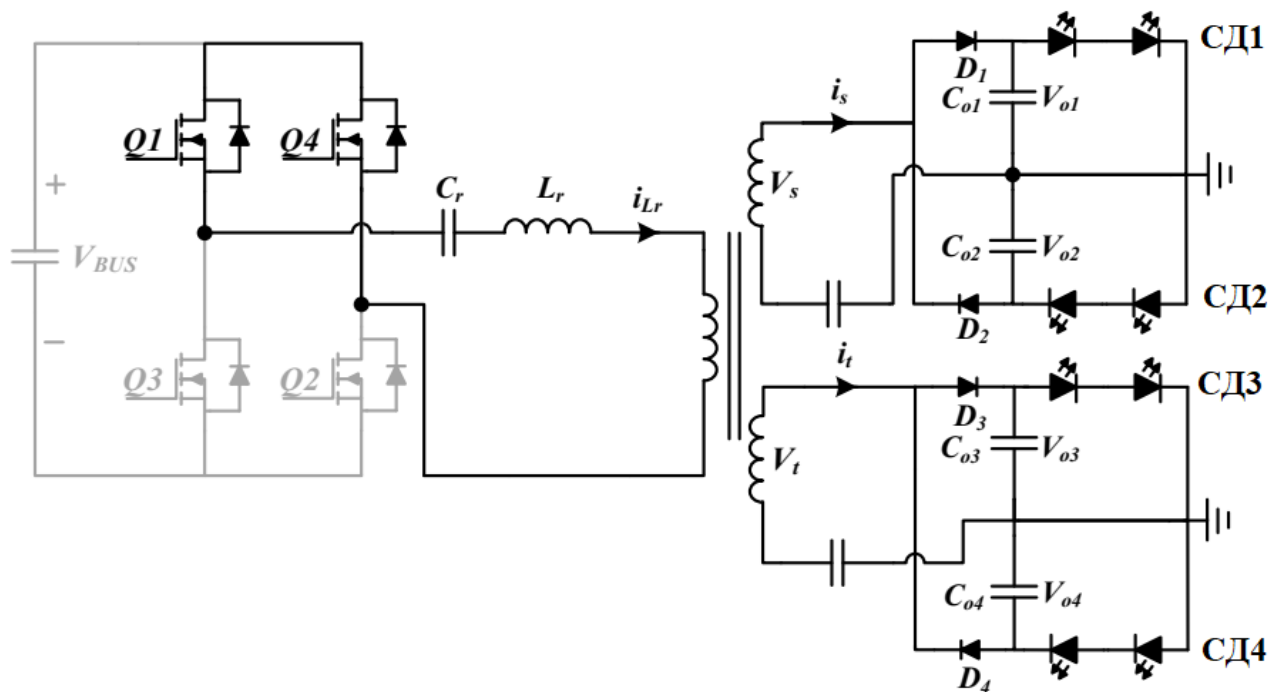


Рисунок 3.3: Режим 1 роботи резонансного перетворювача

Як показано на рис.3.3, перемикачі Q_1 і Q_4 проводять. Таким чином, вхідна напруга послідовного резонансного перетворювача відключена. Як показано на рис.3.2, Q_2 має фазовий зсув відносно Q_1 на величину θ , яка відображає проміжок часу, протягом якого резонансний перетворювач від'єднується від напруги кола постійного струму v_{BUS} , і, отже, v_{tank} закріплюється на нулі.

Рис.3.4 показує, що під час увімкнення Q_1 , струм спочатку проходить через діод вільного ходу замість комутатора, і це дає конденсатор затвора-витоку комутатора, C_{gs} , час для виснаження та перемикання, увімкнення відбувається за нульової напруги.

В ідеальній формі, коли в колі немає такого опору, як DCR або ESR (опір постійного струму, з'єднаний послідовно з котушкою індуктивності, і еквівалентний послідовний опір, з'єднаний з конденсатором для реального представлення компонента), джерело має бути підключено лише для забезпечення енергія для резонансного перетворювача на початку, і оскільки енергія не розсіюється, струм буде проходити вперед і назад між резонансними компонентами необмежено довго. У випадку, коли є дисипативне навантаження, потреба в джерелі енергії зберігається протягом усієї роботи для компенсації

енергії, що надходить до навантаження. Проте факт залишається фактом, що при частковому відключенні джерела вже виснажений індуктор в резонансному перетворювачі буде заряджатися струмом, який йде туди-сюди між резонансними компонентами. Як показано на рис.3.2, струм i_{Lr} , який рухається назад і вперед між резонансними компонентами, є негативним, заряджаючи котушку індуктивності з порівняно повільнішою швидкістю в межах циклу.

Діоди D_2 і D_4 проводять, заряджаючи конденсатори C_{o2} і C_{o4} . Одночасно вже заряджені конденсатори C_{o1} і C_{o3} живлять лінії СД1 і СД3.

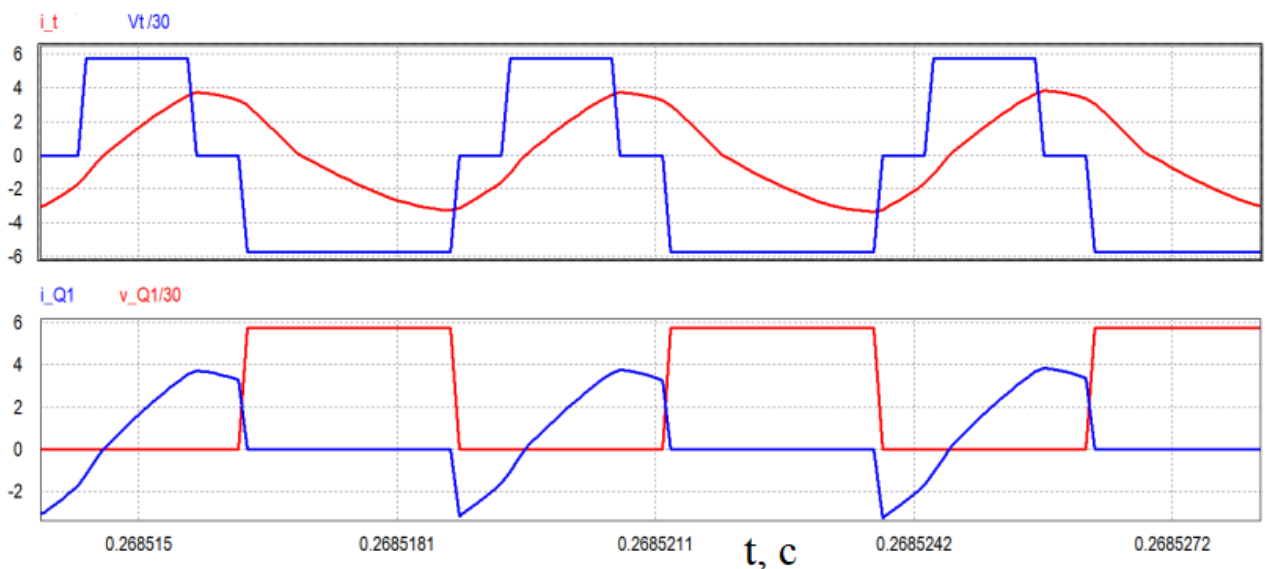


Рисунок 3.4 - Перемикання при нульовій напрузі в комутаторі Q1

Режим II

Рис. 3.2 показує напруги на комутаторах і вхідну напругу резонансного перетворювача за кілька циклів перемикання. Отже, коливання подвійної частоти v_{BUS} , яким нехтують і осцилограми, які мають постійні обвідні. У другому режимі Q_1 і Q_2 є провідними. Як показано на рис.3.5, ПНН було досягнуто під час увімкнення Q_2 . Струм i_{Lr} все ще негативний, але індуктивність L_r заряджається швидше, оскільки джерело напруги підключено. Напрямок i_{Lr} не змінилося, отже, ті самі діоди, діоди D_2 і D_4 увімкнені, а робота схеми пасивного балансування струму залишається незмінною.

