

Міністерство освіти і науки України
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя
Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії
Кафедра електричної інженерії

Пояснювальна записка

до кваліфікаційної роботи

магістр

(освітньо-кваліфікаційний рівень)

на тему: «ІМПУЛЬСНЕ ЖИВЛЕННЯ СВІТЛОДІОДНИХ СИСТЕМ
ОСВІТЛЕННЯ»

Виконав:	студент VI курсу, групи ЕЕМ-61, спеціальності 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка (шифр і назва напряму підготовки, спеціальності) Федик Степан Романович (прізвище та ініціали)
Керівник	Андрійчук Володимир Андрійович (прізвище та ініціали)
Нормоконтроль	Вакулєнко Олександр Олексійович (прізвище та ініціали)
Рецензент	Габрусєв Григорій Валерійович (прізвище та ініціали)

Тернопіль – 2021 рік

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)

« » _____ 2021 р.

З А В Д А Н Н Я
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

на здобуття освітнього ступеня _____ магістр
(назва освітнього ступеня)

за спеціальністю 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка
(шифр і назва спеціальності)

студенту _____ Федіку Степану Романовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Імпульсне живлення світлодіодних систем освітлення

Керівник роботи Андрійчук Володимир Андрійович, д.т.н., професор.
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

Затверджені наказом ректора від « 29 » вересня 2021 року № 4/7-807

2. Термін подання студентом завершеної роботи 10 грудня 2021 року

3. Вихідні дані до роботи комерційно доступні світлодіодні джерела живлення FYL-3014 і ARPL-1W, драйвер IR2304 для управління силовими транзисторними ключами

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

1. Аналітичний розділ

2. Науково-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)

1. Будова типових світлодіодів 1л. ф – А1

2. Схема роботи імпульсного перетворювача 1л. ф – А1

3. Схема експериментальної установки 1л. ф – А1

4. Схема ключа експериментальної установки 1л. ф – А1

5. Схема роботи зворотного перетворювача 1л. ф – А1

6. Принципова схема імпульсного блоку живлення 1л. ф – А1

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	Гурик О. Я. к.т.н., доцент		
	Клепчик В.М., старший викладач		
Нормоконтроль	Вакуленко О.О., старший викладач		

7. Дата видачі завдання _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Вступ	10.2021	
2	Аналітичний розділ	10.2021	
3	Науково-дослідницький розділ	10.2021	
4	Проектно-конструкторський розділ	11.2021	
5	Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	11.2021	
6	Висновки	12.2021	
7	Оформлення пояснювальної записки	12.2021	
8	Оформлення графічної частини	12.2021	

Студент

_____ (підпис)

Федик С.Р.

_____ (прізвище та ініціали)

Керівник роботи

_____ (підпис)

Андрійчук В.А.

_____ (прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

Федик С.Р. Імпульсне живлення світлодіодних систем освітлення, 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка; Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії. Кафедра електричної інженерії, група ЕЕМ-61. – Тернопіль: ТНТУ, 2021

Стор. - 71; рис. - 34; табл. - 7; джерел – 20.

У цій кваліфікаційній роботі було розглянуто проблему живлення світлодіодних джерел світла з використанням імпульсних джерел живлення. Розглянуто можливості роботи широтно-імпульсної модуляції для регулювання яскравості світлодіодних джерел світла.

Наведено приклад розрахунку основних вузлів імпульсного джерела живлення, починаючи вибором пасивних елементів, проектуванням імпульсного трансформатора, та закінчуючи розрахунком вхідного мережевого фільтру.

Виконано детальне дослідження роботи світлодіодних джерел світла в процесі їх живлення імпульсами з широтною модуляцією. Результати було проаналізовано та висунуто пропозиції для покращення роботи подібних джерел живлення.

Ключові слова: імпульсні джерела живлення, широтно-імпульсна модуляція, живлення світлодіодних джерел світла, світлодіоди, зворотногоходовий перетворювач, ШІМ контролер, драйвер світлодіодів.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	6
1. АНАЛІТИЧНИЙ РОЗДІЛ.....	8
1.1 Будова та принцип дії світлодіодів.....	8
1.2 Технічні характеристики та підключення світлодіодів.....	10
1.3 Проблеми лінійного регулювання яскравості.....	12
1.4 Широтно–імпульсна модуляція.....	13
1.5 Принцип роботи імпульсних джерел живлення.....	17
1.6 Висновки до розділу.....	19
2. НАУКОВО-ДОСЛІДНИЦЬКИЙ РОЗДІЛ.....	20
2.1 Проблема оптимальної частоти імпульсів.....	20
2.2 Постановка першого експерименту.....	20
2.3 Результати досліджень та їх обговорення.....	21
2.4 Постановка другого експерименту.....	26
2.5 Електричні характеристики світлодіодного кола при імпульсному живленні.....	27
2.6 Висновки до розділу.....	32
3. ПРОЕКТНО-КОНСТРУКТОРСЬКИЙ РОЗДІЛ.....	33
3.1 Визначення завдання до проектування.....	33
3.2 Вибір топології імпульсного перетворювача.....	33
3.3 Вибір та розрахунок ШІМ контролера.....	36
3.4 Розрахунок трансформатора.....	41
3.5 Вибір транзисторного ключа.....	48
3.6 Розрахунок мережевого фільтру радіоперешкод.....	50
3.7 Вибір пасивних елементів.....	55
3.8 Висновки до розділу.....	58

4. ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....	59
4.1. Значення освітлення для життя і здоров'я людини.....	59
4.2. Штучне освітлення. Нормування штучного освітлення.....	59
4.3. Основні відомості з електробезпеки.....	63
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ.....	69
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	70

ВСТУП

Актуальність теми. Світлодіодні джерела світла, завойовують все більшу популярність на ринку, завдяки своїм економічним та експлуатаційним характеристикам. В ході досліджень [18] було виявлено що оптимальний термін служби світлодіодних джерел освітлення сягає *25 000 год.*, що в рази більше мінімально визначеного законодавством ЄС – *6 000 год.* Згідно даних міжнародного стандарту енергоефективності споживчих товарів «*Energy Star*» [15], світлодіодна лампа потужністю *9W* обходиться покупцеві в *1,26 дол/рік*, тоді як галогенна лампа потужністю *43 Вт* з аналогічним світловим потоком обходиться в *6,02 дол/рік*. Згідно статистики одного з найбільших на сьогодні виробників світлодіодних ламп та світильників, компанії «*Philips*», у 2016 році було продано в два рази більше світлодіодних ламп ніж минулого. Такі темпи розвитку можуть вражати, особливо враховуючи пропорційне зниження ціни на світлодіодні лампи.

Оскільки світлодіодні джерела світла сьогодні розповсюджується з такими високими темпами, то відповідно постає питання їх ефективного та якісного живлення. Старі схеми живлення у вигляді трансформаторних “лінійних” блоків живлення вже мало підходять для таких цілей, причиною є їх ціна, габарити та неефективність регулювання. Як наслідок, набирають популярності альтернативні, імпульсні трансформаторні та безтрансформаторні блоки живлення. Імпульсне живлення світлодіодних джерел світла є однією з найбільш ефективних на сьогодні систем живлення, що робить його цікавим та перспективним предметом для наукових досліджень.

Мета і завдання роботи. Полягає у визначенні технічних характеристик сучасних схем імпульсного живлення світлодіодних джерел світла та їх перспектив. Для цього було поставлено ряд завдань, таких як – огляд та вибір сучасних схем імпульсного живлення, виконання необхідних для обраної схеми розрахунків, виконання експериментальних досліджень та обробка їх результатів, формування висновків.

В процесі дослідження імпульсного живлення, будуть розглянуті особливості та проблеми живлення саме світлодіодних джерел освітлення. Для порівняння також розглянемо альтернативні схеми живлення. Результати отримані в ході роботи повинні показати та довести ефективність схем імпульсного живлення порівняно з альтернативами.

Об'єкт дослідження: світлодіодні лампи різної температури кольору, перехідні процеси при живленні їх, імпульсними джерелами живлення з широтною модуляцією імпульсів.

Предмет дослідження: методи імпульсного живлення світлодіодних джерел світла, аналіз процесів що виникають у колі їх живлення, впровадження заходів для оптимізації роботи імпульсних перетворювачів.

Наукова новизна отриманих результатів. Виконано дослідження світлодіодних джерел світла імпульсним живленням із застосуванням широтної модуляції. Розроблено експериментальну установку для коректної постановки необхідних експериментів та розроблено необхідну методику обробки отриманих результатів. Наглядно показано виміряні імпульсні показники живлення, фронти імпульсів, час затухання. Визначено максимальну частоту та коефіцієнт заповнення імпульсів, для який світловий потік є номінальним.

Практична цінність результатів дослідження. Отримано залежності світлотехнічних та електротехнічних параметрів світлодіодних джерел світла при імпульсному живленні. Наведено приклад розрахунку імпульсного джерела живлення з підтримкою широтно-імпульсної модуляції.

Апробація результатів магістерської роботи. Основні положення роботи та її результати викладено у науковій статті «Проблеми розробки імпульсного перетворювача для світлодіодних джерел світла» що була опублікована у науковому журналі «Вісник науки, № 36» (Одеса, Україна).

Структура роботи. Робота складається із вступу, 4 розділів, висновків та переліку посилань (20 найменувань).

АНАЛІТИЧНИЙ РОЗДІЛ

1.1. Будова та принцип дії світлодіодів.

Перший світлодіод було розроблено, створено та запатентовано працівниками компанії «*Texas Instrument*» – Бобом Б'ярдом і Гарі Пітманом, в 1961 році, використовувався такий діод в основному у якості індикаторів в електронних приладах. Згодом групою американського фізика Ніка Голоняка в компанії «*General Electric*», був розроблений світлодіод що працює у видимому діапазоні світла. В якості напівпровідникового матеріалу в них використовувався арсенід алюмінію та індію, а також їх суміші. Світловіддача таких світлодіодів була на рівні $0,1 \text{ лм/Вт}$, а термін роботи всього кілька сотень годин, що не дозволяло використовувати їх у ролі джерел світла. Але в кінці 80-х років, дослідження у сфері напівпровідникових матеріалів, дозволили збільшити потужність, яскравість та віддачу світла.

Світлодіод – це один з різновидів діода, його особливістю є здатність випромінювати світло при прямому підключенні, яке відбувається в результаті рекомбінації електронів та дірок.

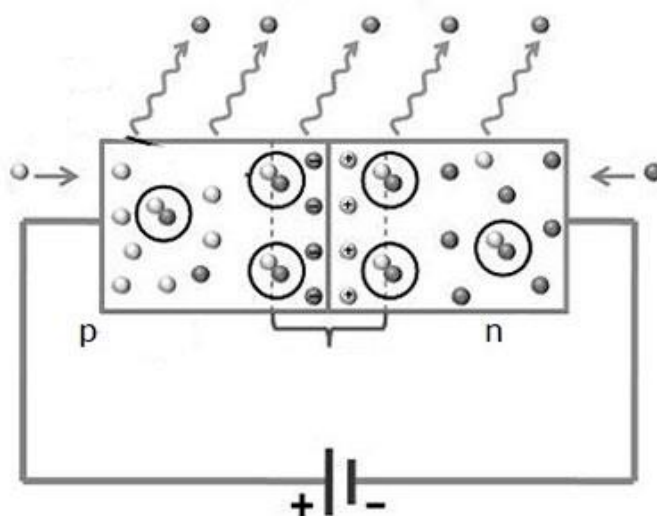


Рисунок 1.1 – Процес рекомбінації зарядів у світлодіоді

Перш за все, до складу світлодіоду, як і любого іншого діода, входить р-п перехід, що являє собою контакт двох напівпровідників з різними типами

провідності. Якщо до цього $p - n$ переходу під'єднати джерело струму, в місці контакту починається рух зарядів з області одного типу провідності до другої, що можна схематично побачити на рис. 1.1.

Оскільки звичайний діод функціонує також на основі $p-n$ переходу але світло не випромінює, то для того щоб $p-n$ перехід почав випромінювати світло, потрібно дотримуватись двох умов.

По-перше, ширина забороненої зони в активній області світлодіоду повинна бути близька до енергії квантів видимого світла.

По-друге, через наявність дефектів у напівпровідникових кристалах, рекомбінація може відбутись без випромінювання, тому використаний напівпровідниковий матеріал повинен містити чим менше таких дефектів.

Оскільки одночасно дотримуватись двох умов важко, було вирішено застосовувати «гетероструктури», які є багатшаровими напівпровідниковими структурами.

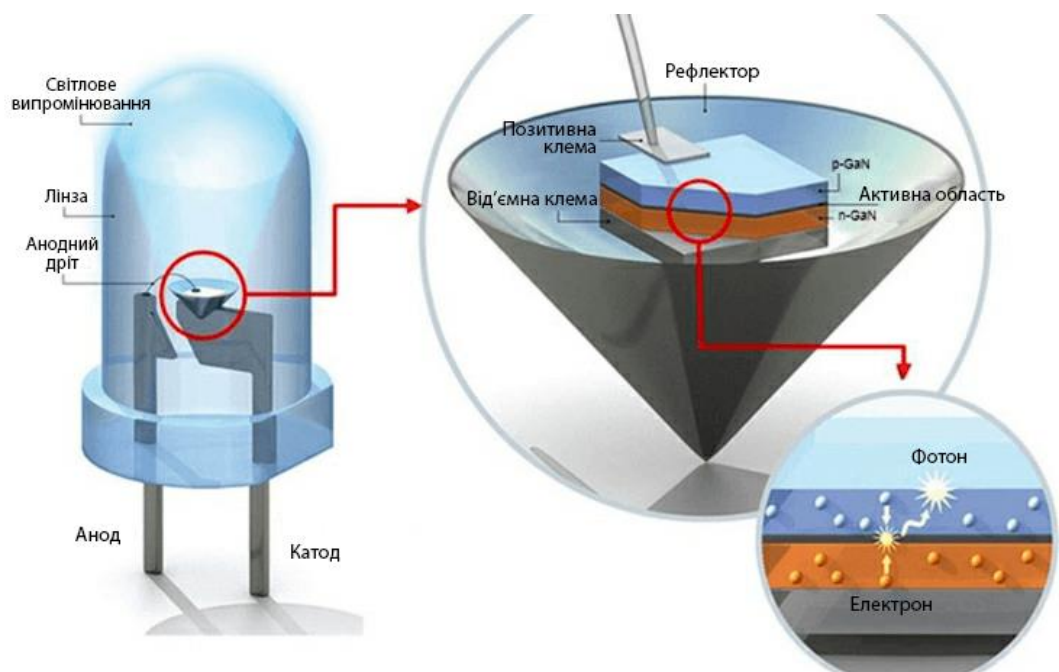


Рисунок 1.2 – Будова індикаторного світлодіоду

На рисунку 1.2, можна побачити конструкцію найпростішого індикаторного світлодіоду. В центрі розташовано кристал «chip» що містить два шари напівпровідника, до області p -типу через анодний дріт під'єднаний вивід аноду, а до області n -типу через підкладку вивід катоду.

За допомогою лінз та рефлекторів змінюють кут розсіювання та напрямок світлового потоку. Також, до кристалів світлодіодів, додають домішки арсеніду і фосфіду галію, алюмінію, телуриду кадмію, селеніду цинку, з'єднань індію та інших. Це дозволяє змінювати ширину забороненої зони, добитись необхідної інтенсивності світла та кольору.

1.2. Технічні характеристики та підключення світлодіодів.

При виборі світлодіодних джерел світла необхідно приймати до уваги їх електричні та світлотехнічні характеристики. Оскільки світлодіод є напівпровідниковим пристроєм то його вольт амперна характеристика є нелінійною. На рисунку 1.3. зображено вольт амперні характеристики світлодіодів виконаних з різних матеріалів.

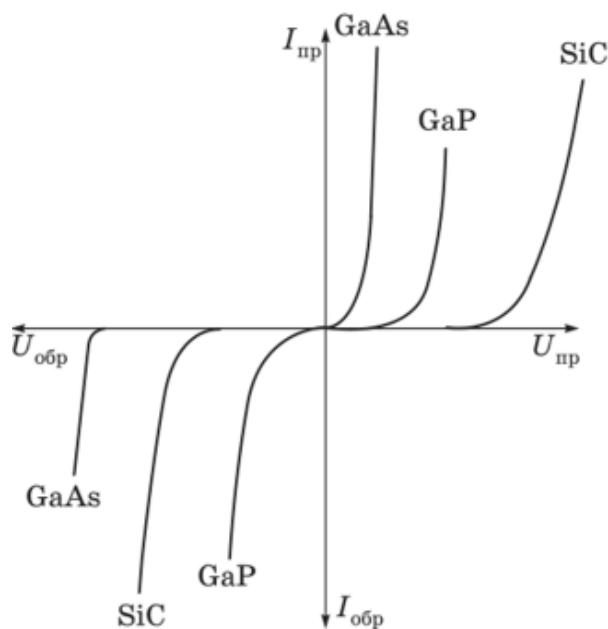


Рисунок 1.3 – Вольт – амперні характеристики світлодіодів

Номінальний прямий струм – це струм, який при проходженні через світлодіод в прямому напрямку гарантує його правильні світлові характеристики. В документації позначається як «forward current» (I_f). На практиці номінальний струм залежить від кількості та розмірів кристалів, та може сягати від одиниць мікроампер до десятків міліампер. Для прикладу, номінальний струм для індикаторних “DIP” світлодіодів може становити від $0,02\text{ A}$.

Прямий піковий струм – теоретично максимальний струм який світлодіод може витримати тільки на короткий проміжок часу, зазвичай імпульсами в $100 \mu\text{с}$. Позначається як «*peak forward current*» (I_{fp}).

Пряме падіння напруги – це таке падіння напруги на світлодіоді що викликає протікання номінального струму, позначається як «*forward voltage*» (V_f). Важливо дотримуватись правильної полярності напруги, на аноді повинен бути позитивний потенціал, а на катоді відповідно від'ємний. Значення падіння напруги залежить від матеріалу та довжини хвилі що випромінюється світлодіодом. Так, для індикаторних “*DIP*” світлодіодів, значення напруги відрізняються в діапазоні – від $1,6 \text{ В}$ для світлодіодів червоного кольору, і до $3,5 \text{ В}$ для білого.

Максимальна зворотна напруга – це значення напруги прикладеної до світлодіоду в зворотній полярності (коли потенціал на катоді більший ніж на аноді), при якому виникає пробій $p - n$ переходу що приводить до виходу його з ладу. Позначається як «*reverse voltage*» (V_r). На практиці значення максимальної зворотної напруги для більшості індикаторних світлодіодів становить близько 5 В .

Максимальна потужність – це та потужність, яку корпус світлодіоду може розсіювати безперервно, не визиваючи теплового пробою. Розраховується як добуток падіння напруги на струм що протікає через світлодіод. В літературі позначається як “*total power dissipation*” (P_d).