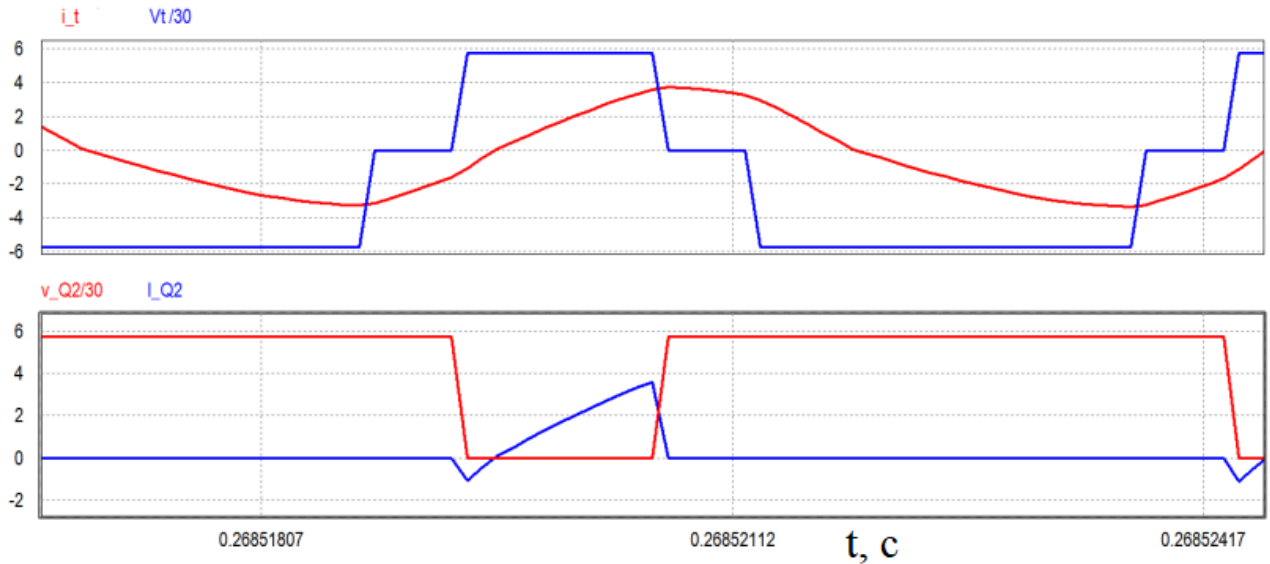


Рисунок 3.5 - Перемикання при нульовій напрузі в комутаторі Q_2

Режим III

Цей режим характеризується такими ж провідними комутаторами, як і попередній режим на стороні резонансного перетворювача. Проте напрямок потоку струму i_{Lr} , а згодом і напрямки струмів на вторинній і третинній стороні трансформаторів є зворотніми. Оскільки «накопичена» енергія в резонансному індукторі тепер буде вичерпана.

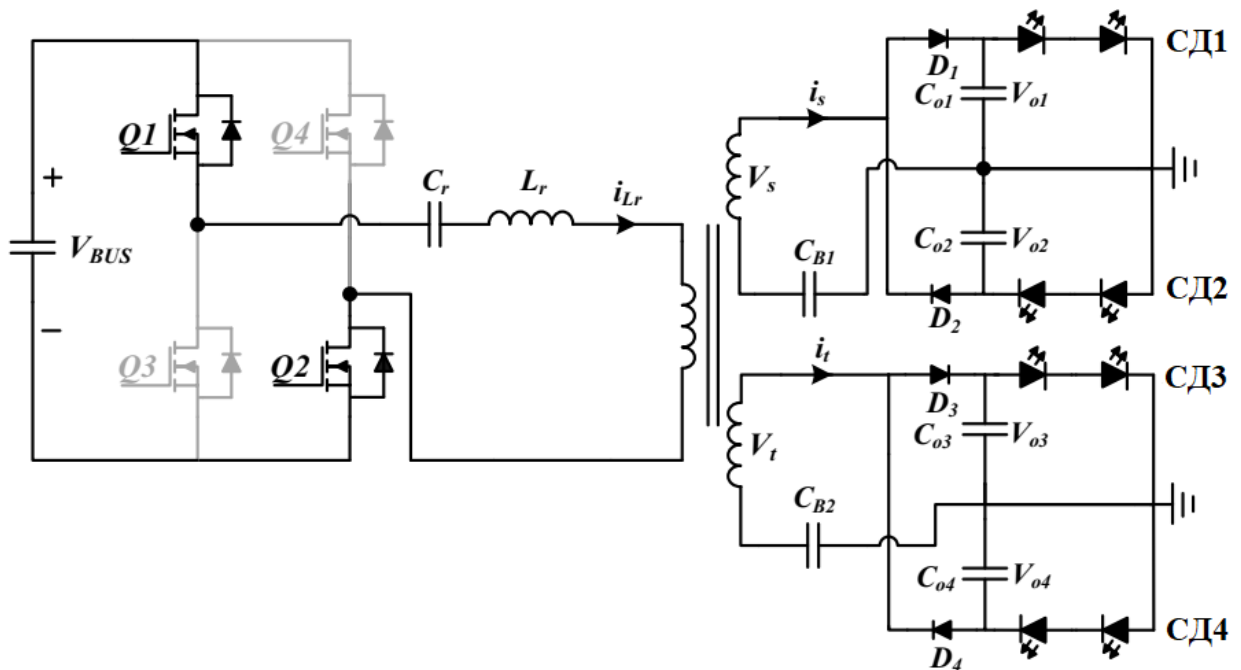


Рисунок 3.6 - Режими 2 і 3 роботи резонансного перетворювача

Діоди D_1 і D_3 проводять, і струм проходить через СД1 і СД3, заряджаючи C_{o1} і C_{o3} .

Режим IV. Режим IV зображено на рис.3.8. Цей режим такий же, як і перший, в тому сенсі, що джерело напруги відключено від резонансної ємності. Перемикачі Q_2 і Q_3 є провідними. Як показано на рис.3.7, Q_3 вмикається в стані ПНН. Відмінність цього режиму від першого режиму полягає в тому, що струм зараз є позитивним і струм проходить через СД1 і СД3 через діоди D_1 і D_3 .

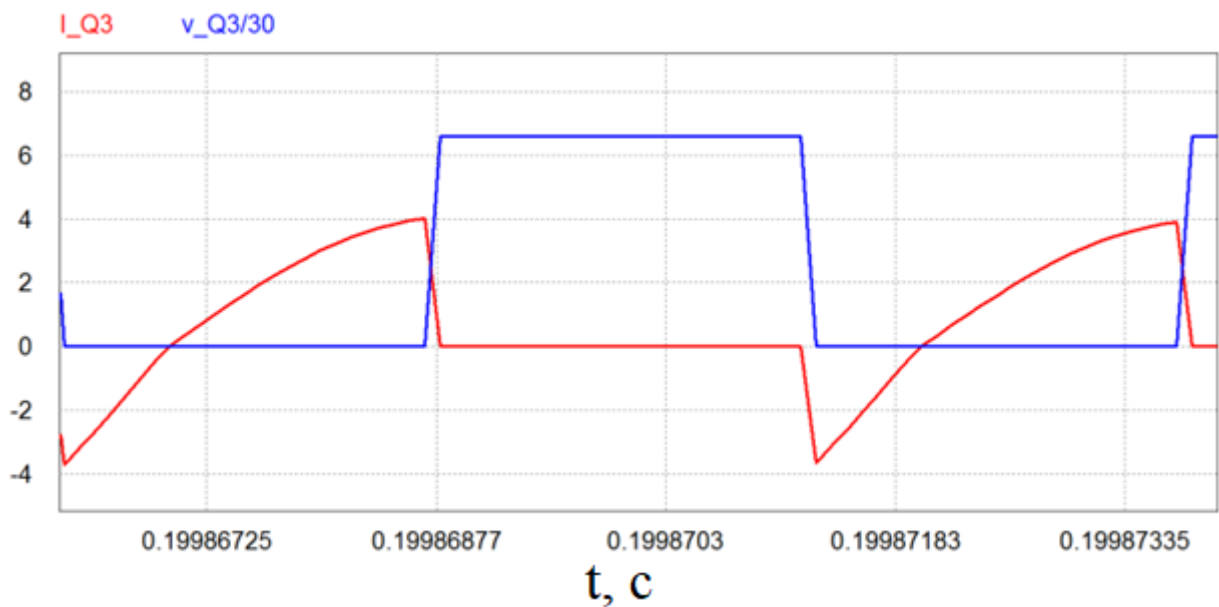


Рисунок 3.7 – Перемикання при нульовій напрузі в комутаторі Q_3

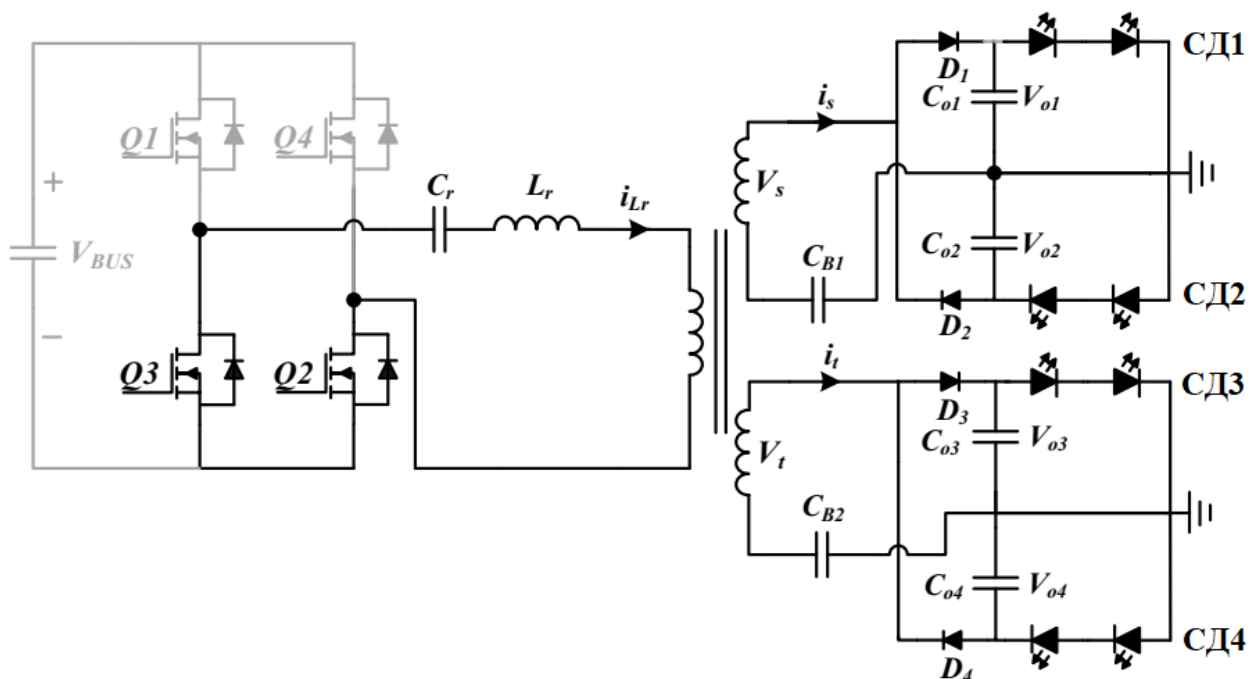


Рисунок 3.8 - Режими 4 роботи резонансного перетворювача

Режим V

Рис.3.10 показаний п'ятий режим роботи ПРП. Як показано на рис.3.9, перемикач Q_4 починає вести за умови ПНН. Разом із Q_3 проводячи, вони представляють негативну напругу на вході резонансного перетворювача. Як можна зробити висновок зі знака i_{Lr} на рис.3.2, робота схеми пасивного балансування струму така ж, оскільки напрямок струму не змінюється. Напруга на котушці негативна, а позитивний напрямок струму через нього свідчить про те, що котушка накопичує енергію в цій частині циклу.