На принципових схемах світлодіоди позначають наступним чином:

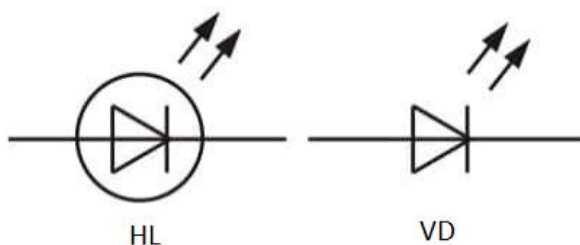


Рисунок 1.4 – Варіанти зображення світлодіодів на схемах

Схематичне зображення світлодіодів зовні схоже на позначення звичайного діоду але доповнюється двома стрілками що розташовані вгорі та під кутом. Кругле обведення є необов'язковим. Варіанти підпису можуть відрізнятися залежно від виробника, але зазвичай це *HL*, *VD* або просто *LED*.

Якщо до $p - n$ переходу світлодіоду прикласти напругу в прямому напрямку, то його опір буде таким низьким, що ним зазвичай нехтують. Тому можна вважати що струм який протікає через нього задається зовнішнім колом, а сам світлодіод є приладом що живиться струмом.

Оскільки струм що протікає через світлодіод залежить від зовнішнього кола, то підключити його напругу до джерела енергії не можна, через ризик виходу його із ладу. При підключенні, струм необхідно зменшити для чого послідовно із світлодіодом зазвичай розташовують резистор, опір якого:

$$R_{limit} = \frac{U_{in}}{I_f} \quad (1.1)$$

де U_{in} – вхідна напруга;

I_f – номінальний прямий струм світлодіоду.

1.3 Проблеми лінійного регулювання яскравості.

Зміна струму що протікає через світлодіод, є одним із способів регулювання яскравості світлодіодів. Такий варіант пропонує безступінчасте затемнення, хоч і має бути дуже точним і підібраним до окремого світлодіоду.

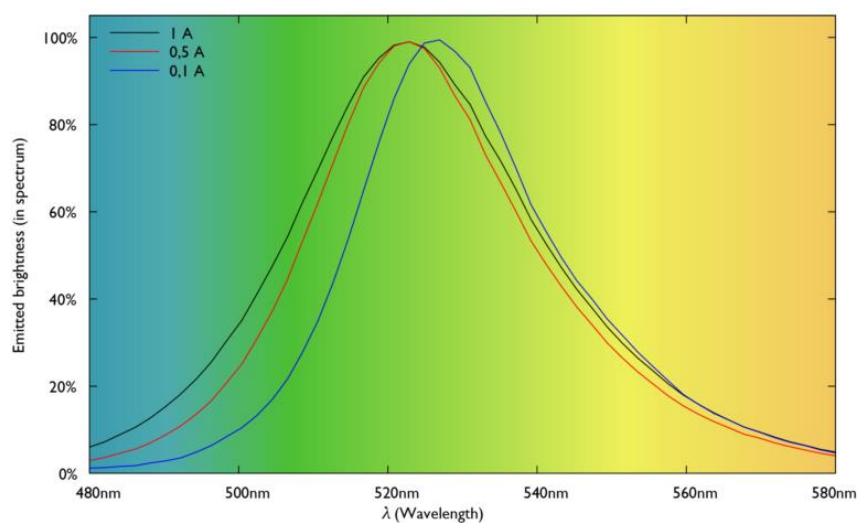


Рисунок 1.5 – Зміна спектра зеленого відповідно до струму

Також, оскільки виробничі допуски світлодіодів відрізняються, світлодіоди (навіть одного типу) світяться з різною яскравістю при зниженому струмі, а також змінюються в кольорі [18] (рис. 1.5).

Цього можна уникнути якщо керувати кожним світлодіодом окремо, але тоді зростатиме вартість такого рішення. Крім того, у кластері (кілька випромінювачів, які об'єднані в пакет, щоб утворити великий світлодіод) світлодіодів, це не дає практично ніякої додаткової цінності для користувача, а процес нагрівання та старіння світлодіодів значно посилює цей ефект.

1.4. Широтно–імпульсна модуляція.

Широтно–імпульсна модуляція (ШІМ) — це процес керування шириною (тривалістю) високочастотних імпульсів. Зазвичай використовується для керування середнім значенням напруги шляхом зміни тривалості спрацювання електронного ключа.

До недавнього часу основним методом регулювання вихідної потужності був лінійний. Суть його роботи аналогічна роботі змінного резистора, який розсіює надлишок потужності. Очевидно, що в такому випадку виділяється велика кількість тепла.

При використанні цифрових методів регулювання, майже все тепло виділяється під час переходів в напівпровідникових пристроях, які відбуваються дуже швидко.

Основним параметром ШІМ є робочий цикл (з англ. *duty cycle*), він описує кількість часу, протягом якого сигнал знаходиться у високому стані у відсотках від загального часу необхідного для завершення одного циклу.

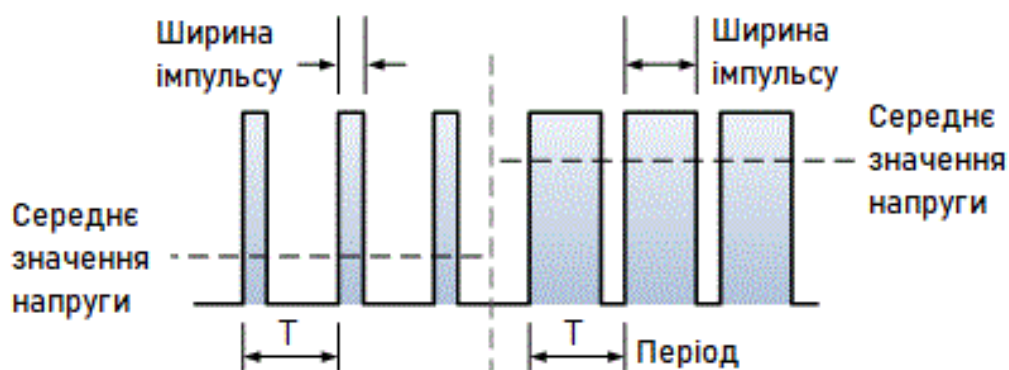


Рисунок 1.6 – Робочий цикл та середнє значення напруги

Величину робочого циклу можна легко розрахувати за формулою:

$$D = \frac{T_{on}}{T} \cdot 100\% \quad (1.2)$$

де T_{on} — тривалість (ширина) високого сигналу,

T — період сигналу.

Одним із найпростіших способів створення ШІМ є використання пилоподібного сигналу та компаратора. Як показано на рис 1.7, такий сигнал не обов'язково повинен бути симетричним, але важлива лінійність його форми. Частота пилоподібного сигналу є частотою дискретизації для сигналу.

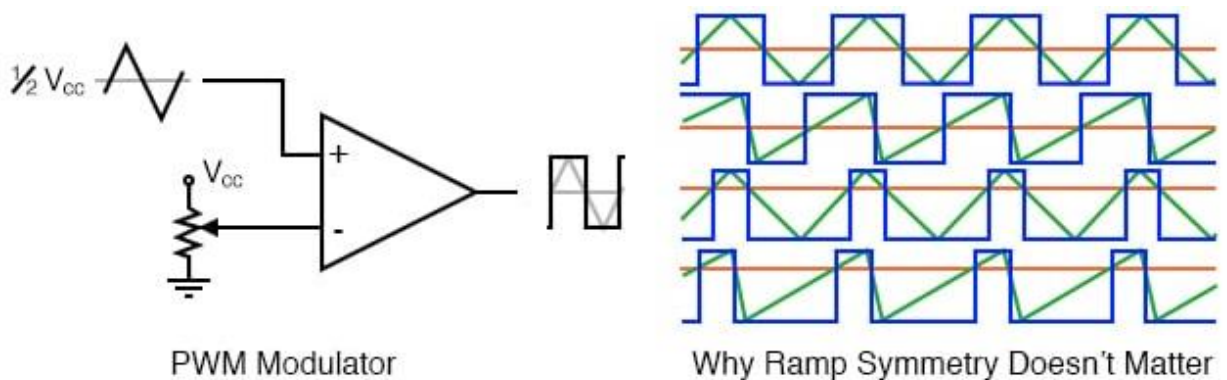


Рисунок 1.7 – Схема простого ШІМ генератора (зліва) та залежність середньої напруги від симетричності сигналу (справа)

Обмежуючим фактором є частотна характеристика компараторів, проте для більшості практичних завдань високої швидкості не потрібно. Деякі мікроконтролери мають вже вбудований ШІМ і відповідно можливість створювати такі сигнали.

Сфери використання ШІМ дуже різноманітні. Він часто використовується у аудіопідсилювачах класу D, де збільшуючи напругу, ви збільшуєте максимальну вихідну потужність, а вибираючи частоту, що не чує людське вухо (зазвичай 44 кГц), ШІМ не буде створювати перешкод відтворенню звукового сигналу. Динаміки не реагують на таку високу частоту, дублюючи тільки низьку частоту, яка і є звуковим сигналом. Вищі частоти дискретизації можуть бути використані для ще кращої точності.

Ще одне застосування ШІМ — контроль швидкості двигуна. Двигуни часто вимагають для роботи дуже великих струмів. Можливість змінювати їх швидкість за допомогою ШІМ значно підвищує ефективність усієї системи. ШІМ ефективніше регулює швидкість двигуна на низьких обертах, ніж лінійні методи.

Регулювання яскравості світлодіодів за допомогою ШІМ

Найбільш поширеним варіантом регулювання яскравості світлодіодів є ШІМ. Завдяки ШІМ на світлодіоди подається постійний струм, що забезпечує постійну, рівну яскравість світлодіодів.

Це в значній мірі дозволяє уникнути виробничих допусків на світлодіодах та інших електронних компонентах, таких як резистори, які в першу чергу впливають на прикладену напругу.

Світлодіод затемнюється під час зміни співвідношення між фазами вмикання і вимикання протягом певного періоду часу. Це робить світлодіод темнішим ніж він є насправді для наших очей і камер.

Частота ШІМ повинна бути більше 200 Гц , щоб не було помітного людському оку мерехтіння. З іншого боку, камери вимагають набагато більшої частоти через специфіку їх роботи, інакше можуть виникнути такі ефекти, як наприклад ефект послідовного затвору «*rolling-shutter*».

Роздільна здатність вказує, скільки проміжних кроків має цикл ШІМ. Прикладом є роздільна здатність 1 bit : з роздільною здатністю в один біт є всього два різних рівня яскравості за один цикл ШІМ. При роздільній здатності 8 bit є 256 різних рівнів яскравості.

При роздільній здатності 16 bit і частоті ШІМ 1100 Гц світлодіод вмикається і вимикається 1100 разів на секунду, при цьому співвідношення між часом увімкнення і вимкнення може змінюватися за 65535 кроків.

Роздільна здатність має бути якомога вищою з кількох причин. Першою причиною може бути те, що, на відміну від лампи розжарювання, світлодіод не має

нитки розжарювання, яку потрібно нагрівати або охолоджувати, а в порівнянні з газорозрядними лампами немає газової суміші, яку потрібно довести до робочої температури. Світлодіод миттєво забезпечує повну потужність і негайно вимикається. Тому ми можемо побачити кроки зміни яскравості, якщо роздільна здатність буде занадто низькою.

Інша проблема, яка може виникнути при затемненні світлодіодів, полягає в тому, що відношення номінальної і фактичної інтенсивності не є лінійним. Це особливо помітно в нижніх і верхніх 5-ти відсотках яскравості і по-різному розвивається в залежності від кольору світлодіоду [18]. Важливу роль відіграють обидва фактори в світлодіоді і в керуючій електроніці.

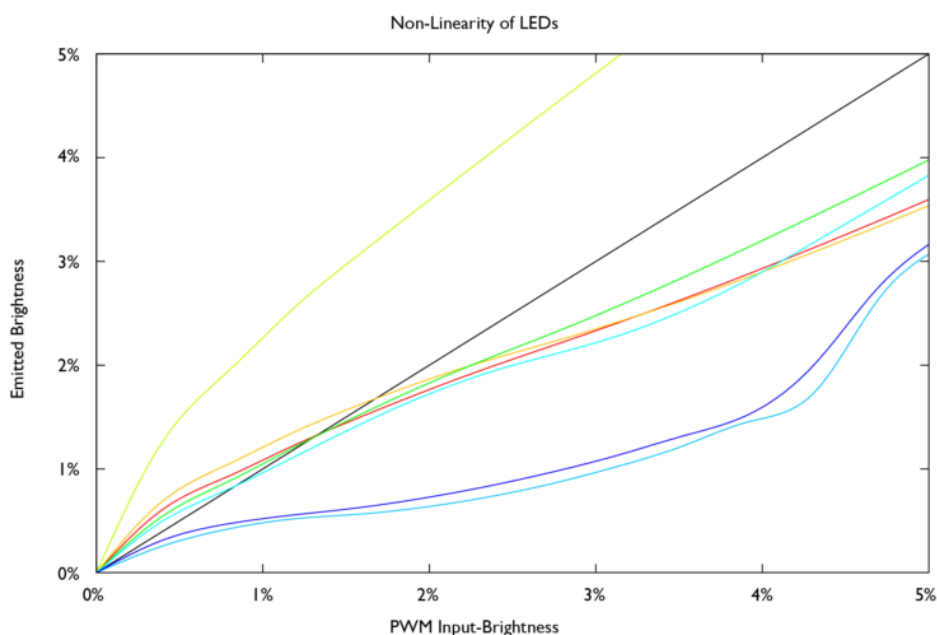


Рисунок 1.8 – Нижні 5 % яскравості світлодіоду

На графіку чітко видно, що кольори салатого, бурштинового, червоного, зеленого та блакитного дуже яскраві при низькому входному значенні ШІМ. Наприклад, при входному значенні 1% салаточий вже має вихідну яскравість більше 2%.

Крім того, при меншій роздільній здатності стає важко привести всі кольори до однакового рівня яскравості, тому зміщення кольорів майже неминуче зі змішаними кольорами в нижніх 5% діапазону регулювання.

На жаль, часто буває, що виробники уникають проблеми, просто «відрізаючи» перші кілька відсотків, щоб прилад стрибнув безпосередньо до більш високого значення внутрішньої яскравості, таким чином пропускаючи проблемну зону. Результатом є відносно висока яскравість увімкнення, яка більш–менш помітна в залежності від пристрою.

1.5. Принцип роботи імпульсних джерел живлення

Типова конструкція лінійного джерела живлення містить великий мережевий трансформатор (який також забезпечує ізоляцію між входом і виходом) і послідовну схему регулятора.

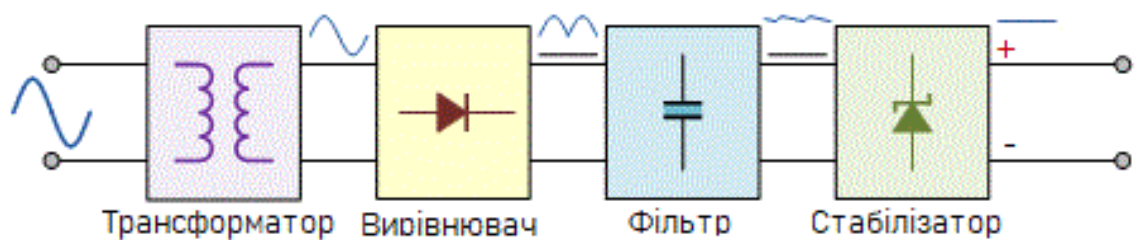


Рисунок 1.9 – Типова конструкція лінійного джерела живлення

Очевидним недоліком такого підходу є наявність великого мережевого трансформатора, який суттєво впливає на розміри та вагу кінцевого пристрою.

Відомо що ЕРС обмоток трансформатора можна обчислити за формулою:

$$E = k_f \cdot B \cdot S \cdot f \cdot N \quad (1.3)$$

де k_f – коефіцієнт форми,

B – індукція магнітного поля,

S – площа поверхні через яку проходить магнітний потік,

f – частота струму,

N – кількість витків обмотки.

Очевидно, для того щоб зменшити габарити трансформатора необхідно зменшувати площу сердечника S або кількість витків його обмоток N . Проте щоб ЕРС залишалось постійною, паралельно потрібно збільшити решту параметрів. Індукція магнітного поля B залежить від матеріалу сердечника, її різниця в

сучасних матеріалах не дозволить суттєво зменшити габарити трансформатора, тому залишається тільки збільшувати частоту струму. Саме це і роблять імпульсні джерела живлення, їх частота роботи сягає від 20 до 300 кГц, що дозволяє суттєво зменшити габарити трансформатора.

Типова схема роботи імпульсного блока живлення:

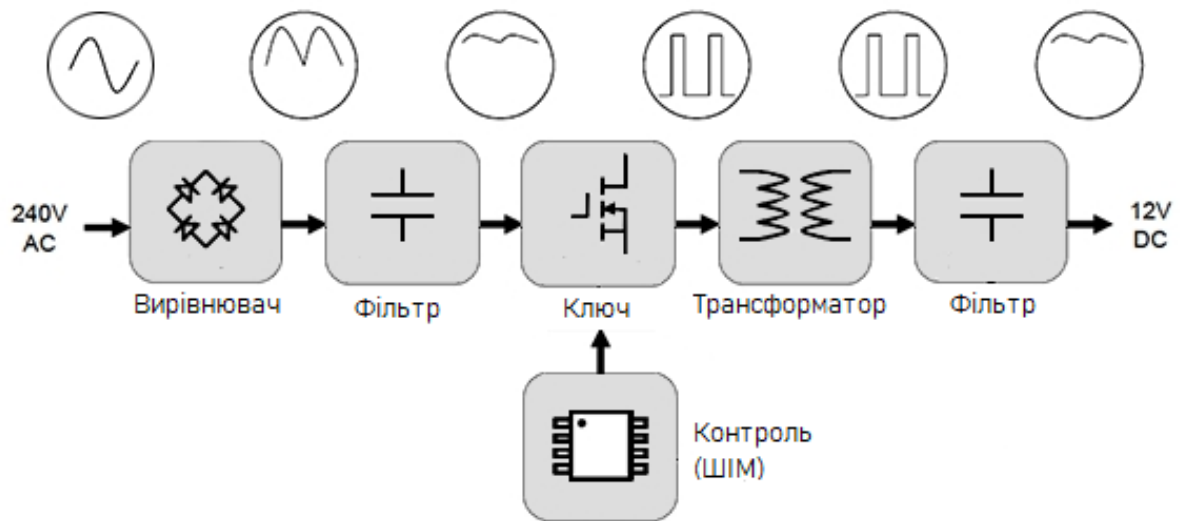


Рисунок 1.10 – Типова конструкція імпульсного джерела живлення

Вхідний змінний струм перетворюється в постійний струм за допомогою випрямляча і фільтра. Тоді, цей високовольтний постійний струм подається на транзисторний ключ який перемикається з дуже високою швидкістю. Сучасні *MOSFET* транзистори мають низький опір і можуть витримувати високі струми. Частота перемикання вибирається таким чином, щоб вона була не чутною для звичайних людей (переважно вище 20 кГц), а дія перемикання керується ШІМ-контролером.