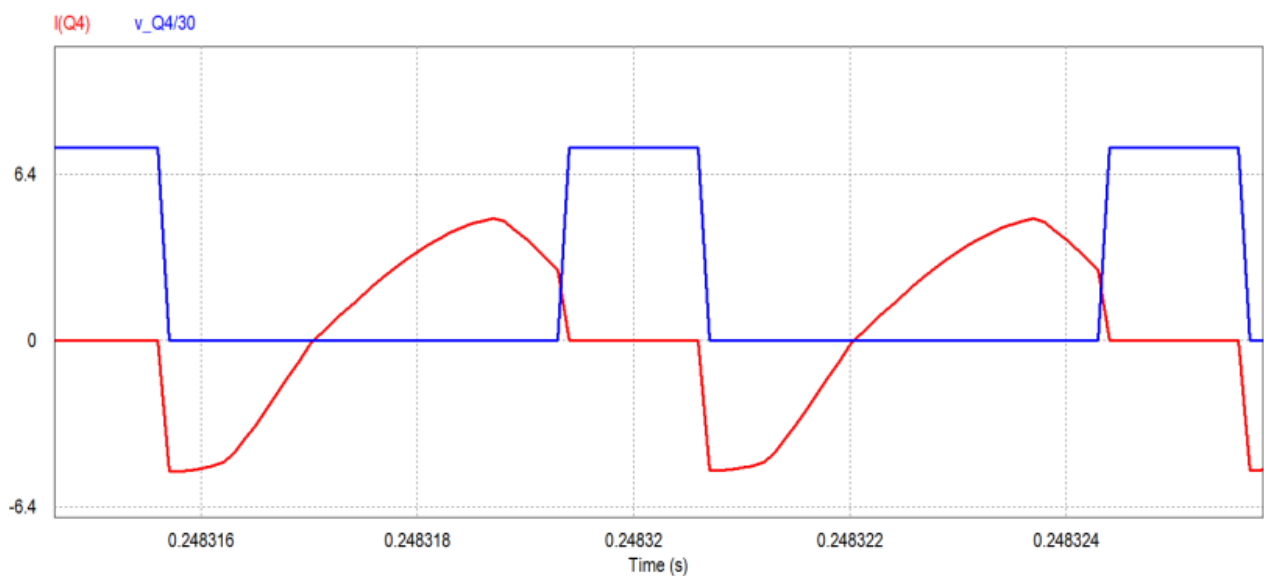


Рисунок 3.9 – Перемикання при нульовій напрузі в комутаторі Q_4

Режим VI. Ті ж перемикачі, що і в попередньому режимі, проводять, оскільки на вході резонансної ємності з'являється негативна напруга. Змінюється напрямок струму і тепер котушка індуктивності швидко витрачає свою енергію. Від'ємний i_{Lr} на рис.3.2 передбачає провідність діодів D_2 і D_4 знову, і струм проходить через СД2 і СД4. Вихідні конденсатори C_{o1} і C_{o3} розряджають струм на СД1 і СД3 відповідно.

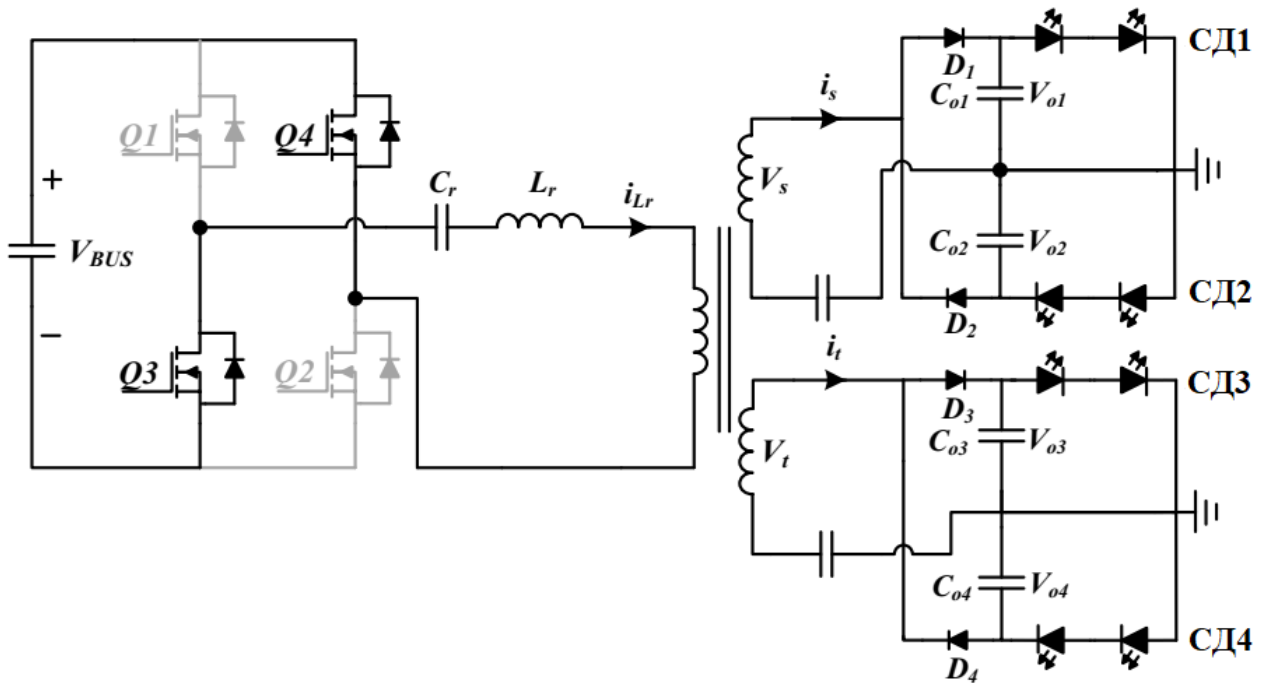


Рисунок 3.10 - Режими 5 і 6 роботи резонансного перетворювача

3.3. Проектування сталого стану послідовного резонансного перетворювача

Дослідники розробили теорему на основі Лапласа (ТЛ), щоб забезпечити точний інструмент параметричного проектування для dc-dc перетворювачів. ТЛ компенсує неточності, включені в звичайні усереднені або чисельні методи, які використовуються для проектування та аналізу dc-dc перетворювачів. Щоб отримати конструктивні параметри та рівняння для резонансного перетворювача, який використовується в цьому світлодіодному драйвері, ТЛ використовується на повному мосту ПРП зі змінним робочим циклом. У цьому розділі надається короткий опис ТЛ. Після цього розглядаються етапи проектування та аналізу ПРП світлодіодного драйвера.

Рішення кожного диференціального рівняння (ДР) може бути синтезовано в нульовий стан і нульові входні відповіді. У той час як перший викликаний функцією введення, другий показує реакцію системи лише на початкові умови. Обидві ці реакції можуть мати перехідну та стійку частини. Підхід ТЛ визначатиме початкові умови на початку кожного циклу, щоб компенсувати

перехідний відгук на вхідну функцію. Таким чином, буде досягнуто чисто періодичний відгук системи.

Припускаючи ДР n -го порядку у формі $P(D)x(t) = f(t)$,

де $D = d/dt$ — оператор диференціювання.

$P(\cdot)$ є характеристичним поліномом представленим нижче:

$$P(D) = \sum_{k=0}^n a_k D^k$$

Характеристичний поліном має n коренів, які можна позначити s_j . $f(t)$ є вхідною періодичною функцією з періодом T , яка має кінцеву кількість розривів, яка застосовується до системи. $x(t)$ – відповідь ДР.

Перетворення Лапласа ДР призведе до

$$P(s)X(s) - G(s) = F(s)$$

де: $P(s)$ є характеристичним поліномом в області Лапласа. Змінна s - представлення оператора диференціювання в області Лапласа. $F(s)$ є перетворенням Лапласа вхідної функції:

$$F(s) = \frac{\int_0^T f(t)e^{-st} dt}{1 - e^{-sT}}$$

$G(s)$ є функцією початкових умов $x(t)$:

$$G(s) = (x_0 a_n) s^{n-1} + (x_0 a_{n-1} + x_1 a_n) s^{n-2} + \dots = \sum_{k=0}^{n-1} b_k s^k$$

$$x(0) = x_0, x^{(1)}(0) = x_1, \dots, x^{(n-1)}(0) = x_{n-1}$$

Розв'язавши n рівнянь $G(s_j) = -F(s_j)$, $j = 1, 2, \dots, n$, отримано n початкових умов x_0, x_1, \dots, x_{n-1} можуть бути досягнуті таким чином, що відповідь системи $x(t)$ може бути чисто періодичною в усталеному стані без будь-яких перехідних процесів.