Ця змінна напруга, з високою частотою знову подається на вихідний трансформатор щоб зменшити або підвищити її значення. Тоді, вихід цього трансформатора випрямляється і згладжується за допомогою вихідного випрямляча і фільтра. Також, може використовуватись схема зворотного зв'язку, для управління вихідною напругою шляхом порівняння її з опорною напругою контролера.

1.6. Висновки до розділу

Отже, на підставі приведенного аналізу технічної літератури та розгляду наявних на сьогодні проблем живлення світлодіодних джерел світла, можна узагальнити:

1. Лінійні джерела живлення та регулювання не можна використовувати для живлення світлодіодних джерел світла, через низку проблем які вони породжують. Лінійне регулювання потужності світлодіодів не дозволяє досягти рівномірної яскравості усіх світлодіодів та приводить до значних втрат енергії.

2. Використання імпульсних блоків живлення дозволить значно зменшити габарити результуючого джерела живлення.

3. Використання ШІМ для регулювання яскравості світлодіодів дозволить досягти рівномірної яскравості та зменшити втрати енергії.

2 НАУКОВО–ДОСЛІДНИЙ РОЗДІЛ

2.1 Проблема оптимальної частоти імпульсів

Імпульсне живлення світлодіодних джерел світла (СД) з широтною модуляцією імпульсів стало найбільш поширеним в освітлювальних системах. Визначення оптимальної частоти імпульсів базується на аналізі кінетики свічення СД. На жаль дана проблема мало вивчена, тому ставилося завдання провести такі дослідження для СД білого свічення. Дана робота присвячена експериментальним дослідженням кінетики свічення білих світлодіодів на основі структур *InGaN-GaN* (з колірною температурою 3000 °К та 6000 °К), яка є продовженням досліджень перехідних процесів в електричному колі з комерційно доступними СД *FYL-3014* і *ARPL-1W*.

2.2 Постановка першого експерименту

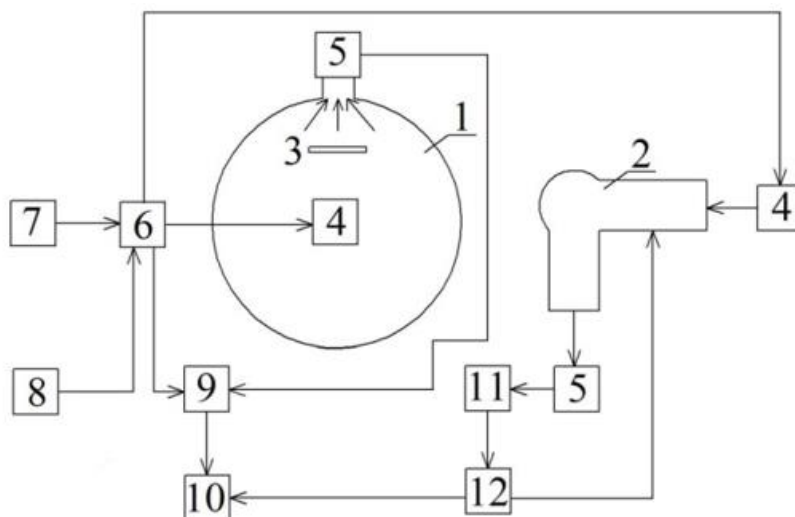


Рисунок 2.1 – Блок-схема досліджуваної установки: 1 – інтегральний фотометр; 2 – монохроматор УМ-2; 3 – екран; 4 – досліджуване джерело світла; 5 – фотоприймач; 6 – комутуючий пристрій; 7 – регульоване джерело постійної напруги SW301D; 8 – генератор SIGLENT SDG 1050; 9 – осцилограф SEA C8-22M/1; 10 – персональний комп'ютер; 11 – перетворювач струм – напруга; 12 – блок обробки вхідних сигналів та керування роботою монохроматора УМ-2.

Цифрового осцилографа *SEA C8-22M/1* дає можливість контролювати напругу і струм живлення, а також частотні характеристики (тривалість та амплітуду імпульсів). Персональний комп'ютер використовувався для обробки результатів експерименту.

Монохроматор *УМ-2* був використаний для аналізу спектру свічення СД і вивчення окремих його ділянок. Фотоелектронний помножувач (ФЕП) *ФЕУ-85* був використаний для вимірювання світлового імпульсу фотоприймача (5). Операційний підсилювач (11) працює у режимі струм – напруга та здійснює прийом сигналу від ФЕП. *ARDUINO NANO* (12) використовується для управління роботою монохроматора.

2.3 Результати досліджень та їх обговорення

Спочатку, було здійснено вимірювання основних електричних параметрів СД в режимі імпульсного живлення. Для досліджень було використано світлодіоди двох типів – *ARPL-1W* та *FYL-3014*. Генератор *SIGLENT SDG 1050* був використаний для живлення СД потужністю 1 Вт, а транзисторний ключ для СД 3 Вт.

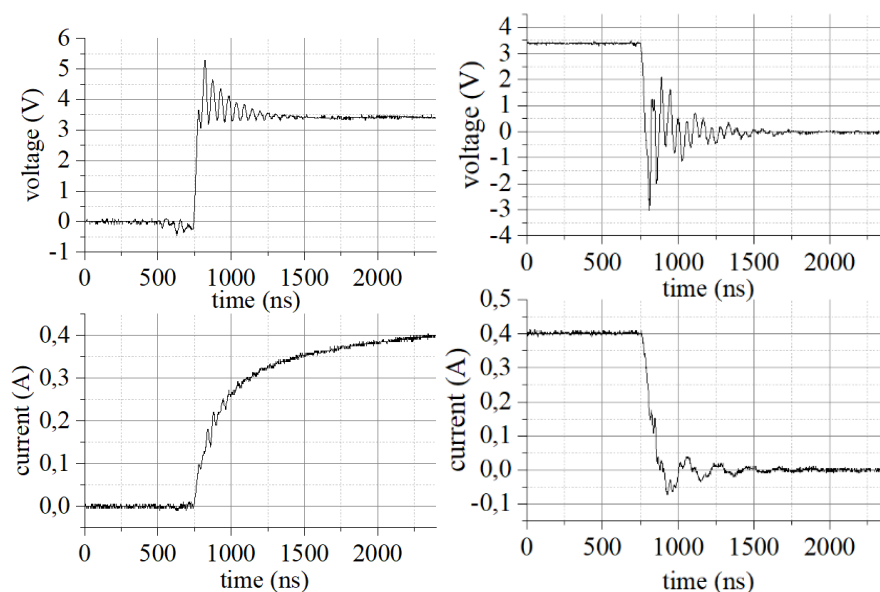


Рисунок 2.2 – Осцилограми імпульсів струму та напруги по передньому і задньому фронтах, в електричному колі з СД навантаженням.

Зняті осцилограми заднього та переднього фронтів напруги і струму у колі живлення СД показано на рис. 2.2. На приведених осцилограмах можна побачити наявність коливних процесів що пояснюється дією реактивних складових у структурі СД. Постійна часу імпульсу на виході ключа і генератора є наближеною до постійної часу спадання та наростання напруги на СД. Можна також замітити що постійна часу спадання струму емісії СД є меншою за постійну часу наростання.

Приведені осцилограми дають змогу побачити появу зворотної напруги на задньому фронті та появу коливань, амплітуда яких є більшою усталеної величини на передньому фронті.

На основі аналізу перехідних процесів в електричному колі з різного типу СД було запропоновано його еквівалентну електричну схему. Тут світлодіод представлений паралельною ланкою, що складається з опору R_d , який визначається опором активної області СД, та конденсатора C_d , ємність якого дорівнює дифузній ємності гетеропереходу. Послідовно їм приєднаний опір R_s , що включає опір пасивних областей світлодіода, а також опір провідникових елементів електричного кола живлення.

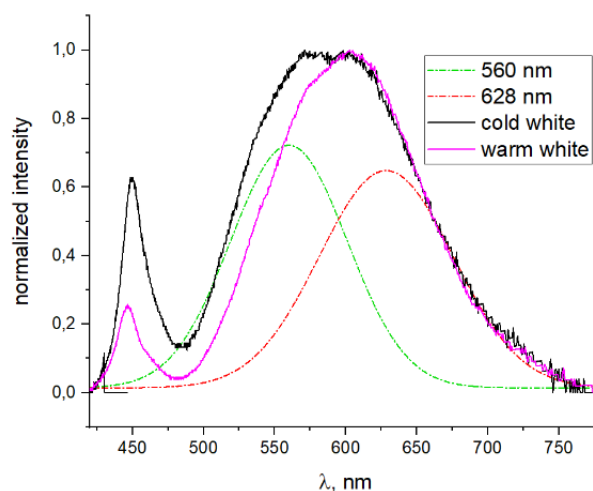


Рисунок 2.3 – Спектри свічення: 1) холодно-білого; та 2) тепло-білого СД.

Дослідження кінетики наростання та спадання світлового потоку проводили для СД, в яких для одержання білого свічення використали випромінювання гетероструктури $InGaN-AlGaN$ (450 нм) та фотолюмінофор з високою квантовою

ефективністю та широкою смугою в жовто-оранжевій області спектра (500-710 нм) (рис 2.3). Хімічний склад та кінетичні параметри світлодіодних люмінофорів виробники не вказують, хоча більшість із них використовують в якості люмінофора ітрій-алюмінієвий гранат, легований церієм. Максимум його випромінювання при 550-560 нм. Модифікуючи його добавками гадолінію або галію, добиваються зміщення його спектра люмінесценції в довгохвильову або короткохвильову сторону, відповідно синє свічення гетеропереходу, що збуджує свічення люмінофора, в сумі із ним дають холодно-біле, або тепло-біле випромінювання.

Для досягнення високого значення індексу кольоропередачі також використовують двоколірні та триколірні фотолюмінофори, але при цьому втрачається їх енергетична ефективність.

Таблиця 2.1 – Числові (усереднені) результати експерименту

Тип	Довжина хвилі (nm)	спадання		наростання	
		$\tau_1, (ns)$	$\tau_2, (ns)$	$\tau_1, (ns)$	$\tau_2, (ns)$
Тепло-білий 1W	452	180	800	1250	
	560	500	1900	2200	
	628	500	1950	2250	
Холодно-білий 1W	460	170	850	1200	
	560	300	900	1200	
	628	300	950	1230	

Аналізуючи спектр електролюмінесценції досліджуваних СД широку смугу в жовто-оранжевій області було розбито на дві елементарні смуги з максимумами при 560 та 628 нм (рис. 2.3). Тобто в даних СД виробник міг використати двоколірний люмінофор: жовтий $YAG:Ce$ та невідомий червоний. Для перевірки даного припущення були проведені дослідження кінетики свічення в кожній із окремих смуг, які виділяли за допомогою монохроматора. На рис.4 та рис.5 показані осцилограми наростання та спадання світлового потоку в виділених спектральних областях. Тут також приведені графіки $\ln(1-I/I_0)=f(t)$ та $\ln(I/I_0)=f(t)$. Із

них видно, що кінетика світлового потоку описуються експоненціальною залежністю, а на кривій затухання можна виділити дві складові – швидку і повільну. В табл. 2.1 приведені значення постійних наростання та затухання в кожній із виділених смуг при частоті імпульсів 50 кГц та амплітуді $3,4 \text{ В}$.

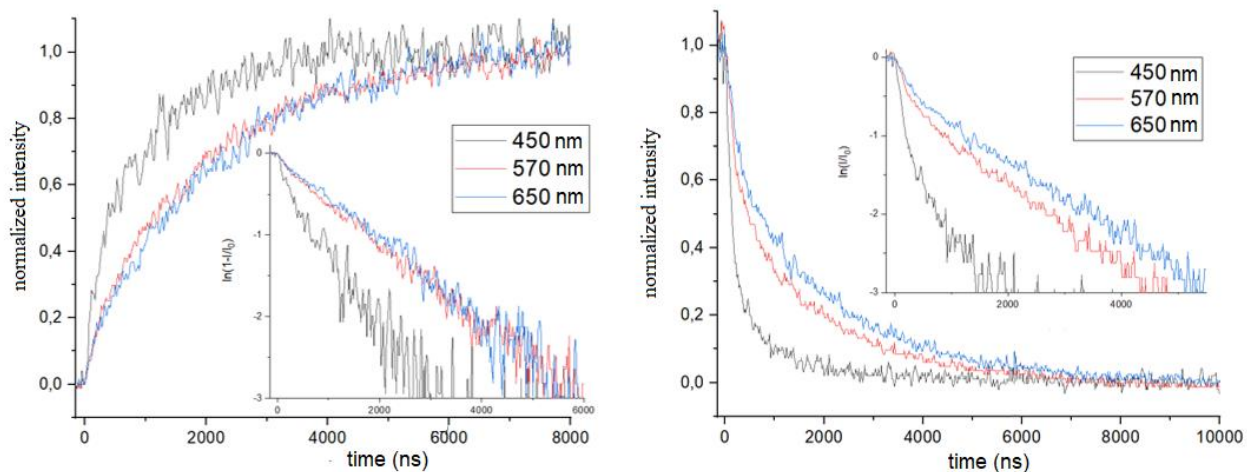


Рисунок 2.4 – Передній (а) та задній (б) фронт імпульсу світлового потоку для виділених спектральних областей тепло-білого СД ARPL-1W.

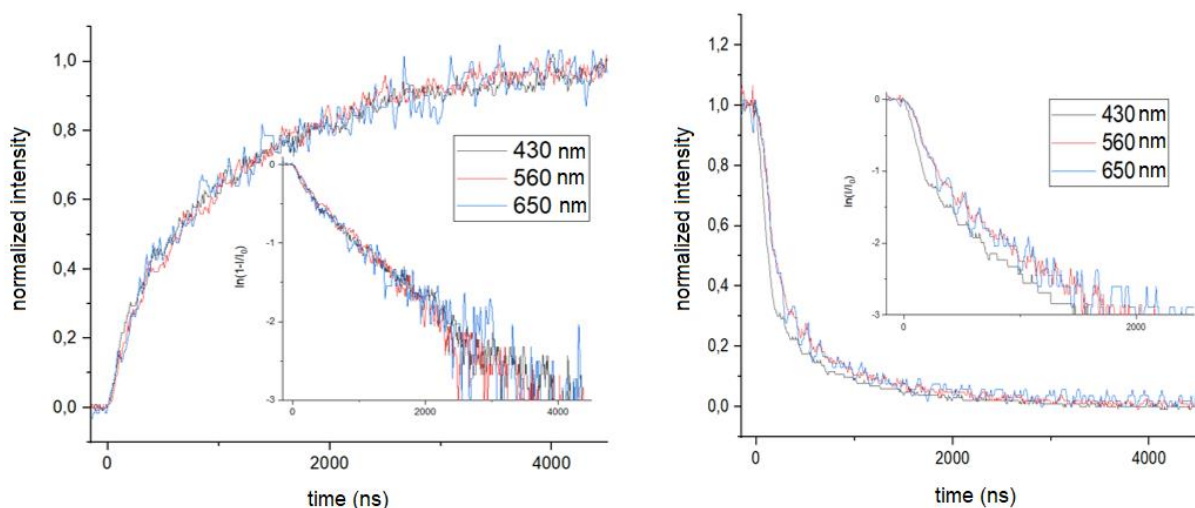


Рисунок 2.5 – Передній (а) та задній (б) фронт імпульсу світлового потоку для виділених спектральних областей холодно-білого СД ARPL-1W.

Кінетика наростання світлового потоку як для синьої, так і для жовто-оранжевої смуги обох типів СД має одну складову. Постійні часу наростання

світлового потоку в синій смузі для обох типів СД співпадають і змінюється в межах $1200\text{--}1250$ нс. Швидкі та повільні складові в їх затуханні є дуже близькими і їх постійна часу лежить в межах $170\text{--}180$ та $800\text{--}850$ нс, відповідно.

Дослідження кінетики світлового потоку в жовто-оранжевій частині спектру $500\text{--}700$ нм, яка пов'язана з одно-, або двокомпонентним люмінофором, проводили у двох спектральних областях 560 ± 5 і 630 ± 10 нм, які виділялись за допомогою монохроматора. Постійні як наростання, так і затухання в цих смугах для обох типів СД суттєво відрізняються. Для тепло-білого СД постійні наростання світлового потоку для обох смуг співпадають і змінюються в межах $2200\text{--}2250$ нс, а для холодно-білого вони теж співпадають і змінюються в межах $1200\text{--}1250$ нс (рис. 2.2, а та 2.5, а)

Для обох типів СД спадання світлового потоку в обох смугах має дві складові швидку та повільну. Для тепло-білого СД постійні часу швидкої складової для обох смуг є дуже близькими і лежать в межах $500\text{--}550$ нс (рис. 5,б) Теж саме спостерігається і для холодно-білого СД, постійна їх часу знаходиться в межах $300\text{--}350$ нс (рис. 2.5, б). Повільні складові обох смуг для тепло-білого і холодно-білого СД суттєво відрізняються $2200\text{--}2250$ та $1200\text{--}1250$ нс, відповідно, хоча для кожного зокрема вони між собою співпадають (рис. 2.4, б та 2.5, б)

Оскільки імпульсні джерела енергії часто використовуються для живлення світлодіодних джерел світла, важливу роль відіграє ресурс СД, який визначається головним чином, ресурсом елементів у складі імпульсного перетворювача. Очевидно, що термін служби таких джерел живлення повинен відповідати терміну служби СД, який вже сьогодні становить близько 25 тис. год. без суттєвого падіння світлового потоку [18]. Як показує практика, слабкою ланкою імпульсних перетворювачів часто є вихідний індуктивно-ємнісний фільтр. Можна припустити що причиною цього є використання електролітичних конденсаторів, термін служби яких становить ≤ 5 тис. год, після якого виникають пульсації світлового потоку.

Через малі розміри СД, на його гетеропереході дуже швидко зростає температура, обійти цю проблему дозволить використання ШІМ. Проте, в такому випадку слід очікувати появи перехідних процесів характерних для імпульсного живлення, що може зменшити світловіддачу або ж призвести до виходу СД з ладу.

Отже, виникає проблема вибору частоти імпульсного живлення світлодіодних джерел живлення, а для цього необхідна інформація про кінетику світлотехнічних та електротехнічних характеристик. Так як ця проблема, на сьогодні, є мало вивченою, то метою даної роботи є вивчення таких перехідних процесів, які відбуваються при живленні СД прямокутними імпульсами, та вплив на їх енергетичні параметри частоти імпульсів.

2.4 Постановка другого експерименту

Вимірювання енергетичних та динамічних характеристик світлодіодів проводилися на експериментальній установці, блок-схему якої приведено на рис. 2.6.

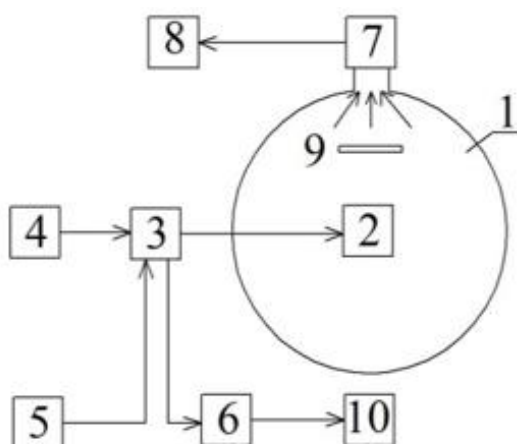


Рисунок 2.6 – Експериментальна установка: 1 – фотометрична куля; 2 – досліджуване джерело світла; 3 – комутуючий пристрій (ключ); 4 – регульоване джерело постійної напруги SW3010D; 5 – генератор SIGLEND SDG 1050; 6 – осцилограф SEA C8-22M/1; 7 – фотодіод з набором світлофільтрів; 8 – мікроамперметр; 9 – захисний екран; 10 – персональний комп'ютер.

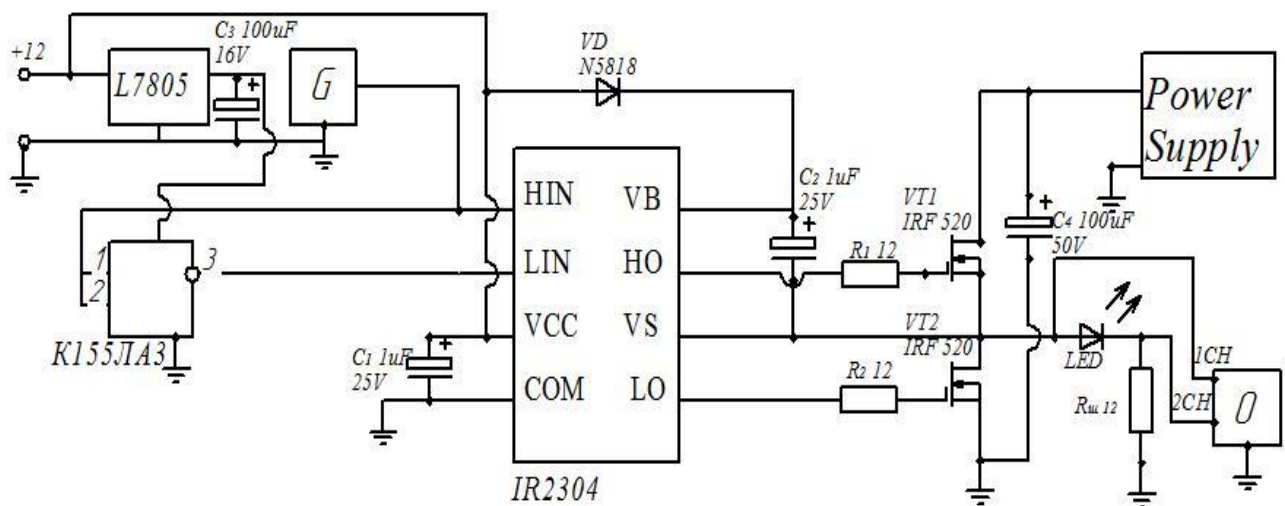


Рисунок 2.7. – Схема ключа експериментальної установки

Принцип роботи експериментальної установки що на рис. 2.6 є аналогічним до принципу роботи експериментальної установки яка використовувалась у першому досліді. Схема електричного ключа зображена на рис. 2.7. Сигнал який поступає на вхід мікросхеми інвертується та подається на вхід *LIN* драйвера. Драйвер забезпечує затримку між сигналами на транзисторах для виключення появи шкідливих наскрізних струмів.

2.5 Електричні характеристики світлодіодного кола при імпульсному живленні.

Спочатку було проведено заміри електричних характеристик СД в режимі імпульсного живлення. Живлення СД *FYL-3014* відбувалося за допомогою генератора *SIGLENT SDG 1050*, частота імпульсів якого мінялася від 1 до 700 кГц, з прогальністю 0,5. СД *ARPL-1W* живився за допомогою додаткового транзисторного ключа.

Осцилограми напруги і струму для СД *FYL-3014* на обох фронтах імпульсу приведено на рис. 2.8, такі ж осцилограмо було знято і для СД *ARPL-1W*.

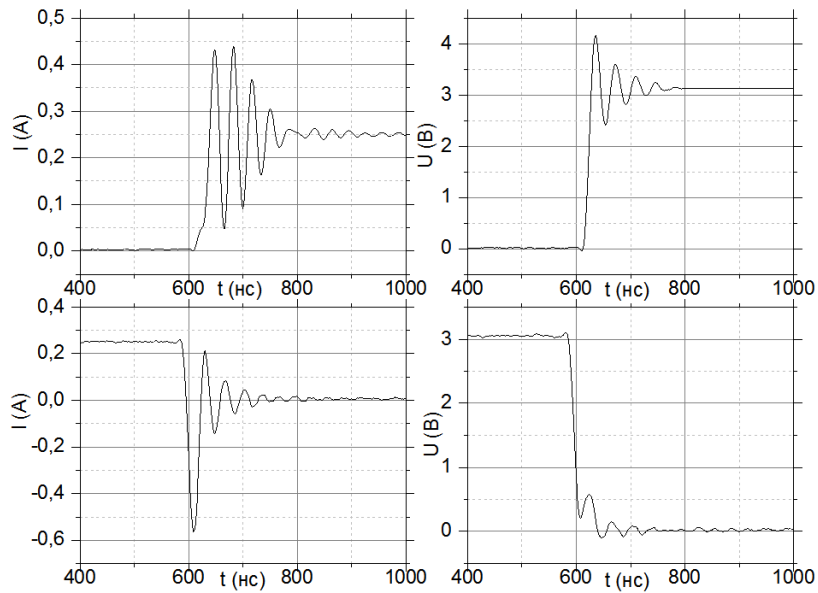


Рисунок 2.8. – Осцилограми переднього та заднього фронтів імпульсів

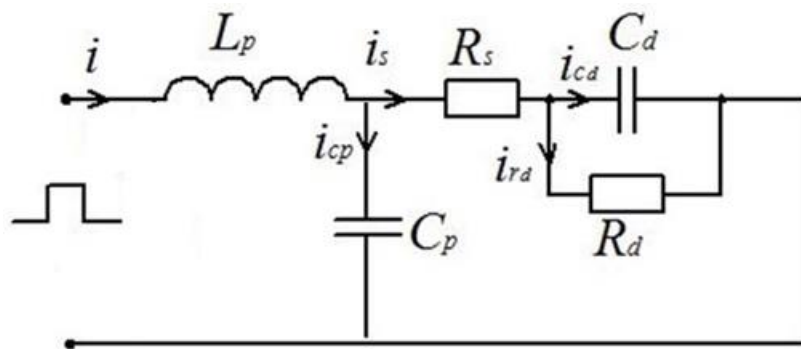


Рисунок 2.9. – Еквівалентна схема кабельного елемента

На рис. 2.8 чітко видно затухаючі коливання, що говорить нам про наявність у колі живлення світлодіоду реактивних елементів. Враховуючи, що для подачі імпульсів напруги на СД були використані кабельні з'єднання, що являють собою елементи з розподіленими параметрами, для побудови еквівалентної схеми електричного кола імпульсного живлення СД, яка приведена на рис. 2.9, була використана також еквівалентна схема кабельного елемента.

Ланка з паралельно з'єднаними RC елементами являє собою СД, де опору активної області гетеропереходу еквівалентний опір R_d , а його дифузійна ємності конденсатор C_d . Опір пасивної області гетеропереходу та провідників тут

показаний у вигляді послідовно розташованого опору R_s , а ланка $L_p C_p$ це не що інше як еквівалент схеми коаксіального кабелю.

Падіння напруги на резисторі R_d буде визначати постійну складову перехідного процесу, а сума рекомбінаційного та дифузного струмів буде дорівнювати струму що через нього протікає.

Постійна складова перехідного процесу буде визначатися спадом напруги на опорі R_d . При цьому струм буде складатися з дифузного струму та струму рекомбінації в активній області СД.

Диференціальне рівняння електричної рівноваги для електричного кола, зображеного на рис. 2.9:

$$L_p C_p R_s C_d \frac{d^3 U_{Cd}}{dt^3} + \left(L_p C_d + L_p C_p + \frac{L_p R_s C_d}{R_d} \right) \frac{d^2 U_{Cd}}{dt^2} + \left(\frac{L_p}{R_d} + R_s C_d \right) \frac{dU_{Cd}}{dt} + \left(1 + \frac{R_s}{R_d} \right) U_{Cd} = U_0 \quad (2.1)$$

Характеристичне рівняння:

$$\lambda^3 + \frac{C_d R_d + C_p R_d + C_p R_s}{C_p R_s C_d R_d} \lambda^2 + \frac{L_p + R_s R_d C_d}{L_p C_p R_s R_d C_d} \lambda + \frac{R_d + R_s}{L_p C_p R_s R_d C_d} = 0 \quad (2.2)$$

Застосувавши метод Кардано до виразу (3.2), отримуємо 1 дійсний та 2 комплексно-спряжені корені, які мають наступний вигляд:

$$\lambda_{2,3} = 2\beta \pm j\omega^2 \quad (2.3)$$

Представлена еквівалентна схема електричного кола імпульсного живлення СД підтверджує коливний характер вільної складової U_{Cd} перехідного процесу, який спостерігається при експерименті.

Експериментально визначено наступні параметри еквівалентної схеми:

Таблиця 2.2 – Експериментально визначені параметри

Параметр	Пояснення
$C_d = 40 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}$ та $300 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}$	Ємність світлодіодів <i>FYL-3014</i> та <i>ARPL-1W</i> , відповідно, які були виміряні мостовою схемою змінного струму, коли на них не подавалася постійна напруга;
$R_s = 40 \text{ Ом}$	Опір який також включав опір резистора, по спаду напруги на якому визначався струм i_s ;
$C_p = 110 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}$	Виміряна мостом змінного струму;
$L_p = 270 \cdot 10^{-9} \text{ Гн}$	Визначена, використовуючи відому ємність додаткового конденсатора, а також із розрахунків хвильового опору для даного коаксіального кабелю.

Невідомим залишається опір R_d , який пов'язаний з активною областю гетеропереходу. Його величину було визначено із результатів вимірювання вільної складової перехідного процесу по передньому фронту імпульсу напруги та струму (рис. 2.8). Для цього було визначено коефіцієнт затухання, який для СД *FYL-3014* та *ARPL-1W* дорівнює $20 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1}$.

Через складність аналітичного розрахунку значення опору R_d , його величину було знайдено графічним методом, побудувавши для цього графік залежності дійсної складової еквівалентної схеми живлення від шуканого опору (рис. 2.10, зліва).

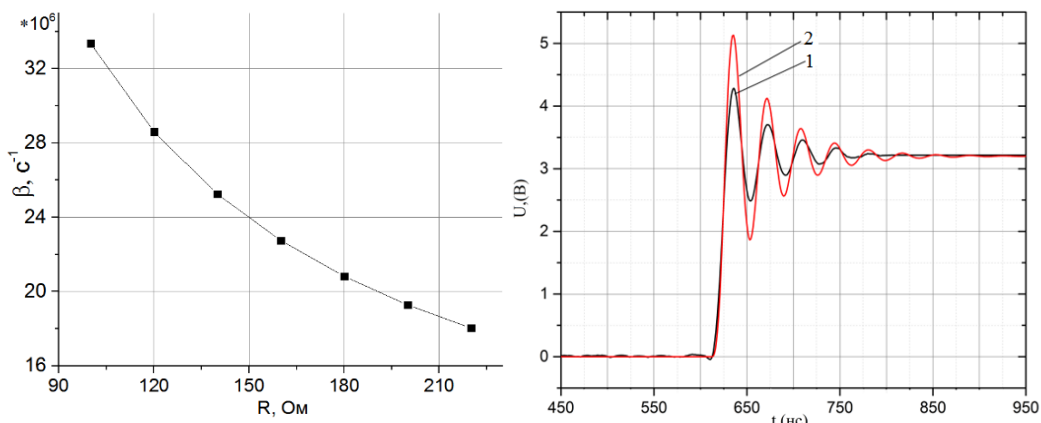


Рисунок 2.10 – Залежність дійсної складової від опору (зліва) та графік перехідного процесі вільної складової напруги (справа).

Для $\beta = 20 \cdot 10^6$ опір резистора R_d в еквівалентній схемі 3 становить 185 Ом. Таким чином в еквівалентній схемі імпульсного живлення світлодіода СД FYL-3014 $R_d = 185$ Ом.

Для перевірки правильності отриманої еквівалентної схеми живлення СД, було проведено порівняння графіку побудованого на основі результатів моделювання (рис. 2.10, зліва) її перехідних процесів та графіку на основі експериментально отриманих даних (рис. 2.10, справа). Виконана перевірка показує повну відповідність даних отриманих експериментально та аналітично, коефіцієнт затухання коливного процесу рівний $\beta = 20 \cdot 10^6 \text{ c}^{-1}$ і частота коливань $\omega_0 = 150 \cdot 10^9 \text{ рад/с}$.

Вивчення залежності енергетичної ефективності СД від частоти імпульсів дозволило визначити частотні межі застосування ШІМ для живлення напівпровідникових джерел світла. Світловий потік було виміряно за допомогою фотометричної кулі в яку поміщалося досліджуване СД, а потужність визначено на основі осцилограм напруги та струму. На основі отриманих даних було побудовано графік (рис. 2.11), згідно з яким можна зробити наступний висновок — світловіддача СД не змінюється при частоті $f \leq 100 \text{ кГц}$, а при частоті $100 \geq f \geq 700 \text{ кГц}$ становить 94% максимального значення.

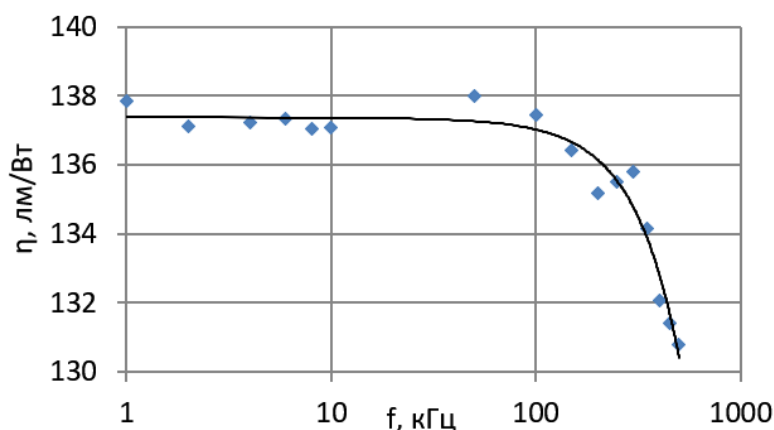


Рисунок 2.11. – Залежність коефіцієнту світловіддачі від частоти імпульсів

Тобто, отриману залежність можна описати наступним виразом, коефіцієнт детермінації приймаємо $R^2 = 0,95$:

$$\eta = 137,4 + 10^{-5}f^2 - 0,001f \quad (2.4)$$

2.6 Висновок розділу

Виходячи із аналізу перехідних процесів в колах імпульсного живлення та частотної залежності енергетичної ефективності світлодіодних джерел світла типу *ARPL-1W* та *FYL-3014*, можна вважати що максимальна частота прямокутних імпульсів $f_{max} = 700$ кГц. Використання драйверів світлодіодів на даних частотах дозволить замінити електролітичні конденсатори, які є слабкою ланкою у сучасних імпульсних драйверах. А замість них використати танталові, в яких внутрішній опір не міняється з ростом частоти, а також вони є більш надійні і їх термін служби перевищує термін служби самих світлодіодів.

3 ПРОЕКТНО-КОНСТРУКТОРСЬКИЙ РОЗДІЛ

3.1 Визначення завдання до проектування.

Завданням є створення регульованого імпульсного джерела живлення для світлодіодного джерела світла потужністю 12 Вт із застосуванням можливості регулювання потужності на основі ШІМ.

3.2. Вибір топології імпульсного перетворювача.

Топологію виконання імпульсного перетворювача доцільно вибирати відповідно до необхідної потужності P , вхідної постійної напруги $U_{in(dc)}$ та інших параметрів, ця залежність наведена у таблиці 3.1 [11].

Таблиця 3.1 – Параметри вибору топології

Топологія	P , Вт	$U_{in(dc)}$, В	Гальванічна розв'язка	Типова ефективність	Відносна ціна деталей
Buck	0 – 1000	5 – 40	немає	78 %	1,0
Boost	0 – 150	5 – 40	немає	80 %	1,0
Buck-boost	0 – 150	5 – 40	немає	80 %	1,0
1t-forward	0 – 150	5 – 500	є	78 %	1,4
Flyback	0 – 150	5 – 500	є	80 %	1,2
Push-pull	100 – 1000	50 – 1000	є	75 %	2,0
Half-bridge	100 – 500	50 – 1000	є	75 %	2,2
Full-bridge	400 – 2000+	50 – 1000	є	73 %	2,5

Вибираємо зворотногодову «flyback» топологію. Для потужності в 12 Вт єдиною альтернативою виступає прямоходовий однотоктний «1t-forward» перетворювач, але його ефективність дещо нижча від зворотногодового, а відносна вартість компонентів є вищою.

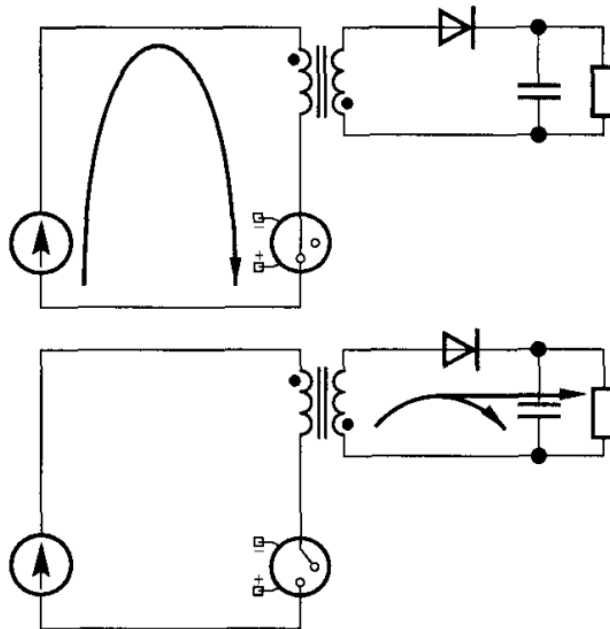


Рисунок 3.1. Ідеалізоване схема роботи зворотноходового перетворювача.

На рисунку 3.1. зображений зворотноходовий перетворювач, на малюнку зверху його ключ знаходиться у замкненому стані, а знизу в розімкненому. Зображений трансформатор, насправді є високочастотним дроселем з двома обмотками намотаними в протилежні сторони. Первинна обмотка такого дроселя використовується для накопичення енергії. Коли ключ замкнений (*прямий хід*) відбувається накопичення енергії в сердечнику дроселя і у вторинній обмотці струм не тече. Коли ж ключ розмикається (*зворотній хід*), первинна обмотка індукуює на вторинній ЕРС, і у колі вторинної обмотки починає текти струм. Цей струм живить навантаження та заряджає вихідний конденсатор. Вихідний конденсатор живить навантаження під час прямого ходу, а вихідний діод не дозволяє конденсатору розряджатись на вторинну обмотку під час прямого ходу.