Одним із застосувань може бути наявність функцій переривчастого перемикання входів. За допомогою ТЛ, знаходячи ці початкові умови, зміни,

викликані розривними функціями перемикання, точно прогнозуються в умовах стаціонарного стану.

Систематичний підхід до пояснення процедури аналізу та проектування ПРП представлений у такому списку:

- Опис топології ПРП, загальних форм сигналу та ДР, що керує поведінкою системи.
- Вивчення деталей щодо умов досягнення ПНН.
- Представлення основного набору змінних, що описують ПРП.
- Лінеаризація ДР шляхом введення проміжних змінних.
- Застосування ТЛ до лінеаризованого ДР для отримання точних рівнянь ПРП у термінах проміжних змінних.
- Знаходження проміжних змінних як функції головних змінних.

Рис.3.11 показує детальну та спрощену схему послідовного резонансного перетворювача. Контролер заснований на ШІМ зі зсувом фази або підході змінного робочого циклу, де d - це коефіцієнт заповнення, що змінюється від 0 до 50% і $d' = 0,5 - d$.

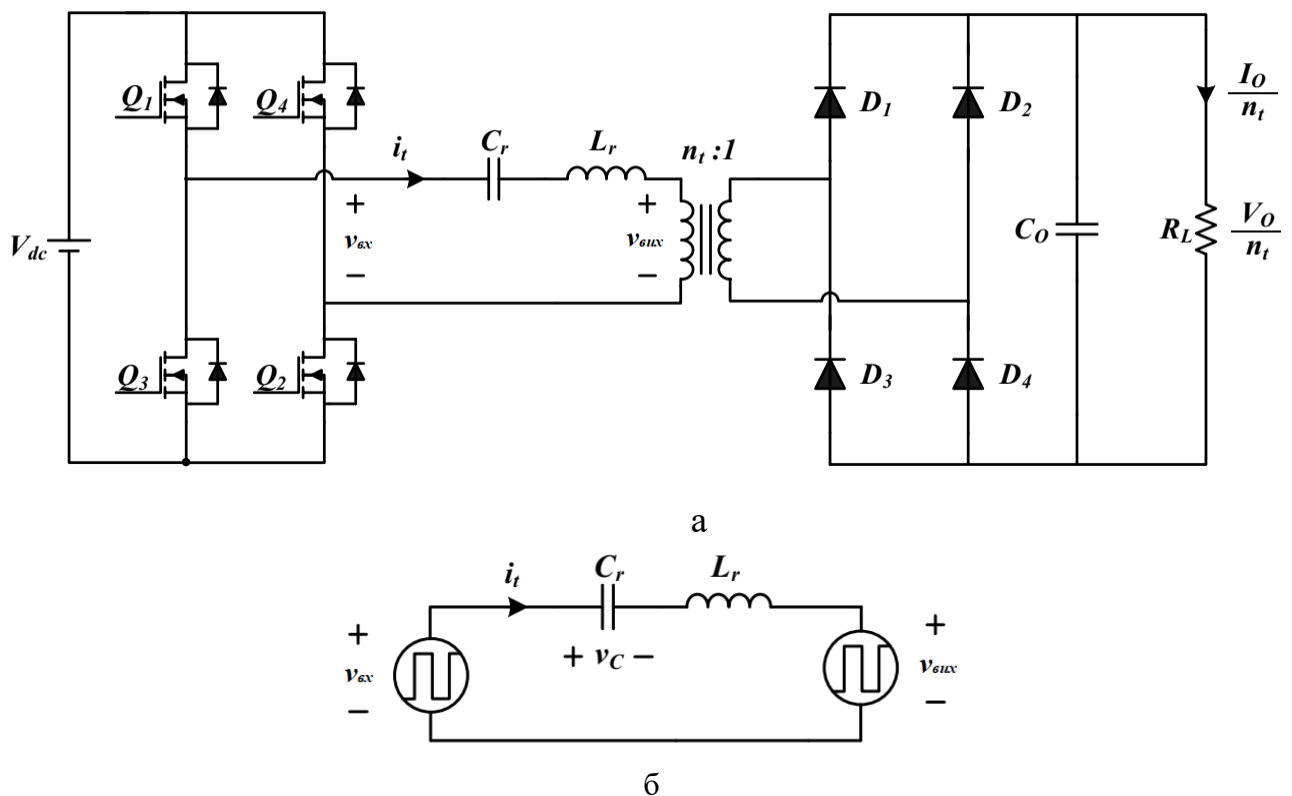


Рисунок 3.11 - Послідовний резонансний перетворювач: (а) схема, (б) спрощена схема

Припускаючи спрощену версію ПРП на рис.3.11(б) для роботи в режимі РБП диференціальне рівняння, що моделює поведінку системи, виглядає наступним чином:

$$L \frac{di(t)}{dt} = v_{in}(t) - v_c(t) - v_{out}(t) \quad (3.1)$$

де вихідна напруга резонансного перетворювача $v_{out}(t)$ має форму прямокутної форми і дорівнює:

$$v_{out}(t) = V_o \operatorname{sgn}(i_{tank}(t))$$

Функція $\operatorname{sgn}()$ обумовлена наявністю діодного мостового випрямляча на виході. Враховуючи вихідний конденсатор C_O досить великий, напруга на

навантаженні може бути постійною $\frac{V_o}{n_t}$. Залежно від напрямку I_o можна зробити висновок, що значення вихідної напруги резонансного перетворювача V_{out} становить V_o , коли D_1 і D_4 проводять, і $-V_o$, коли струм проходить через D_2 і D_3 .

Більш детальний погляд на вхідну та вихідну напругу резонансного перетворювача, $V_{in}(t)$ і $V_{out}(t)$, представлені на рис.3.12, показує резонансну вхідну напругу, $V_{in}(t)$, яка має три рівні: V_{in} , 0 і $-V_{in}$. Вихідна напруга резонансного перетворювача $V_{out}(t)$ знаходиться в фазі з його струмом $i_{tank}(t)$ і може мати значення V_o та $-V_o$ залежно від напрямку струму.