Однією з переваг такого перетворювача є відсутність необхідності використання згладжуючого фільтру, оскільки енергія накопичена в дроселі викидається зразу в навантаження та вихідний конденсатор.

Режими роботи вибраної топології

Існує два основних режими роботи «*flyback*» перетворювача. Перший є безперервним режим (з англ. *continuous conduction mode, CCM*), при якому частина

в енергія, накопичена в трансформаторі під час прямого ходу, залишається в трансформаторі на початок зворотного ходу. Другий режим – переривчастий режим (з англ. *discontinuous conduction mode, DCM*), в якому вся енергія збережена в трансформаторі переходить на навантаження під час періоду зворотного ходу.

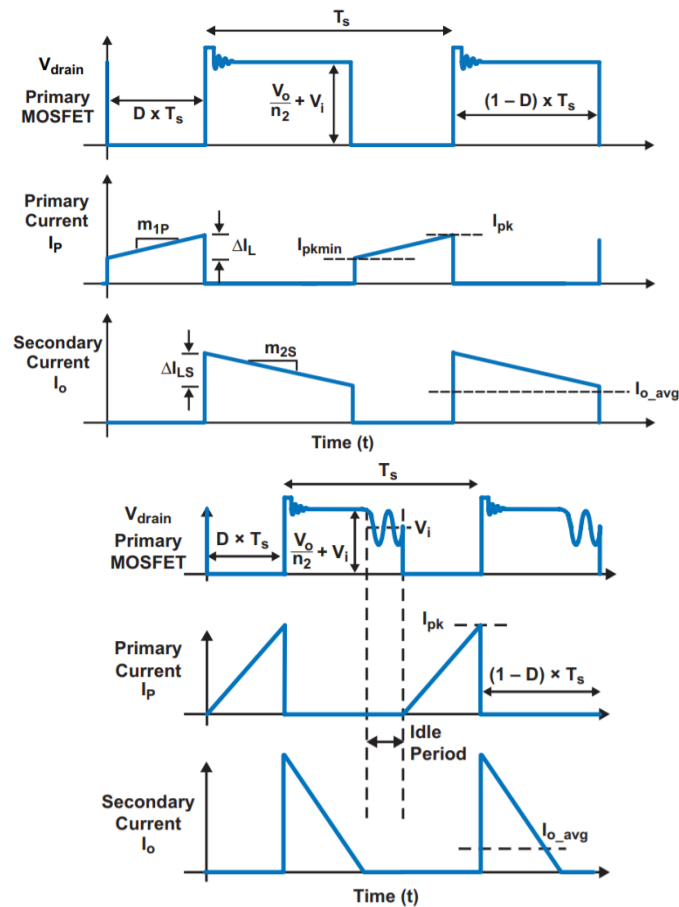


Рисунок 3.2 – Режимы работы зворотноходового перетворювача: а) безперервний – зверху, та б) переривчастий – знизу.

При роботі в переривчастому режимі (рис. 3.2, справа), коли ключ «*Primary MOSFET*» включається, струм на ньому починає рухатись від нуля до пікового значення, яке може бути у два рази більше пікового струму в безперервному режимі. При вимкненні відбувається передача ампер-витків на вторинну обмотку і вторинний струм зменшується до нуля, і залишається на цьому рівні до початку наступного циклу перемикання. Трансформатор призначений для роботи в переривчастому режимі вимагає меншого значення індуктивності, ніж у безперервному, оскільки пульсації струму (ΔI_L) є набагато вищими. У деяких

випадках нижча індуктивність може призвести до фізично менших габаритів трансформатора, тому обираємо переривчастий режим.

3.3 Вибір та розрахунок ШІМ контролера.

Одним з найпоширеніших ШІМ-контролерів, на базі якого створювалася основна маса комп'ютерних блоків живлення, і силових частин різноманітних побутових приладів є *TL494*, що позиціонується виробником як ШІМ контролер для використання в імпульсних блоках живлення з фіксованою частотою імпульсів. Альтернативним вибором можуть служити контролери сімейства *UC384X*, вони менші за розміром, проте регулювання ширини імпульсів в ній здійснюється порівнянням величини струму на керуючому виводі, і призначено таке регулювання, для реалізації зворотного зв'язку, що надлишково ускладнює завдання. Ще одною перевагою *TL494* є готовий вихідний каскад на основі двох потужних біполярних транзисторів.

В таблиці 3.2 наведені основні характеристики контролера *TL494* взяті з офіційної документації виробника «*Texas Instrument*».

Таблиця 3.2 – Специфікація *TL494*

Параметр	Мін.	Макс.	Одиниці вимір.
Напруга живлення, V_{cc}	7	40	<i>B</i>
Напруга на вході підсилювача	-0,3	$V_{cc} - 2$	<i>B</i>
Напруга на колекторі		40	<i>B</i>
Струм колектора (кожного транзистора)		200	<i>мА</i>
Струм зворотнього зв'язку		0,3	<i>мА</i>
Частота генератора	1	300	<i>кГц</i>
Ємність конденсатора генератора	0,47	10000	<i>нФ</i>
Опір резистора генератора	1,8	500	<i>кОм</i>

На рисунку 3.3 зображена блок схема *TL494*, розберемо призначення її виводів:

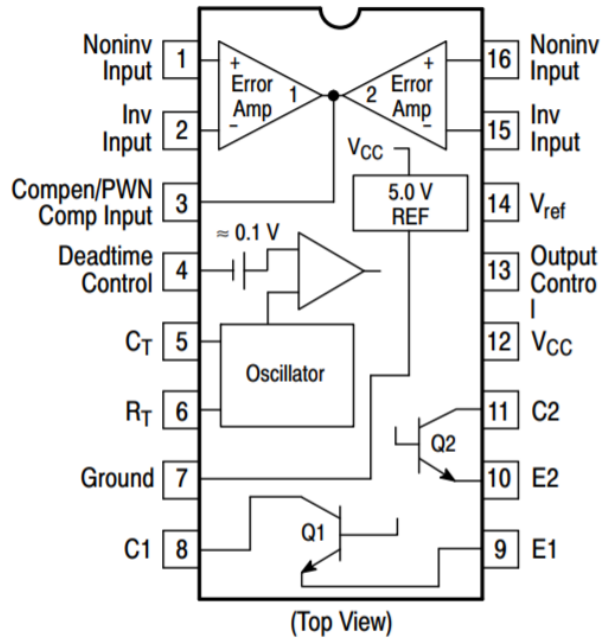


Рисунок 3.3 – Блок-схема TL494

На рисунку 3.3 зображена блок-схема TL494, розберемо призначення її виводів:

Вивід 1. Неінвертуючий вхід першого підсилювача помилки. Якщо вхідна напруга на ньому буде нижча за напругу на виводі 2, то на виході підсилювача буде низький рівень і він ніяк не буде впливати на ширину вихідних імпульсів. Проте, якщо напруга на виводі буде більшою за напругу на виводі 2, то на виході підсилювача з'явиться високий рівень і ширини вихідних імпульсів буде зменшуватись пропорційно до збільшення напруги на виводі (максимум 3,3 В).

Вивід 2. Інвертуючий вхід першого підсилювача помилки. Якщо напруга на ньому вище ніж на виводі 1, то на виході підсилювача буде низький сигнал і це ніяк не вплине на ширину вихідних імпульсів. Якщо ж напруга на ньому буде нижчою за напругу на виводі 1, то на виході підсилювача буде високий сигнал.

Вивід 3. Спільний вихід двох підсилювачів помилки з'єднаних через діоди (схема АБО). Якщо на виводах любого з підсилювачів сигнал міняється з низького на високий, то він міняється і на цьому виводі. Якщо напруга на цьому виводі буде перевищувати 3,3 В то імпульси на виході мікросхеми пропадуть (мінімальна

ширина імпульсів). Проте, якщо напруга опуститься до 0 В, то ширина імпульсів буде максимальною. Цей вивід зазвичай використовують для реалізації зворотного зв'язку, але при необхідності він може використовуватись як вхід для регулювання ширини вхідних імпульсів.

Вивід 4. Використовується для зміни величини «мертвого часу» (з англ. *Dead-Time Control*). Може використовуватись також для зміни ширини імпульсів, якщо подати на нього 3,3 В то ширина імпульсів буде максимальною. Якщо підключити до нього *RC-ланку*, то можна реалізувати «м'який» старт. На схемі видно, що вивід 4 з'єднаний з компаратором через джерело напруги величиною ~ 0.1 В, це потрібно для того щоб ширина вихідних імпульсів ніколи не досягнула 100 %, що запобігає утворенню наскрізних струмів.

Вивід 5. Вивід для підключення часо-задаючого конденсатора C_t , другий кінець якого від'єднують до загального проводу.

Вивід 6. Вивід для підключення часо-задаючого резистора R_t , його другий кінець від'єднують до загального проводу.

Вивід 7. Вивід для підключення контролера до загального проводу.

Вивід 8. Вивід колектора першого транзистора.

Вивід 10. Вивід емітера першого транзистора.

Вивід 11. Вивід емітера другого транзистора.

Вивід 12. Вивід колектора другого транзистора.

Вивід 13. Вивід вибору режиму роботи вихідного каскаду. Якщо під'єднати його до загального проводу, то вихідний каскад буде працювати в одноканальному режимі. Якщо ж подати на нього 5 В (наприклад з виводу 14), то вихідний каскад буде працювати у двоканальному режимі.

Вивід 14. Вивід джерела опорної напруги. Вихідна напруга на ньому +5 В, а вихідний струм до 10 мА. Використовується як еталонне джерело для порівнювання в підсилювачах помилок.

Вивід 15. Інвертуючих вхід другого підсилювача помилки. Працює аналогічно виводу 2.

Вивід 16. Неінвертуючий вхід другого підсилювача помилки. Працює аналогічно виводу 1.

Частота імпульсів контролера, згідно специфікації, обчислюється по формулі:

$$f = \frac{1}{R_t \cdot C_t} \quad (3.1)$$

де R_t – опір часозадаючого резистора, Ом;

C_t – ємність часозадаючого конденсатора, Ф.

Розрахуємо значення опору резистора R_t для частоти $f = 100$ кГц і конденсатора $C_t = 0.001$ мкФ.

$$R_t = \frac{1}{f \cdot C_t} = \frac{1}{100 \text{ кГц} \cdot 0,001 \text{ мкФ}} = 10 \text{ кОм}$$

Враховуючи допуски деталей в розмірі 5% від їх номіналу, розрахуємо мінімально та максимально можливу частоту:

$$f_{min} = \frac{1,1}{1,05 \cdot R_t \cdot 1,05 \cdot C_t} = \frac{1,1}{1,05 \cdot 11 \text{кОм} \cdot 1,05 \cdot 0,001 \text{мкФ}} = 90,7 \text{ кГц}$$

$$f_{max} = \frac{1,1}{0,95 \cdot R_t \cdot 0,95 \cdot C_t} = \frac{1,1}{0,95 \cdot 11 \text{кОм} \cdot 0,95 \cdot 0,001 \text{мкФ}} = 110,8 \text{ кГц}$$

Час прямого (ключ замкнутий, t_{on}) та зворотного ходу (ключ розімкнутий, t_{off}) можна розрахувати так:

$$t_{on} = \frac{1}{f} \cdot D; \quad t_{off} = \frac{1}{f} \cdot (1 - D) \quad (3.2)$$

де D – коефіцієнт заповнення (робочий цикл);

f – частота імпульсів, Гц.

Згідно із специфікацією контролера, мінімальна величина мертвого часу рівна близько 3% від періоду. Тоді час прямого ходу в найгірших умовах – при максимальній частоті та мінімальному робочому циклу $D_{min} = 47\%$:

$$t_{on} = \frac{1}{110,8 \text{ кГц}} \cdot 0,47 = 4,24 \text{ мкс}$$

Час зворотного ходу в найгірших умовах – при максимальній частоті та максимальному робочому циклі $D_{max} = 50\%$:

$$t_{off} = \frac{1}{110,8 \text{ кГц}} \cdot 0,5 = 4,51 \text{ мкс}$$

ШИМ контролер може працювати в двох режимах: одноактному, коли вихідні ключі працюють синхронно, та двотактному, коли вони розмикаються та замикаються по черзі. Двотактний режим використовують у двотактних імпульсних перетворювачах, а оскільки зворотноходовий перетворювач є однотактним, доцільно використати однотактний режим роботи контролера. Для цього потрібно під'єднати вивід 13 контролера до загального проводу.

Управління коефіцієнтом заповнення будемо здійснювати за допомогою виводу 4, призначеного для керування мертвим часом. Розрахуємо дільник напруги на основі резистора та потенціометра, що дозволить регулювати величину коефіцієнту заповнення від 50 до 0 %.

Формула дільника напруги:

$$U_{out} = U_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.3)$$

При напрузі $U_{out} = 3.3 \text{ В}$ на виводі 4 контролера коефіцієнт заповнення буде максимальним, отже напруга на потенціометрі в крайньому його положенні повинна буде рівна половині цього значення $U_{out} = 1.65 \text{ В}$. Напругу $U_{in} = 5 \text{ В}$ візьмемо з джерела опорної напруги на виводі 14 мікросхеми, опором R_2 буде потенціометр номіналом 10 кОм , тоді на основі формули (3.3) розрахуємо опір резистора R_1 :

$$R_1 = \frac{R_2 \cdot (U_{in} - U_{out})}{U_{out}} = \frac{10 \text{ кОм} \cdot (5 \text{ В} - 1,65 \text{ В})}{1,65 \text{ В}} = 20 \text{ кОм}$$

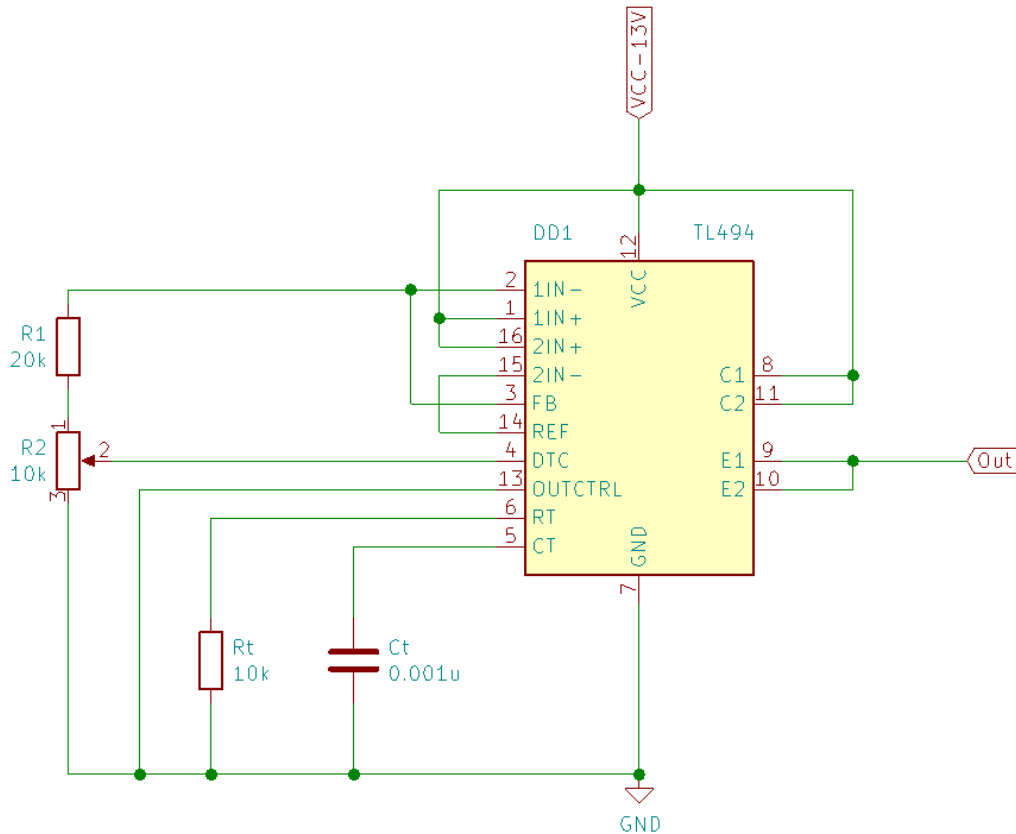


Рисунок 3.4 – Принципова схема включення TL494

3.4 Розрахунок трансформатора.

Вихідні дані для розрахунку трансформатора:

Таблиця 3.3. – Вхідні дані до розрахунку трансформатора.

Номінальна вхідна напруга	U_{in}	311 В
Мінімальна вхідна напруга	$U_{in(min)}$	248 В
Максимальна вхідна напруга	$U_{in(max)}$	373 В
Напруга допоміжної обмотки	U_{bias}	13 В
Напруга вторинної обмотки	U_{out}	12 В
Струм вторинної обмотки	I_{out}	1 А
ККД	η	0,8
Частота переключень ключа	f	100 кГц

Метод розрахунку було взято із статті [8].

Розрахуємо вихідну потужність трансформатора:

$$P_{out} = U_{out} \cdot I_{out} = 12 \text{ В} \cdot 1 \text{ А} = 12 \text{ Вт} \quad (3.4)$$

За максимальну вихідну потужність приймаємо $1.2 \cdot P_{out} = 14.4 \text{ В}$.

За час t_{on} ми повинні запасти в трансформаторі таку к-сть енергії, якої буде достатньо для підтримки вихідної напруги:

$$A = \frac{P_{out}}{\eta \cdot f} \quad (3.5)$$

де P_{out} – вихідна потужність трансформатора, Вт;

η – ккд трансформатора;

f – частота перемикань силового ключа, Гц.

Імпульсний струм на первинній частині:

$$I = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{out}}{\eta \cdot f \cdot L_{pri}}} \quad (3.6)$$

де L_{pri} – індуктивність первинної обмотки, Гн.

За час при прикладеній вхідній напрузі цей струм буде змінюватись за законом:

$$\frac{dI}{dt} = \frac{U_{in}}{L_{pri}} \Rightarrow I = \frac{U_{in} \cdot t_{on}}{L_{pri}} \quad (3.7)$$

Згідно цих формул, можна вичислити L_{pri} для найгірших умов:

$$\begin{aligned} L_{pri} &= \frac{U_{in(min)}^2 \cdot t_{on}^2 \cdot \eta \cdot f_{min}}{2 \cdot P_{out(max)}} = \\ &= \frac{248^2 \text{ В} \cdot 4,24^2 \text{ мкс} \cdot 0,8 \cdot 90,7 \text{ кГц}}{2 \cdot 14,4 \text{ Вт}} = 2,788 \text{ мГн} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Тепер легко знайти струм в первинній обмотці:

$$I_{pri} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{out(max)}}{\eta \cdot f_{min} \cdot L_{pri}}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 14,4 \text{ В}}{0,8 \cdot 90,7 \text{ кГц} \cdot 2,788 \text{ мГн}}} = 0,377 \text{ А} \quad (3.9)$$

Знайдем його середньоквадратичне значення:

$$I_{rms} = I_{pri} \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 0,377 \text{ А} \sqrt{\frac{0,5}{3}} = 0,154 \text{ А} \quad (3.10)$$

За час t_{off} вся енергія що була накопичена в сердечнику трансформатора повинна перейти в вихідний конденсатор та на навантаження, і до кінця наступного такту встигнути впасти до нуля. За час зворотного ходу до вихідної обмотки прикладена напруга U_{out} та падіння напруги на вихідному діоді U_{dout} .