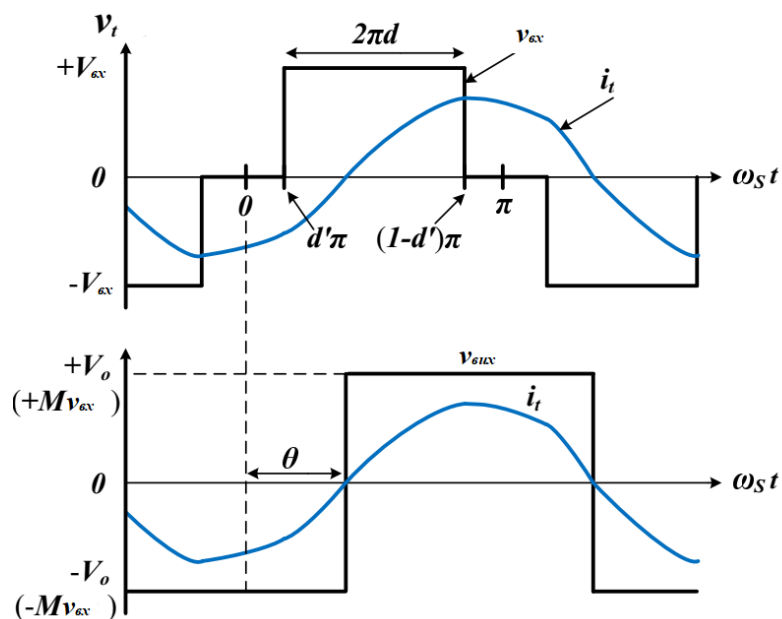


Рисунок 3.12 - Типові форми сигналів послідовного резонансного перетворювача

ПНН може бути досягнуто при перемиканні увімкнення за допомогою повного мостового перетворювача за умови, що резонансний перетворювач працює вище резонансної частоти. Це, у свою чергу, зробить імпеданс резонансної котушки індуктивності домінуючим над опором резонансного конденсатора. Таким чином, весь резонансний перетворювач діє як індуктор. Знову поглянувши на рис.3.12 підтверджує це припущення, показуючи фазовий зсув між $i_{tank}(t)$ і $V_{in}(t)$. Як показано на рисунку, якщо ми встановимо початкову точку для вхідної напруги (позначену точкою 0), струм матиме відставання фази в θ . Після встановлення початкової точки для вхідної напруги, дія перемикання відбувається в момент $d' \pi$. ПНН забезпечується, коли значення для $i_{tank}(t)$ у цей момент є від'ємним. Умова, за якої забезпечується від'ємність струму $i_{tank}(t)$ у момент перемикання, полягає в тому, що θ має бути більше, ніж $d' \pi$.

$$\theta > d' \pi \quad (3.2)$$

Рис.3.12 припускає, що ПНН буде досягнуто без особливих труднощів при роботі з великими робочими циклами (більший фазовий зсув φ між повними колами моста). Але при доставці меншої кількості потужності до резонансного перетворювача та роботі з меншими робочими циклами значення для $d' \pi$ збільшується та може перевищити значення θ , що призведе до втрати ПНН.

Забезпечити першу умову ПНН у рівнянні 3.2, необхідні знання про форми сигналу та характеристики ПРП. Краще розуміння характеристик перетворювача можуть бути забезпечені введенням основних змінних F , Q і d .

$$F = \frac{f_s}{f_r} = \frac{\omega_s}{\omega_r} > 1 \quad (3.3)$$

$$Q = \frac{Z_0}{n_t^2 R_L} \quad (3.4)$$

де F - нормалізована частота.

Значення для F повинно бути більшим за 1, щоб забезпечити індуктивну поведінку резонансного перетворювача і, отже, ПНН операцію. Q - фактор якості навантаження. Це співвідношення між характеристичним опором резонансної

ємності та еквівалентним опором навантаження відноситься до первинної сторони трансформатора, тобто $n_1^2 R_L$.

Знання про три основні змінні F , Q і d достатньо, щоб отримати всі характеристики ПРП і описати його поведінку.

Підставляючи $i = C_r \frac{dv_{c_r}(t)}{dt}$ в рівняння 3.1 призведе до наступного диференціального рівняння:

$$L_r C_r \ddot{v}_c(t) + v_{c_r}(t) = v_{in}(t) - V_o \operatorname{sgn}(i_{tank}(t)) \quad (3.5)$$

Як згадувалося раніше, рівняння 3.5 є нелінійним через переривчасту вхідну та вихідну напругу. Традиційний підхід до лінеаризації вихідної напруги та функції sgn , полягає в моделюванні вихідного діодного випрямляча з опором,

$$R_{ac} = \frac{\pi^2 R_L}{8} \quad \text{напруга та струм знаходяться в фазі, згідно до рис.3.12)}$$

Для вхідної напруги з формою, представленою в рис. 3.12 загальним підходом лінеаризації є моделювання його з першою гармонікою його ряду Фур'є, оскільки резонансний контур другого порядку зменшить інші гармоніки. Проблема, яка виникає з цим способом лінеаризації в керуванні змінною заповнення, полягає в тому, що зі зміною заповнення інші гармоніки зростають до такого рівня, що ними не можна знехтувати.

Проміжні змінні θ і M визначені для усунення нелінійності рівняння 3.5. θ – поточне відставання фази від напруги $v_{in}(t)$, $M = v_{out}/v_{in}$ – коефіцієнт підсилення напруги перетворювача. Коефіцієнт підсилення напруги M і запізнення по фазі струму θ розраховуються наступним чином:

$$M = \begin{cases} \left(\frac{2F}{\pi Q} \right) \frac{AB\sqrt{A^2 + B^2 - 1} - B^2}{A^2 + B^2} & \text{if } d'\pi < \theta \\ \left(\frac{2F}{\pi Q} \right) \frac{\sin\left(\frac{\pi d}{F}\right)}{\sqrt{\left(\frac{2F}{\pi Q} \sin\left(\frac{\pi}{2F}\right)\right)^2 + \cos^2\left(\frac{\pi}{2F}\right)}} & \text{if } d'\pi \geq \theta \end{cases} \quad (3.6)$$

$$A = \sin\left(\frac{\pi d}{F}\right) \tan\left(\frac{\pi}{2F}\right) + \cos\left(\frac{\pi d}{F}\right), \quad B = \frac{\pi Q \cos\left(\frac{\pi d'}{F}\right)}{2F \sin\left(\frac{\pi}{2F}\right)}$$

$$\theta = \begin{cases} \frac{\pi}{2} - F \sin^{-1} \left(\frac{A\sqrt{A^2 + B^2 - 1} - B}{A^2 + B^2} \right) & \text{if } d'\pi < \theta \\ F \cos^{-1} \left(\left(1 + \left(\frac{\pi Q}{2F} \cot \frac{\pi}{2F} \right)^2 \right)^{-\frac{1}{2}} \right) & \text{if } d'\pi \geq \theta \end{cases} \quad (3.7)$$

Замінивши θ на $d'\pi$ у рівнянні 3.7 отримано критичне значення заповнення $d_{ПНН}$. Для будь-якого d між критичним значенням, $d_{ПНН}$, і максимальним значенням, 50%, робота ПНН гарантується.

$$d_{zvs} = 0.5 - \frac{F}{\pi} \cos^{-1} \left(\left(1 + \left(\frac{\pi Q}{2F} \cot \frac{\pi}{2F} \right)^2 \right)^{-\frac{1}{2}} \right) \quad (3.8)$$

На рис.3.1, вхідна напруга ПРП, v_{BUS} , коливається між мінімальним і максимальним значенням. Мета полягає в тому, щоб спроектувати ПРП таким чином, щоб підтримувати ідеальну кореляцію між мінімальною-максимальною вхідною напругою та мінімально допустимим-максимальним робочим циклом, щоб забезпечити доставку постійної напруги до навантаження під час роботи в умовах ПНН.