Тому можна записати:

$$U_{out} + U_{dout} = L_{sec} \cdot \frac{I_{sec}}{t_{off}} \quad (3.11)$$

де L_{sec} – індуктивність вторинної обмотки, Гн;

I_{sec} – струм вторинної обмотки, А.

В цей час енергія накопичена в трансформаторі:

$$A = \frac{P_{out}}{f} = \frac{(U_{out} + U_{dout}) \cdot I_{out}}{f} = \frac{L_{sec} \cdot I_{sec}^2}{2} \quad (3.12)$$

Вирішуємо ці рівняння відносно L_{sec} та отримуємо:

$$\begin{aligned} L_{sec} &= \frac{(U_{out} + U_{dout}) \cdot t_{off}^2 \cdot f_{min}}{2 \cdot I_{out \max}} = \\ &= \frac{(12 \text{ В} + 0,5 \text{ В}) \cdot 4,51^2 \text{ мкс} \cdot 90,7 \text{ кГц}}{2 \cdot 1,2} = 9,619 \text{ мкГн} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Відповідно, струм на вторинній обмотці:

$$I_{sec} = \frac{(U_{out} + U_{dout}) \cdot t_{off}}{L_{sec}} = \frac{(12 \text{ В} + 0,5 \text{ В}) \cdot 4,51 \text{ мкс}}{9,619 \text{ мкГн}} = 5,8 \text{ А} \quad (3.14)$$

Коефіцієнт трансформації:

$$K = \sqrt{\frac{L_{pri}}{L_{sec}}} = \sqrt{\frac{1,81 \text{ мГн}}{9,619 \text{ мкГн}}} = 17 \quad (3.15)$$

Напруга на силовому ключі без врахування індуктивного викиду:

$$\begin{aligned} U_{ds} &= U_{out(max)} + (U_{out} + U_{dout}) \cdot K = \\ &= 14,4 + (12 \text{ В} + 0,5 \text{ В}) \cdot 13,73 = 585,8 \text{ В} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Оскільки напруга 585 В може бути зависокою для типового 600 В транзистора, спробуємо зменшити її до значення в $U_{ds(max)} = 540 \text{ В}$, що на рівні 10% від максимального.

Для цього розрахуємо потрібний коефіцієнт трансформації:

$$K = \frac{U_{ds(max)} - U_{in(max)}}{U_{out} + U_{dout}} = \frac{540 \text{ В} - 373 \text{ В}}{12 \text{ В} + 0,5 \text{ В}} = 13,36 \quad (3.17)$$

Тоді, індуктивність знизиться до:

$$L_{pri} = L_{sec} \cdot K = 9,619 \text{ мкГн} \cdot 13,36 = 1,717 \text{ мГн} \quad (3.18)$$

А струм збільшиться до:

$$I_{pri} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{max}}{\eta \cdot f_{min} \cdot L_{pri}}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 14,4 \text{ В}}{0,8 \cdot 90,7 \text{ кГц} \cdot 1,717 \text{ мГн}}} = 0,48 \text{ А} \quad (3.19)$$

Магнітні сердечники не дуже добре накопичують енергію магнітного поля, а ефективні сердечники насичуються при малому рівні напруженості магнітного поля. В зворотногоходовій схемі енергія накопичується в повітряному зазорі дроселя, а сердечник надає енергії екранований шлях від обмоток до повітряного зазору з низькою магнітною проникністю.

У якості сердечника для нашого трансформатора виберемо типовий сердечник *EFD 25/13/9 (B66421U0160K187)* із зазором $0,55 \text{ мм}$ виробництва «TDK».

Характеристики сердечника:

Матеріал: T87;

Індуктивність на виток: $A_{L0} = 160 \text{ нГн/виток}^2$;

Мінімальна площа січення сердечника: $A_{min} = 57 \text{ мм}^2$;

Довжина місця під намотку (повна): $F = 9,3 \text{ мм} \times 2 = 18,6 \text{ мм}$;

Довжина витка: $D_{coil} = (11,4 \text{ мм} + 5,2 \text{ мм}) \times 2 = 33,2 \text{ мм}$.

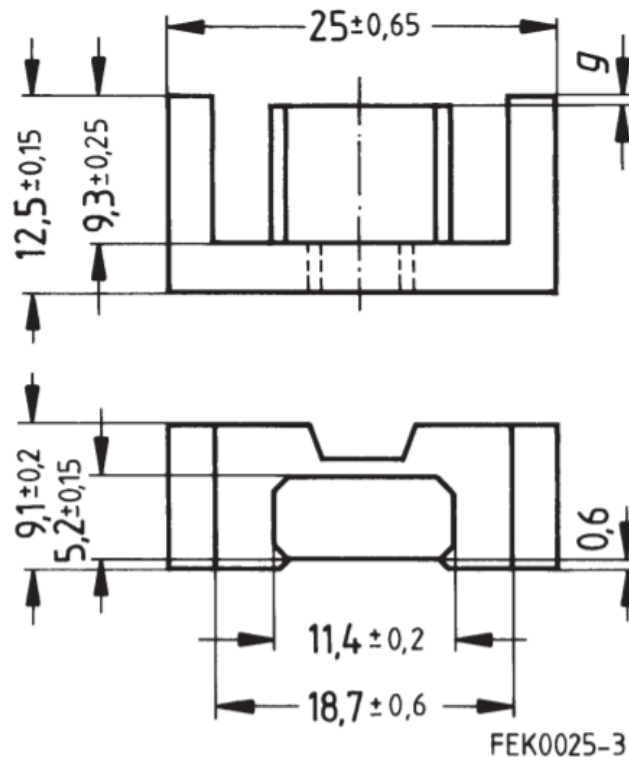


Рисунок 3.5 – Геометричні розміри сердечника

Розрахуємо к-сть витків:

$$N_{pri} = \sqrt{\frac{L_{pri}}{A_L}} = \sqrt{\frac{1,71 \text{ мГн}}{160 \text{ нГн}}} = 32,76 \approx 33 \quad (3.20)$$

Розмах індукції в сердечнику:

$$\Delta B = \frac{U_{in(min)} \cdot t_{on}}{A_{min} \cdot N_{pri}} = \frac{248 \text{ В} \cdot 4,24 \text{ мкс}}{57 \text{ мм} \cdot 33} = 0,559 \text{ Т} \quad (3.21)$$

Розрахуємо к-сть витків вторинної обмотки:

$$N_{sec} = \sqrt{\frac{L_{sec}}{A_L}} = \sqrt{\frac{9,619 \text{ мкГн}}{160 \text{ нГн}}} = 2,45 \approx 3 \quad (3.22)$$

Розрахуємо к-сть витків допоміжної обмотки:

$$N_{bias} = \frac{(U_{bias} + U_d) \cdot N_{sec}}{U_{out} + U_{dout}} = \frac{(13 \text{ В} + 0,6 \text{ В}) \cdot 3}{12 \text{ В} + 0,5 \text{ В}} = 3,26 \approx 4 \quad (3.23)$$

Тепер перейдемо до конструювання трансформатора. Спочатку визначимо схему розташування обмоток. В мережевих джерелах живлення завжди спочатку мотають первинну обмотку, і тому є кілька причин. Первинна обмотка частіше всього мотається набагато тоншим дротом ніж вторинна, тому втратою від протікання змінного струму (ефект близькості) часто можна нехтувати. Згідно з вимогами електробезпеки мінімальний шлях витoku між ланками які пов'язані з мережею та сердечником – 6 мм, для цього використаємо бандажі з кожної сторони вікна каркаса.

Схематичний розріз трансформатора наведено на рис. 2.7.

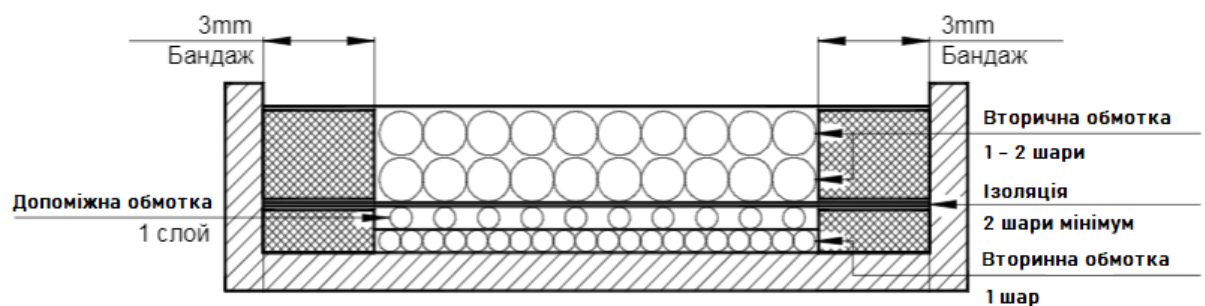


Рисунок 3.6 – Схематичний розріз трансформатора

Первинна обмотка.

Вільний простір в каркасі враховуючи відступ 20% з двох сторін рівний:

$$F \cdot 0,6 = 18,6 \text{ мм} \cdot 0,6 = 11,16 \text{ мм}$$

Відповідно, діаметр проводу з ізоляцією при намотці в один шар:

$$\frac{11,16 \text{ мм}}{33 \text{ витків}} = 0,338 \text{ мм}$$

Враховуючи довжину лакового покриття обираємо провід ПЭТ-155 діаметром 0,28 мм, з питомим опором $\rho_{coil} = 0,278 \text{ Ом/м}$.

Опір обмотки:

$$R_{pri(coil)} = N_{pri} \cdot D_{coil} \cdot \rho_{coil} = 33 \text{ витка} \cdot 33,2 \text{ мм} \cdot 0,278 \frac{\text{Ом}}{\text{м}} = 0,305 \text{ Ом} \quad (3.24)$$

Втрати в первинній обмотці:

$$I_{pri(rms)}^2 \cdot R_{pri(coil)} = 0,154^2 \text{ А} \cdot 0,305 \text{ Ом} = 0,072 \text{ Вт} \quad (3.25)$$

Опір допоміжної обмотки для нас не важливий, тому мотаємо тим самим проводом що і первинну.

Вторинна обмотка.

Оскільки при не великих напругах товщина проводу стає достатньо великою, ми вже не можемо нехтувати втратами на вихрові струми. Нам вже відома формула глибини проникнення високочастотного струму в провідник [4]:

$$D_{pen} = \frac{7,5}{\sqrt{f}} \quad (3.26)$$

Тепер, введемо параметр Q – відношення ефективного шару до глибини проникнення, для щільно вкладених кругли провідників вона рівна 0,83 від їх діаметру.

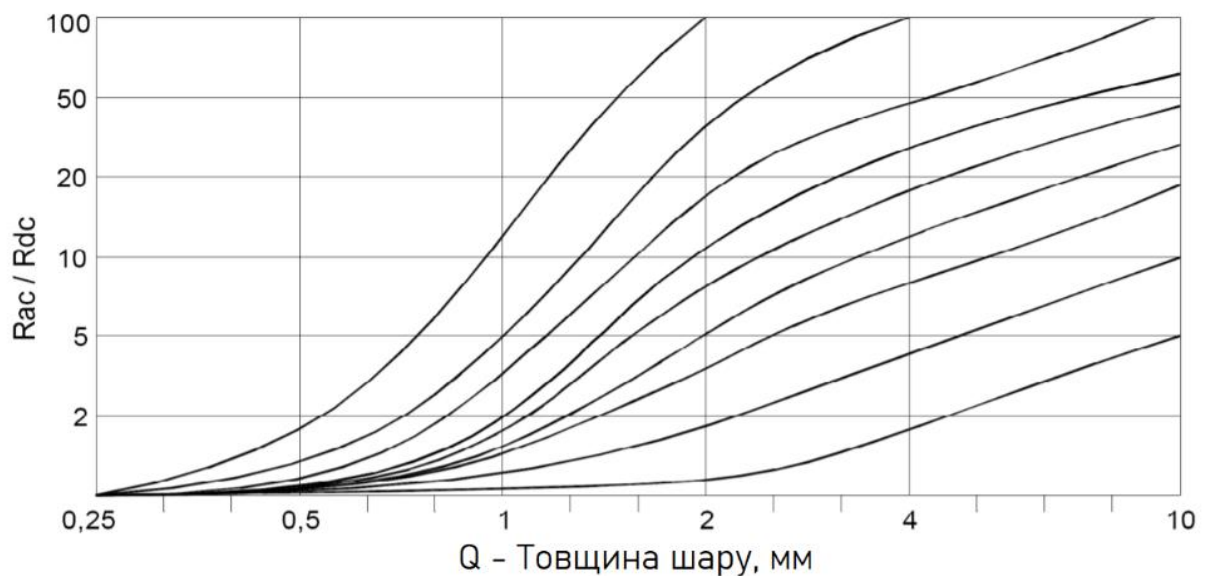


Рисунок 3.7 – Залежність відношення опору до товщини шару.

Далі на рис. 3.7, знаходимо відношення опору провідника змінного струму заданої частоти до опору постійного струму R_{ac} / R_{dc} .

Тоді, можемо визначити втрати для нашої вторинної обмотки як суму квадратів постійної та змінної складової струму на їх опір:

$$P = P_{dc} + P_{ac} = I_{dc}^2 \cdot R_{dc} + I_{ac}^2 \cdot R_{ac} \quad (3.27)$$

Очевидно, доцільно збільшувати товщину загального шару намотаної обмотки, для цього можна збільшити кількість шарів, або ж збільшити товщину дроту в одному шарі. Ми виберемо другий варіант, оскільки потрібна кількість витків становить всього 3 витка. Обираємо провід ПЭТ-155 з найбільшим діаметром 2,5 мм.

3.5 Вибір транзисторного ключа.

При напругах нижче 250 В на всіх робочих частотах вигідніше всього використовувати МДН транзистори. IGBM краще використовувати при напругах вище 1 кВ і на частотах до сотень кілогерц. В діапазоні напруги 250 ... 1000 В найкращим вибором стане IGBT транзистор, а на частоті більше 150 кГц – МОП. Між цими діапазонами вибір проводять ретельно дослідивши економічну та технічну доцільність.

IGBT транзистор поводить себе схоже МДН транзистору, за виключенням напруги у відкритому стані і струму закриття. Час відкриття залежить від характеристики внутрішнього МДН транзистора і є доволі малим. На характеристики керування затвору впливає вхідна ємність і ємність Міллера. Напруга управління затвором має ту ж ступінчасту форму через ефект Міллера. Щоб точніше враховувати роботи схеми, при керуванні затвором варто брати до уваги сумарний заряд затвора, а не вилічну ємності.

Обираємо типовий для подібних завдань МДН транзистор IRFRC20, його характеристики наведені в таблиці 3.4.

Таблиця 3.4. – Специфікація транзистора IRFRC20

Макс. напруга стік – витік	600 В
Макс. напруга затвор – витік	20 В
Поріг включення	4 В
Макс. допустимий струм стоку	2 А
Макс. розсіювальна потужність	42 Вт
Заряд затвору	18 нКл
Час наростання	23 нс
Вихідна ємність	48 пкФ
Опір стік – витік	4,4 Ом

В якості діоду можна використовувати любий швидкодіючий діод, для прикладу широко поширений 1N4148.

При виборі резистора важливо максимально зменшити швидкість відкриття ключа для зменшення високочастотних перешкод від швидкого розряду паразитної ємності транзистора. Проте, потрібно також не допустити катастрофічного збільшення динамічних втрат в режимі короткого замикання.

Для оцінки номіналу резистора час заряду паразитної ємності трансформатора можна вибрати таким, щоб викид струму складав десяту частину від номінального. Грубо оціним ємність трансформатора в 50 пкФ, тоді:

$$\tau = \frac{C_{eqv} \cdot U_{in}}{0,1 \cdot I_{pri}} = \frac{50 \text{ пкФ} \cdot 311 \text{ В}}{0,1 \cdot 0,48 \text{ А}} = 323 \text{ нс} \quad (3.28)$$

Порахуємо струм затвору:

$$I_{gate} = \frac{Q_G}{\tau} = \frac{18 \text{ нс}}{323 \text{ нс}} = 55,6 \text{ мА} \quad (3.29)$$

Якщо напруга живлення контролера $U_{cc} = 13 \text{ В}$, а напруга плато Міллера $U_{miller} = 5 \text{ В}$, то опір резистора складатиме:

$$R = \frac{U_{cc} - U_{miller}}{I_{gate}} = \frac{13 \text{ В} - 5 \text{ В}}{55,6 \text{ мА}} = 144 \text{ Ом} \quad (3.30)$$

Обираємо резистор стандартного номіналу 150 Ом .

Схема включення транзистора:

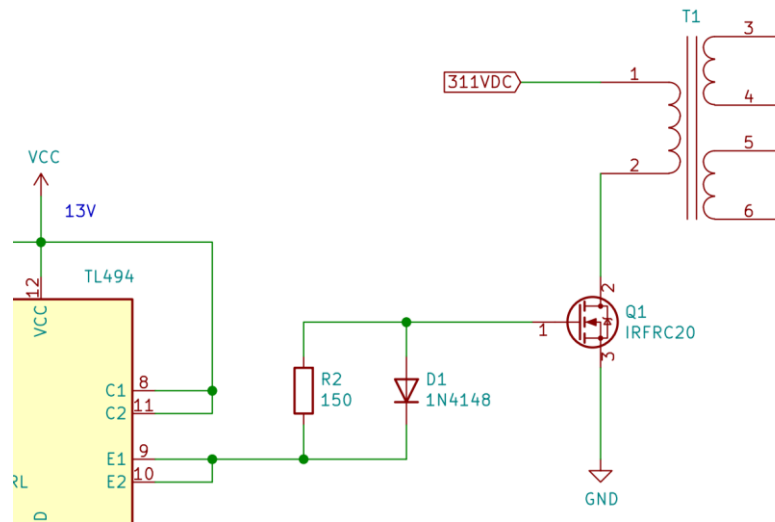


Рисунок 3.8 – Схема включення транзистора.

3.6 Розрахунок мережевого фільтру радіоперешкод.

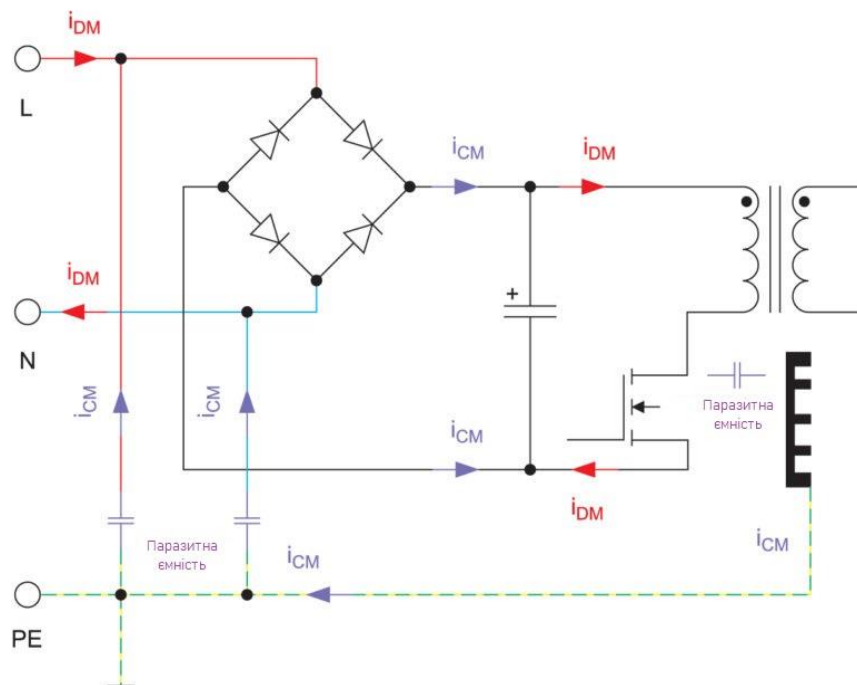


Рисунок 3.9 – Протікання паразитних струмів.

Паразитні струми, що неодмінно виникають у імпульсних джерелах живлення, створюють падіння напруги (радіоперешкоди) на компонентах електричного кола. На рисунку 3.9 показано, як ці струми протікають в імпульсному джерелі живлення.

Активна складова високочастотного струму i_{DM} протікає через первинний ланцюг джерела живлення. Частота цього струму дорівнює робочій частоті імпульсного регулятора, що призводить до появи диференціальної перешкоди. Через швидкі комутаційні процеси в напівпровідникових компонентах (як правило, в *MOSFET*), виникають високочастотні коливання і паразитні ефекти. Диференціальний струм протікає з боку мережі електроживлення L через випрямний міст і первинну обмотку ізолюючого трансформатора, а тоді через *MOSFET* і нейтральний провідник повертається в мережу. Ключ встановлений на радіатор, що його охолоджує, підключений до захисного заземленого провідника PE .

Ємнісний зв'язок, який виникає між радіатором і стоком ключа призводить до появи синфазної перешкоди. Синфазний струм i_{CM} повертається по заземленій лінії PE на вхід імпульсного джерела живлення, де знову через паразитну ємність створює перешкоди в лінії L і нейтральній лінії N . струм i_{CM} протікає по обом лініям мережевого живлення і випрямлячу, де знову наводить перешкоди на заземлену лінію PE через паразитний зв'язок з радіатором.

Розрахунковий спектр шуму

Випрямлена мережна напруга прикладається до ділянки стік-витік. Піковий рівень цієї напруги U_{pk} визначається наступним чином [10]:

$$U_{pk} = U_{rms} \cdot \sqrt{2} = 220 \text{ В} \cdot \sqrt{2} = 311 \text{ В} \quad (3.31)$$

У нашому випадку частота роботи імпульсного джерела рівна 100 кГц . На цій частоті синхросигнали впливають з інтервалом 10 мкс , які тривалість становить 2 мкс . Отже, коефіцієнт заповнення:

$$D = \frac{t_{on}}{T} = \frac{2 \text{ мкс}}{10 \text{ мкс}} = 0.2 \quad (3.32)$$

Виходячи з того, що імпульси струму через випрямний міст мають трапецієподібну форму, можна приблизно визначити спектр ЕМС без мережного

фільтра і без перетворення Фур'є. Спочатку встановимо першу кутову точку для спектральної густини амплітуди.

$$n_{CO1} = \frac{1}{\pi D} = \frac{1}{\pi \cdot 0,2} = 1,592 \quad (3.33)$$

Перша частота зрізу, що обмежує спектральну щільність амплітуди, визначається так:

$$f_{CO1} = n_{CO1} \cdot f_{CLK} = 1,592 \cdot 100 \text{ кГц} = 159,2 \text{ кГц} \quad (3.34)$$

Таким чином, можна визначити амплітуду першої гармоніки:

$$C_1 = \frac{2U_{pk}}{\pi \cdot n_{CO1}} = \frac{2 \cdot 311}{\pi \cdot 1,592} = 124,44 \text{ В} \quad (3.35)$$

Припустивши, що ємність паразитного зв'язку C_p між імпульсним джерелом живлення та заземленням дорівнює 20 пФ , можна встановити величину синфазного струму першої гармоніки I_{CM1} :

$$I_{CM1} = \frac{2\pi \cdot f_{CO1} \cdot C_p \cdot C_1}{\sqrt{(50\pi \cdot f_{CO1} \cdot C_p)^2 + 1}} =$$

$$= \frac{2\pi \cdot 159,2 \text{ кГц} \cdot 20 \text{ пФ} \cdot 124,44 \text{ В}}{\sqrt{(50\pi \cdot 159,2 \text{ кГц} \cdot 20 \text{ пФ})^2 + 1}} = 2,49 \text{ мА} \quad (3.36)$$

Напряга радіоперешкод U_{CM} вимірюється за допомогою еквівалента ланцюга ($LISN$) і приймача для вимірювання EMC [10]. Через паралельне з'єднання вхідного опору 50 Ом випробувального приймача EMC і вихідного опору 50 Ом $LISN$ створюється загальний імпеданс $Z = 25 \text{ Ом}$. Розрахувати вимірювану напругу радіоперешкоди U_{CM} можна так:

$$U_{CM} = Z \cdot I_{CM1} = 25 \text{ Ом} \cdot 2,49 \text{ мА} = 0,062 \text{ В} \quad (3.37)$$

В одиницях дБмкВ отримуємо:

$$U_{\text{дБмкВ}} = 20 \lg \frac{U_{CM}}{1 \text{ мкВ}} = 20 \lg \frac{0,062 \text{ В}}{1 \text{ мкВ}} = 95,88 \text{ дБмкВ} \quad (3.38)$$

Розрахунки показують що можлива поява великих радіоперешкод. Для оцінки їхнього рівня можна скористатися, наприклад, стандартом $EN 55022$. У

діапазоні частот $0,15\text{--}0,5$ МГц цей стандарт визначає допустимий квазіпіковий рівень перешкод у межах $66\text{--}56$ дБмкВ. Очевидно, що у нашому випадку без фільтра не обійтися.

Проектування мережевого фільтра

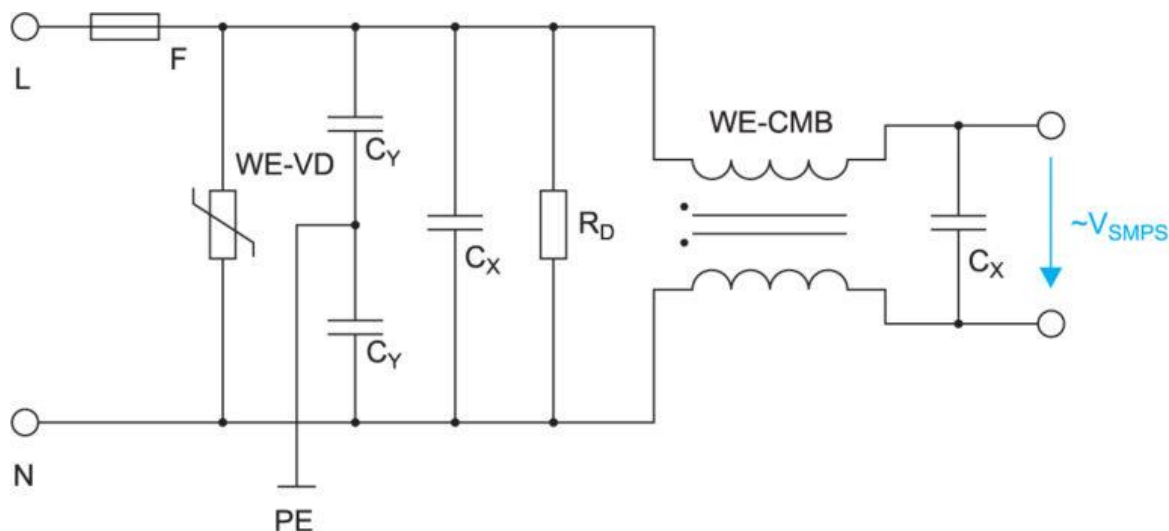


Рисунок 3.10 – Типова схема мережевого фільтра.

На рис. 3.10 представлено схему простого однофазного мережевого фільтра. Компанія «*Würth Elektronik*» випускає різні моделі мережевих дроселів, у тому числі серії *WE-CMB*, для реалізації мережевих фільтрів. Як правило, дросель складається з кільцевого марганцево-цинкового сердечника з двома роздільними обмотками, намотаними в протилежних напрямках.

В цьому випадку дросель *WE-CMB* працює як котушка фільтра, яка протидіє струму, зменшуючи його амплітуду. Необхідно вибрати синфазний дросель з якомога меншою власною резонансною частотою (СРЧ) в діапазоні найнижчих частот, тому що в даному випадку використовується джерело живлення з відносно низькою частотою імпульсів. Вибір мінімально можливої СРЧ забезпечує гарне придушення сигналу в діапазоні нижніх частот.

Характеристики придушення перешкод у синфазному та диференціальному режимах відрізняються одна від одної (рис. 3.11). У синфазному режимі максимальна величина придушення мережевим дроселем *WE-CMB* досягається частотою 150 кГц. Однак з подальшим збільшенням частоти пригнічення слабшає.

Виникає необхідність використання конденсаторів X і Y, оскільки перешкоду слід пригнічувати до частоти 30 МГц. Конденсатор X встановлюється до та після мережного фільтра для блокування диференціальних перешкод з боку мережі та імпульсного джерела живлення. Індуктивність розсіювання дроселя WE-CMB разом з конденсатором X утворює фільтр низької частоти, який зменшує диференціальні перешкоди та наступні синфазні перешкоди.

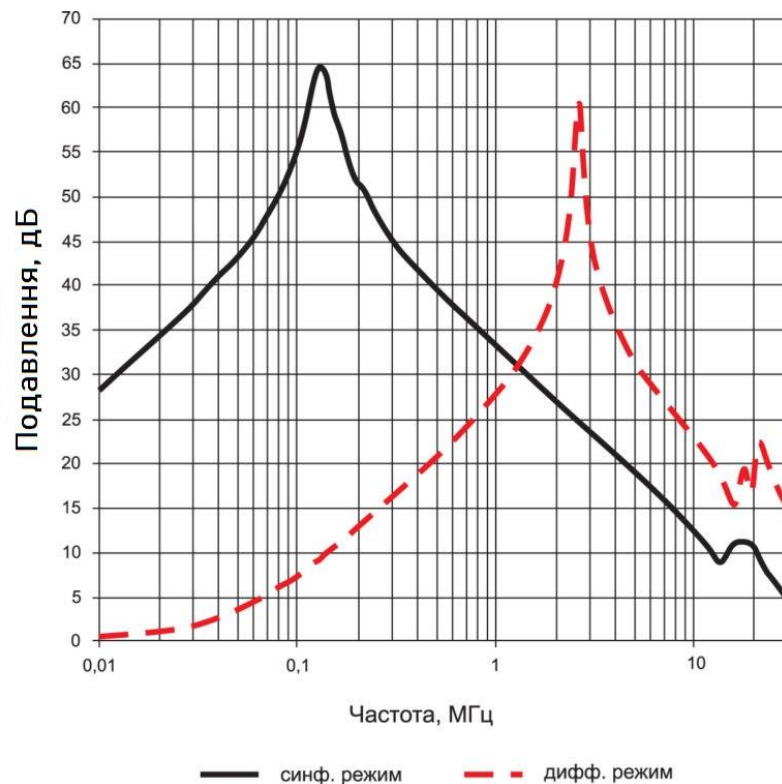


Рисунок 3.11 – Графік подавлення частот дроселем WE-CMB.

У нашому випадку було обрано два конденсатори X ємністю по 330 нФ. Їхня власна резонансна частота становить близько 2 МГц.

З міркувань безпеки резистор слід встановити на стороні електричної мережі паралельно конденсатору X, який розряджається після від'єднання джерела живлення від мережі. Перед мережним фільтром також встановлюється варистор, щоб скоротити перенапругу в перехідному процесі. З цим завданням успішно впораються дискові варистори серії WE-VD від «Würth Elektronik». Для захисту від перевантажень перед варистором встановлюється запобіжник. Захист спрацьовує у разі короткого замикання варистора. Конденсатори Y використовуються для

подальшого придушення синфазних перешкод. У поєднанні з дроселем *WE-CMB* вони визначають частоту зрізу f_0 відповідно до рівняння «Томсона»:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.39)$$

Щоб рівень перешкод був нижчим від допустимого 66 дБмкВ (при 150 кГц), потрібно забезпечити придушення величиною 40 дБ, що відповідає двом декадам у логарифмічному поданні. Для розрахунку ємності конденсатора Y використовується перетворене рівняння коливань:

$$C_Y = \frac{1}{\left(2\pi \cdot \frac{f_{CLK}}{10}\right)^2 \cdot L_{CМС}} \quad (3.40)$$

Оскільки потрібні два конденсатори Y , розрахункове значення ділиться навпіл. Ці конденсатори дозволяють повернути синфазну перешкоду від імпульсного джерела живлення до заземлення. Залежно від типу пристрою допускається, щоб струм витoku був у діапазоні 0,25–3,5 мА, а ємність не перевищувала 4,7 нФ. З урахуванням цих вимог вибираються два конденсатори Y з номінальним значенням ємності з ряду *E12* та ємністю 2,2 нФ.

3.7 Вибір пасивних елементів

Вибір вхідного конденсатора

У таблиці 3.5 наведені типові значення ємності вхідного конденсатора з розрахунком на ват потужності.

Таблиця 3.5 – Відношення ємності вхідного конденсатора до потужності блоку живлення

Вхідна напруга (АС)	Ємність, $\mu\text{F} / \text{W}$
85 – 265 В	2 – 3
195 – 265 В	1
115 В	2
230 В	1

Оскільки, вхідна напруга є рівною мережевій 220 В , то при потужності 12 Вт отримуємо:

$$2 \frac{\text{мкФ}}{\text{Вт}} \cdot 12\text{ Вт} = 24\text{ мкФ}$$

Вибираємо конденсатор з запасом, ємністю 47 мкФ і розрахований на напругу до 400 В .

Розрахунок снабера

При різкому закритті транзистора, комутаційний струм не встигає так різко понизитись до безпечної величини, і в первинній обмотці виникає висока напруга пропорційна індукції обмотки і швидкості перемикання транзистора. Відповідно, для того щоб полегшити тепловий режим при перемиканнях транзистора, в схему зазвичай вносять спеціальну ланку – снабер, один з поширених варіантів зображено на рисунку 3.12.

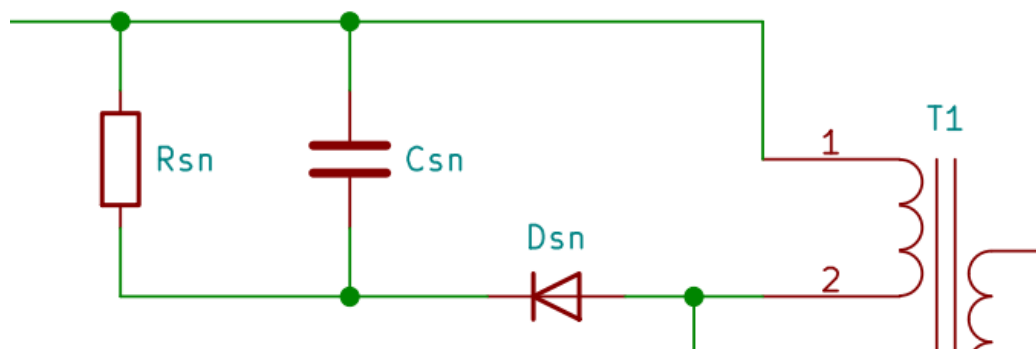


Рисунок 3.12 – Снаберна ланка на схемі

Ємність конденсатора легко розрахувати

$$C_{sn} = \frac{I_{pri(rms)} \cdot t_{on}}{U_{in(max)}} = \frac{0.154\text{ А} \cdot 4.24\text{ мкс}}{373\text{ В}} = 1,75\text{ нФ} \quad (3.41)$$

Обираємо керамічний конденсатор на 2.2 нФ і 400 В .

Відомо, що час на розряд конденсатора приблизно рівний $3RC$, приймемо 5% цього часу, за час відкритого стану транзисторного ключа, тоді опір резистора буде рівний:

$$R_{sn} = \frac{0,05 \cdot t_{on}}{3 \cdot C_{sn}} = \frac{0,05 \cdot 4,24 \text{ мкс}}{3 \cdot 1,75 \text{ нФ}} = 40,35 \text{ Ом} \quad (3.42)$$

Обираємо резистор номіналом 47 Ом.

Діод потрібно обирати імпульсний, розрахований на максимальну напругу аналогічну транзистору, і з можливістю в імпульсі витримати струм що протікає в первинній ланці, для нашого випадку ідеально підходить 1N4937.

Вибір елементів вихідної ланки

В якості вихідного діоду найкращим вибором стане використання діодів Шоткі, завдяки їх низькому падінню напруги та хорошими частотними властивостями.

Зворотна напруга на вихідному діоді складається з вихідної напруги та індукованого з первинної у вторинну обмотку:

$$U_{dout} = \frac{U_{in(max)}}{K} + U_{out} = \frac{373 \text{ В}}{13} + 12 \text{ В} \approx 40 \text{ В} \quad (3.43)$$

Допустимо використати діод Шоткі номіналом 60 В 50WQ06N.

Розрахуємо значення вихідного конденсатора [6]:

$$C = \frac{t_{off} \cdot I_{out}}{U_{p-p}} = \frac{4,51 \text{ мкс} \cdot 1 \text{ А}}{0,01 \text{ В}} \approx 451 \text{ мкФ} \quad (3.44)$$

Значення пульсацій U_{p-p} приймаємо на допустимому рівні 0,01 В, тоді вибираємо вихідний конденсатор номіналом 470 мкФ 50 В.