З аналізу, проведеного в попередньому розділі, $d = 50\%$ відповідає максимальному посиленню напруги, оскільки робочий цикл зменшується, коефіцієнт посилення напруги падає. Мінімальний робочий цикл, дозволений для підтримки роботи ПНН, становить $d = d_{ПНН}$, що відповідає мініимальному (допустимому) посиленню напруги.

$$\frac{M(d = 50\%)}{M(d = d_{zvs})} = \frac{v_{BUS}^{Max}}{v_{BUS}^{Min}}$$

$$v_{BUS}^{Min} = 184 \text{ V} \quad v_{BUS}^{Max} = 238 \text{ V} \quad (3.9)$$

Як згадувалося раніше, значення мінімальної та максимальної напруги кола постійного струму, v_{BUS}^{Min} і v_{BUS}^{Max} , відомі відповідно до конструкції етапу корекції коефіцієнта потужності. Значення вихідної потужності для світлодіодів і напруга світлодіодної лінії, $V_{dc,out}$, також відомі.

Відповідно напруга на резонансному конденсаторі становить:

$$v_{Cr} = \frac{\pi Q}{2F} M v_{BUS} = \frac{\pi Q}{2F} n_t V_{dc,out} \quad (3.10)$$

Коли значення Q збільшується, до резонансного конденсатора буде прикладатися більша напруга. Отже, для проектування резонансної ємності з меншим конденсатором значення F (а згодом і частота перемикання) встановлюється високим, а Q має мати низьке значення, наведений нижче набір нелінійних рівнянь вводиться для обчислення значень F і Q .

$$\begin{cases} \frac{\pi Q}{2F} M(d = 50\%) v_{BUS}^{Min} = 120V \\ \frac{M(d = 50\%)}{M(d = d_{ZVS})} = \frac{v_{BUS}^{Max}}{v_{BUS}^{Min}} \end{cases} \quad (3.11)$$

Значення 120 В було обрано як максимальну напругу на резонансному конденсаторі. Вибравши 1,594 для F , значення для Q було розв'язано $\sim 1,315$ за допомогою чисельного методу розв'язання нелінійного рівняння 3.11.

Коефіцієнт трансформації трансформатора. Отримавши значення основних змінних F і Q , коефіцієнт трансформації трансформатора можна розрахувати за рівнянням 3.10. Ми маємо :

$$n_t = v_{Cr} \frac{2F}{\pi Q V_{dc,out}} = 1.85$$

Характеристика імпедансу резонансного перетворювача. Для напруги світлодіодної лінії 50 В і вихідної потужності 200 Вт можна розрахувати R_L :

$$R_L = \left(\frac{50^2}{200} \right) = 12.5 \Omega$$

Відповідно до рівняння 3.4, значення характеристичного опору резонансного перетворювача можна розрахувати наступним чином:

$$Z_0 = R_L Q n_t^2 = 56.2573$$

Вибравши частоту перемикання 200 кГц, можна отримати резонансну частоту:

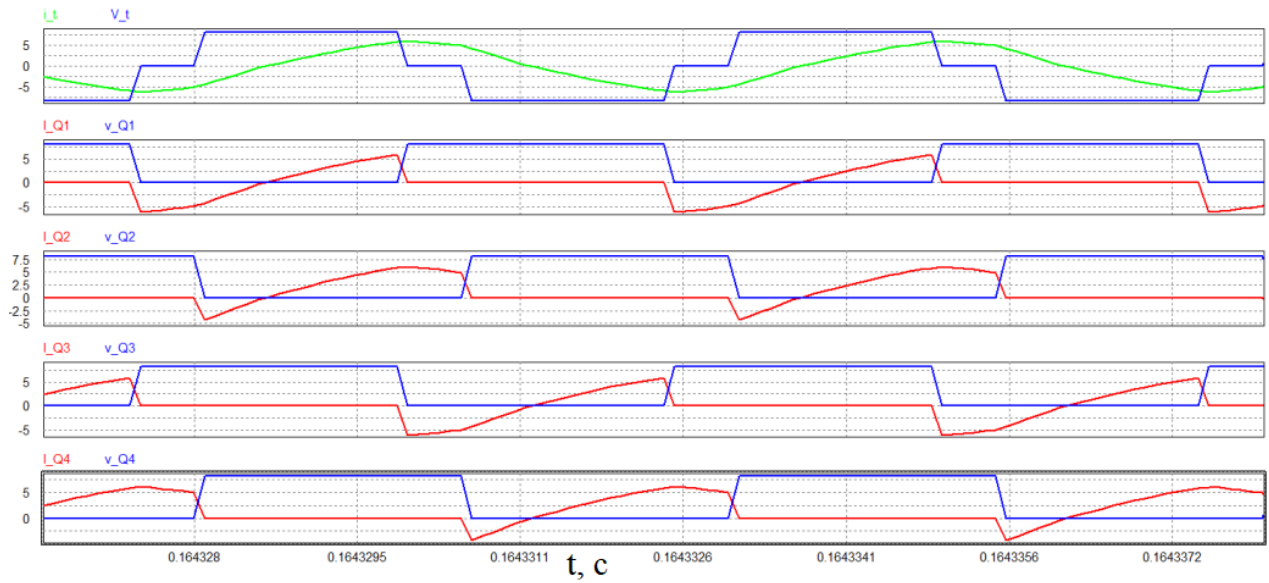
$$f_r = \frac{f_s}{F} = \frac{200 \text{ kHz}}{1.594} \approx 125.47 \text{ kHz}$$

$$\omega_r = 2\pi f_r \approx 788354 \frac{\text{rad}}{\text{sec}}$$

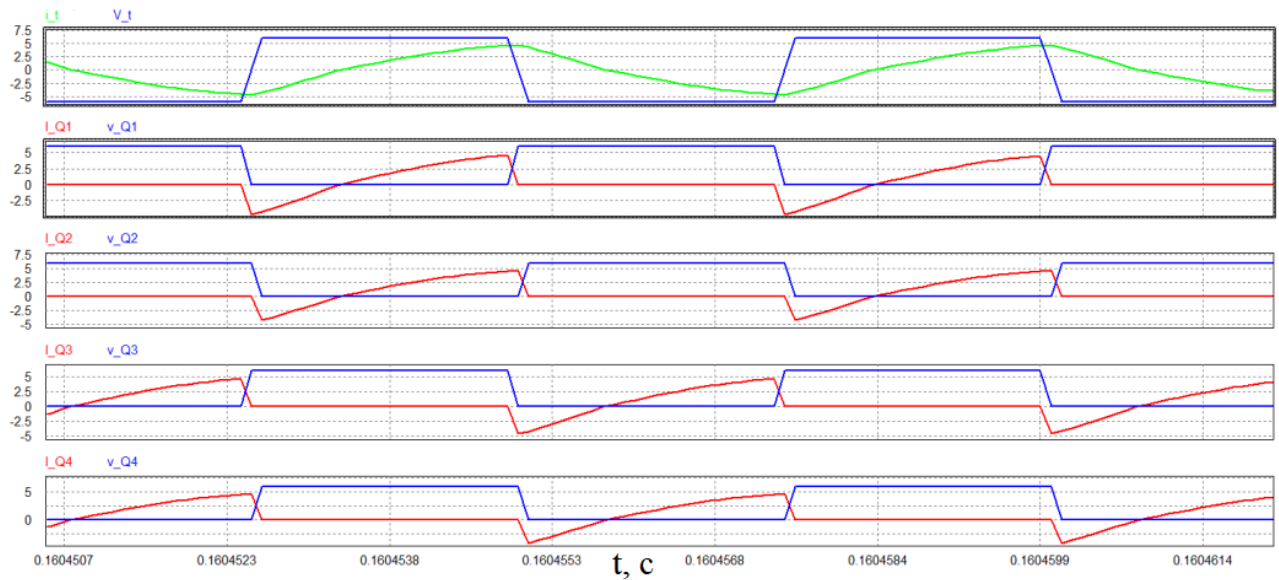
$$L_r C_r = \left(\frac{1}{\omega_r} \right)^2$$

Значення для L_r і C_r можна вибрати з доступних продуктів, як показано нижче:

$$L_r=69,9 \text{ мкГн і } C_r=23 \text{ нФ}$$



а



б

Рисунок 3.13 – Осцилограми комутаційних напруг та струмів ПРП протягом усіх режимів роботи: (а) Під час піку напруги кола постійного струму, (б) Під час спаду напруги кола постійного струму

Рис. 3.13 показує комутаційні напруги та струми ПРП протягом усіх режимів роботи. Як показано на рис. 3.13 (а) на піку вхідної напруги ПРП фазовий зсув між комутаторами Q_1 і Q_2 змушує вихідну напругу Н-мосту залишатися на нулі протягом частини циклу. Перемикання при нульовій напрузі досягається в кожному режимі під час роботи. Як показано на рис. 3.13(б), вихідна напруга Н-мосту подібна до біполярного методу перемикання ШІМ і має два рівні завдяки реалізації нульового зсуву фази для полегшення максимального потоку потужності від кола постійного струму до виходу. Вольт-амперні осцилограми комутаторів на цьому рисунку демонструють досягнення ПНН увімкнено у всіх режимах роботи.

3.4 Висновки до роздлу

У цьому розділі представлено схему послідовного резонансного перетворювача (ПРП), яка покращує запропонований світлодіодний драйвер за допомогою високої ефективності, м'якому. ШІМ зі зсувом по фазі використовується для керування струмом у колах світлодіодів відповідно до зміни вхідної напруги ПРП. У цьому розділі представлено короткий вступ до схеми ПРП. Також представлено принцип роботи ПРП з описом усіх режимів роботи. Представлено аналіз стаціонарного стану, теорему Лапласа (ТЛ) використано як систематичний інструмент для отримання параметрів конструкції для послідовного резонансного перетворювача.

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.

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 об'єктовані урни 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, квартири. 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

Було проведено аналіз і розробку драйвера світлодіодів для вуличного освітлення, виконано симуляційну перевірку та представлено експериментальну перевірку для каскаду коефіцієнта корекції потужності на основі пікового регулювання напруги. Метою цього світлодіодного драйвера є досягнення фіксованої частоти в каскаді коефіцієнта корекції потужності, усунення електролітичного конденсатора та досягнення м'якого перемикання другого каскаду з одночасним контролем вихідного струму та роз'єднанням вхідної та вихідної напруги. Основні результати та висновки дисертаційної роботи наведено нижче:

- Проведено всебічний огляд різноманітних схем світлодіодних драйверів та схем керування.

- Запропоновано двокаскадну схему світлодіодного драйвера шляхом каскадування підвищувального перетворювача із корекцією потужності та послідовним резонансним перетворювачем. Послідовний резонансний перетворювач пропонує компактну, ефективну та ізольовану схему з можливістю комутації на високих частотах для забезпечення швидкої динаміки а також досягнення перемикання при нульовій напрузі.

- Узагальнену схему контролю пікового струму було використано для зменшення коефіцієнта гармонік та ЕМП за рахунок збереження постійної частоти комутації.

- Для усунення електролітичного конденсатора було застосовано метод розділення напруги, який допускає великі коливання напруги на колі постійного струму і використовує більш швидку динаміку контролера резонансного перетворювача потужності, щоб відокремити вихідну напругу від вхідної.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. MAD Costa, Ricardo N do Prado, Alexandre Campos, and Alysson R Seidel. An analysis about valley fill filters applied to electronic ballasts. In *Industrial Electronics Society, 2003. IECON'03. The 29th Annual Conference of the IEEE*, volume 1, pages 509–514. IEEE, 2003
2. Андрійчук, В. А.; Філюк, Я. О. Акумуляючі пристрої для систем автономного живлення світлотехнічних установок. Технічна електродинаміка, 2017.
3. Werner Thomas and Johannes Pforr. A novel low-cost current-sharing method for automotive led-lighting systems. In *Power Electronics and Applications, 2009. EPE'09. 13th European Conference on*, pages 1–10. IEEE, 2009.
4. E Fred Schubert, Jong Kyu Kim, Hong Luo, and JQ Xi. Solid-state lighting a benevolent technology. *Reports on Progress in Physics*, 69(12):3069, 2006.
5. Andriychuk, V. A.; Filiuk, Y. O. Система автономного живлення зовнішнього освітлення. *Lighting Engineering & Power Engineering*, 2017, 1: 17-22.
6. Mohammad Ebrahimi and S Ali Khajehoddin. Fixed switching frequency generalized peak current control (gpcc) of dc–ac converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(8):6605–6616, 2017.
7. Mohammad Daryaei, Mohammad Ebrahimi, and S Ali Khajehoddin. Accurate parametric steady state analysis and design tool for dc-dc power converters. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2016 IEEE*, pages 2579–2586. IEEE, 2016.
8. Pedro Santos Almeida, Douglas Camponogara, Marco Dalla Costa, Henrique Braga, and J Marcos Alonso. Matching led and driver life spans: A review of different techniques. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 9(2):36–47, 2015.
9. Cornell Dubilier. Aluminum electrolytic capacitor application guide. Accessed 6th Sept, 2011..
10. SY Hui, Si Nan Li, Xue Hui Tao, Wu Chen, and WM Ng. A novel passive offline led driver with long lifetime. *IEEE Transactions on Power*

Electronics, 25(10):2665–2672, 2010.

11. Qingcong Hu and Regan Zane. Minimizing required energy storage in off-line led drivers based on series-input converter modules. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(10):2887–2895, 2011.

12. Vencislav Cekov Valchev and Alex Van den Bossche. *Inductors and transformers for power electronics*. CRC press, 2005.

13. 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>.

14. 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>.

15. 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.