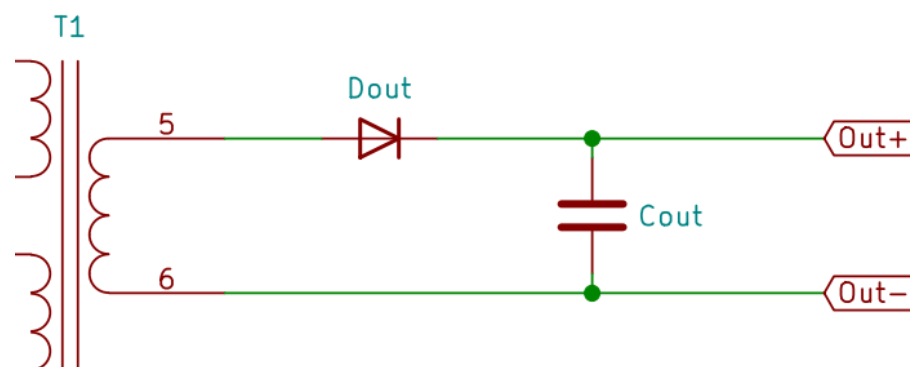


Рисунок 3.13 – Вихідна ланка

3.8 Висновки до розділу.

1. В результаті аналізу готових технічних рішень, враховуючи їх переваги та недоліки, було обрано найбільш вигідну для наших потреб топологію, на основі якої і проводились наступні розрахунки.

2. Було обрано мікросхему ШІМ контролера, наведено приклад розрахунку його характеристик таких як частота, робочий цикл, час ввімкнення і вимкнення, та пасивних компонентів для його підключення.

3. Проведено вибір транзисторного ключа та виконано обрахунок необхідного RCD ланцюга для його підключення до первинної обмотки.

4. Виконано розрахунок імпульсного трансформатора, включаючи вибір сердечника з зазором, к-сть витків в обмотках. Під час розрахунки були враховані необхідні норми безпеки.

5. Розраховано необхідний для усіх імпульсних джерел живлення мережевий фільтр радіоперешкод.

Повна схема джерела живлення наведена у додатку 1.

4. ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

4.1 Значення освітлення для життя і здоров'я людини.

Освітлення відіграє важливу роль у житті людини. Біля 90% інформації сприймається через зоровий канал, тому правильно виконане раціональне освітлення має важливе значення для виконання всіх видів робіт. Світло є не тільки важливою умовою роботи зорового аналізатора, але й біологічним фактором розвитку організму людини в цілому. Для людини день і ніч, світло і темрява визначають біологічний ритм - бадьорість та сон. Отже, недостатня освітленість або її надмірна кількість знижують рівень збудженості центральної нервової системи і, природно, активність усіх життєвих процесів. Раціональне освітлення є важливим фактором загальної культури виробництва. Неможливо забезпечити чистоту та порядок у приміщенні, в якому напівтемрява, світильники брудні або в занедбаному стані.

Стан освітлення виробничих приміщень відіграє важливу роль і для попередження виробничого травматизму. Багато нещасних випадків на виробництві стається через погане освітлення. Втрати від цього становлять досить значні суми, а, головне, людина може загинути або стати інвалідом. Раціональне освітлення повинно відповідати таким умовам: бути достатнім (відповідним нормі); рівномірним; не утворювати тіней на робочій поверхні; не засліплювати працюючого; напрямок світлового потоку повинен відповідати зручному виконанню роботи. Це сприяє підтримці високого рівня працездатності, зберігає здоров'я людини та зменшує травматизм.

4.2 Штучне освітлення. Нормування штучного освітлення.

Штучне освітлення використовується для роботи в темні перехідні години доби, а також при недостатньому або відсутньому природному освітленні. Штучне освітлення поділяється на робоче, аварійне, евакуаційне, охоронне та ін.

Робоче освітлення – призначається для нормального перебігу виробничого процесу.

Аварійне освітлення – влаштовують для продовження роботи при аварійному відключенні робочого освітлення. Найменша освітленість робочих поверхонь при аварійному режимі повинна складати не менше 2 лк всередині приміщення і не менше 1 лк на відкритих майданчиках. Світильники аварійного освітлення мають бути під'єднані до мережі, яка не залежить від мережі робочого освітлення.

Евакуаційне освітлення – влаштовують для евакуації людей з приміщення при аварійному відключенні робочого освітлення.

Загальне освітлення – це освітлення при якому світильники розміщуються у верхній зоні приміщення. поділяється на загальне рівномірне освітлення, при якому світловий потік рівномірно розподілений без урахування розміщення обладнання, та загальне локалізоване, при якому світловий потік розподілений з урахуванням розташування робочих місць.

Місцеве освітлення – створюється світильниками, які концентрують світловий потік безпосередньо на робочих місцях. Використання тільки місцевого освітлення у виробничих умовах заборонено, тому що воно створює велику різницю між освітленістю робочих поверхонь і навколишнього простору.

Комбіноване освітлення – складається з загального освітлення та місцевого освітлення. Комбіноване освітлення використовують для забезпечення високої освітленості на робочих поверхнях.

Джерела світла є важливими складовими частинами освітлювальних пристроїв промислових підприємств. Правильний вибір типів і потужності ламп визначає експлуатаційну і економічну ефективність освітлювальних пристроїв. Штучне освітлення здійснюється за допомогою газорозрядних ламп та ламп розжарювання.

Лампа розжарювання – джерела світла з випромінювачем у вигляді дроту (нитка, спіраль) з тугоплавкого матеріалу, що розжарюється до температури 2500 - 3000 °С. Вони належать до джерел теплового випромінювання і поки що є досить поширеними джерелами світла. Це пояснюється такими їх перевагами: зручні в

експлуатації, не потребують додаткових пристроїв для ввімкнення в мережу, прості у виготовленні.

Але лампи розжарювання мають і суттєві недоліки: низька світлова віддача $10-35 \text{ лм/Вт}$, низький ККД – $10-13\%$, малий термін служби – $1-1,5 \text{ тис. год}$, в спектрі переважають жовті і червоні промені, що відрізняє їх склад від природного світла, вони спотворюють кольоропередачу і тому їх не використовують при роботах, які вимагають розрізнення кольорів.

В освітлювальних пристроях використовують лампи розжарювання багатьох типів: вакуумні, газонаповнені безспіральні, безспіральні з криптоно-ксеноновим наповненням, дзеркальні з дифузо-відбиваючим шаром, галогені лампи з йодним циклом, які в колбі містять пари йоду, що підвищує температуру розжарювання спіралі і запобігає розпилюванню вольфрамової нитки, збільшуючи термін служби до 3000 год , а світлову віддачу- до 30 лм/Вт , та ін.

Газорозрядні лампи – це прилади, в яких випромінювання оптичного діапазону спектра виникає в результаті електричного розряду в атмосфері інертних газів і парів металів, а також в наслідок явища люмінесценції. До переваг газорозрядних ламп порівняно з лампами розжарювання відносять їх більшу світлову віддачу – $40-110 \text{ лм/Вт}$, значно більший термін служби – $8-12 \text{ тис.год}$, спектр випромінювання близький до спектра природного світла. До недоліків газорозрядних ламп належить значне коливання світлового потоку внаслідок безінерційності випромінювання газорозрядних ламп, тому при кожній зміні напруги в мережі, світловий потік від однієї лампи знижується (на $50-100\%$). При розгляданні деталей, що швидко рухаються або обертаються в пульсуючому світловому потоці, виникає явище стробоскопічного ефекту-спотворення зорового сприйняття об'єктів, які розрізняються внаслідок збігання кратності частотних характеристик руху об'єктів і зміни світлового потоку в часі в освітлювальних пристроях (замість одного предмета видно зображення декількох, спотворюється напрям і швидкість руху предмету). Пульсація світлового потоку негативно впливає на центральну нервову систему, погіршує умови зорової роботи,

а стробоскопічний ефект призводить до збільшення небезпеки травматизму. Для зменшення коливання світлового потоку газорозрядні лампи необхідно підключати до різних фаз або встановлювати у дволампових світильниках пускорегулюючий пристрій (дросель, стартер) з випереджувальним запалюванням однієї лампи, що відповідно збільшує їх вартість.

Недоліком, у деяких типів цих ламп, є довгий період запалювання – *10-15 сек.* Протягом цього часу змінюються електричні і світлотехнічні характеристики ламп. Газорозрядні лампи можуть створювати радіоперешкоди, усунення яких вимагає спеціальних пристроїв. Найбільш поширеними газорозрядними лампами є люмінесцентні. Внутрішня поверхня трубки вкрита тонким шаром люмінофору, що служить для перетворення ультрафіолетового випромінювання, яке виникає при електричному розряді в парах ртуті, на видиме світло.

Створення у виробничих приміщеннях якісного та ефективного освітлення неможливе без використання раціональних освітлювальних пристроїв. *Освітлювальний пристрій* – це сукупність джерел світла (лампи) і освітлювальної арматури. Пристрій далекої дії – це прожектор, а ближньої дії – світильник.

Світильники характеризуються розподілом світлового потоку в просторі, захисним кутом і коефіцієнтом корисної дії.

Захисний кут світильника - це кут, який характеризує зону, в межах якої око спостерігача захищене від дії лампи (захищає око працюючого від осліплення). Цей кут визначається кутом між горизонталлю і лінією, яка є дотичною до тіла лампи, що світиться і краю відбивача або непрозорого екрану.

У світильників з люмінесцентними лампами малий захисний кут, тому вони не застосовуються для місцевого освітлення.

За розподілом світлового потоку в просторі розрізняють світильники прямого, переважно прямого, розсіяного, переважно відбитого і відбитого світла. Для забезпечення сприятливих умов зорової роботи нормують мінімальну освітленість на найтемнішій ділянці робочої поверхні. При штучному освітленні

нормується абсолютне значення освітленості. Норми встановлюються *СНіП II-4-79* залежно від характеру зорової роботи з урахуванням фону (світлий, сірий, темний), контрасту об'єкта з фоном (малий, середній, великий) і системи освітлення (загальне або комбіноване).

Нормуються також показники якості освітлення: *показник дискомфорту, показник осліпленості, коефіцієнт пульсації освітленості*.

Показник освітленості, який обмежує осліплюючу дію світильників загального призначення, не повинен перевищувати *20-80* одиниць, залежно від розряду зорової роботи і періодичності перебування людей в приміщенні.

Коефіцієнт пульсації залежно від системи освітлення і характеру роботи, що виконується, не повинен перевищувати *10-20* %.

4.3 Основні відомості з електробезпеки.

Електробезпека – це система організаційних та технічних заходів і засобів, що забезпечують захист людей (живої природи) від шкідливого та небезпечного впливу електричного струму, електричної дуги, електромагнітного поля і статичної електрики.

Група з електробезпеки визначає кваліфікаційний рівень знань та практичний досвід працівника здатного виконувати електротехнічні роботи (завдання та обов'язки) відповідного рівня складності.

Електротехнічні роботи низької складності виконують працівники не вище II кваліфікаційної групи з електробезпеки, середньої складності – працівники з III кваліфікаційною групою з електробезпеки, високої складності – працівники з IV-V кваліфікаційною групою з електробезпеки.

Працівники з I кваліфікаційною групою з електробезпеки не виконують електротехнічні роботи, але зобов'язані виконувати технічний догляд виробу (електроприладу тощо), який працює на електричній енергії та використовують в своїй роботі.

Особа, щоб отримати I кваліфікаційну групу з електробезпеки повинна:

- знати основи електрики;
- чітко усвідомлювати небезпечну дію електричного струму;
- знати заходи електричної та пожежної безпеки при роботі на виробі (електроприладі, електроустановці тощо);
- знати порядок надання першої долікарської допомоги потерпілим від ураження електричним струмом;
- вести технічний догляд виробу, на якому працює (електроприладу, електроустановки тощо).

Працівники, які в своїй роботі використовують вироби, що працюють на електричній енергії, зобов'язані мати відповідну кваліфікаційну групу з електробезпеки та проходити щорічну перевірку знань. Конкретні кваліфікаційні групи з електробезпеки, які повинні мати працівники на підприємстві, встановлює виключно відповідальний за електрогосподарство, перелік яких затверджує керівник в Положенні про навчання з питань технічної експлуатації електроустановок, охорони праці та про перевірку знань з цих питань. Для деяких працівників Правилами встановлені мінімально допустимі кваліфікаційні групи. Наприклад:

- водії автомобілів, машин, механізмів, трактористи – I групу;
- стропальники, сторожа, прибиральниці приміщень – I групу;
- медичний персонал, який працює з електровиробами – I групу;
- працівники, що працюють на комп'ютерах – I групу. При наявності блоків автономного живлення, принтерів тощо, рекомендовано, – II групу;
- оператори технологічних процесів на електроприводі – II;
- електрозварники і токарі – II;
- машиністи вантажопіднімальних машин – II групу;
- працівники, які допущені до управління машинами і обладнанням з електроприводом – не нижче II групи;

- працівники, які допущені до управління ручних електричних машин – I або II групи, тощо.

Особа, відповідальна за електрогосподарство несе персональну відповідальність за допущення працівника використовувати в роботі електричну енергію. Для одержання першої кваліфікаційної групи з електробезпеки, незалежно від посади і фаху, працівнику необхідно пройти перевірку знань з електробезпеки. За результатами перевірки особа, яка перевіряє, шляхом опитування, повинна переконатись, що працівник засвоїв питання, з електробезпеки. Перевірку знань з електробезпеки на I групу повинен проводити одноосібно та виключно відповідальний за електрогосподарство, або, за його письмовим розпорядженням, – особа зі складу електротехнічних працівників з групою не нижче III. Мінімальний стаж роботи в електроустановках і видання посвідчень працівникам з групою I не вимагаються. Працівнику який не отримав I групи з електробезпеки в своїй роботі використовувати вироби, що працюють на електричній енергії, забороняється, а виріб (наприклад, комп'ютер, електродрель, швейна машина тощо), на якому працював працівник, повинен бути відключений від електромережі.

Позачергова перевірка знань з електробезпеки, в тому числі і на I кваліфікаційну групу, проводиться при:

- введенні в дію нових або переглянутих Правил;
- введенні в експлуатацію нового устаткування або впровадження нових технологічних процесів;
- порушенні працівником вимог Правил та інструкцій;
- на вимогу посадових осіб організації вищого рівня та органу державного нагляду;
- при переведенні на іншу роботу та при зміні посади.

Для отримання II кваліфікаційної групи з електробезпеки працівнику необхідно:

- мати рівень знань та досвід в роботі з I кваліфікаційною групою з електробезпеки від 1 до 2 місяців (в залежності від кваліфікації та освіти).
- володіти елементарними електротехнічними знаннями електроустановок на яких працює;
- мати чітке уявлення про небезпеку електричного струму та наближення до струмоведучих частин;
- знання загальних правил безпечної та технічної експлуатації електроустановок;
- наявність практичних навичок надання першої долікарської допомоги потерпілим від ураження електричним струмом;
- вести технічне обслуговування електроустановок, на яких працює.

Відповідальний за електрогосподарство не є вчителем і в його обов'язки навчання підлеглих не входить, для цього є спеціальні акредитовані заклади.

Робітники електротехнічних професій проходять щорічне спеціальне навчання відповідних нормативно-технічних актів. Навчання організовують працівники відділу кадрів.

Нормативними актами передбачено, що відповідальні за електрогосподарство споживачів повинні забезпечувати проведення інструктажів. Інструктаж не є навчанням, а є формою підготовки до виконання певних обов'язків, а саме: – доведення до працівників змісту основних вимог щодо організації безпечної роботи і правил безпечної експлуатації електроустановок, аналіз допущених чи можливих помилок на робочих місцях осіб, яких інструктують, поглиблення знань і навичок безпечного виконання робіт та знань правил пожежної безпеки. Працівник який не пройшов інструктаж до роботи не допускається. Рівень знань після інструктажу визначає особа, що інструктує працівника.

Спеціальне навчання з технічної та безпечної експлуатації електроустановок може проводитись як безпосередньо на підприємстві так і іншим суб'єктом господарської діяльності, який отримав в установленому порядку відповідний

дозвіл. Методичне забезпечення, організація і проведення навчання здійснюють спеціалісти (працівники) служби відділу кадрів. Спеціальне навчання відповідальних за електрогосподарство перед перевіркою знань проводиться роботодавцем за 40 годинною програмою, яка розробляється з урахуванням конкретних видів робіт, виробничих умов та функціональних обов'язків працівників.

Керівники, посадові особи та ІТП, де сталася техногенна аварія чи враження персоналу електричним струмом, зобов'язані протягом місяця пройти позачергову перевірку знань.

Всі працівники, включаючи тих які мають I-V кваліфікаційні групи з електробезпеки, під час прийняття на роботу та періодично повинні проходити інструктажі з охорони праці. За характером і часом проведення інструктажі поділяються на вступний, первинний, повторний, позаплановий та цільовий. Відповідальність за наявність інструктажів несе керівник, якому підпорядкований працівник.

Первинний, повторний, позаплановий і цільовий інструктажі завершуються перевіркою знань у вигляді усного опитування або за допомогою технічних засобів, а також перевіркою набутих навичок безпечних методів праці. Знання перевіряє особа, яка проводила інструктаж.

При незадовільних результатах перевірки знань, умінь і навичок щодо безпечного виконання робіт після первинного, повторного чи позапланового інструктажів для працівника протягом 10 днів додатково проводяться інструктаж і повторна перевірка знань. При незадовільних результатах повторної перевірки знань, умінь і навичок щодо безпечного виконання робіт працівник до роботи не допускається.

При незадовільних результатах перевірки знань після цільового інструктажу допуск до виконання робіт не надається. Повторна перевірка знань при цьому не дозволяється.

Про проведення первинного, повторного, позапланового та цільового інструктажів вноситься запис до Журналу обліку виробничих інструктажів особою, яка їх проводила. Сторінки журналу повинні бути пронумеровані, прошнуровані і скріплені печаткою.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

Під час роботи над цією кваліфікаційною роботою було приведено глибокий теоретичний аналіз імпульсного живлення світлодіодних джерел світла з широтною модуляцією імпульсів. Була вирішена науково-технічна задача, що полягає у використанні широтно-імпульсної модуляції для регулювання потужності світлодіодних джерел світла. У результаті приведених аналітичних та практичних досліджень можна зробити наступні висновки:

1. У аналітичному розділі була доведена актуальність проблеми живлення світлодіодних джерел світла яка виникає з самого принципу їх роботи. Ми мали змогу чітко усвідомити застарілість лінійних джерел живлення та лінійних методів регулювання потужності. Були розглянуті відомі проблеми лінійного регулювання яскравості світлодіодів, та розглянуто наявну альтернативу у вигляді широтно-імпульсної модуляції.

2. У проектно-конструкторському розділі було проведено розрахунок типового імпульсного джерела живлення, орієнтованого на використання із світлодіодними джерелами живлення. Було обрано топології та наведено приклад розрахунку основних вузлів такого приладу. Крім того, в приладі реалізоване регулювання вихідної потужності за допомогою широтної модуляції імпульсів, а також захист мережі від високочастотних радіоперешкод які неодмінно виникають в імпульсних блоках живлення за допомогою вхідного мережевого фільтра на основі мережевого дроселя.

3. В науково-дослідницькому розділі ми провели дослідження типових світлодіодних джерел світла *ARPL-1W* та *FYL-3014*, визначили максимальну частоту живлення імпульсами прямокутної форми. Було приведено та досліджено осцилограми імпульсів, включаючи передні та задні фронти напруги та струму на світлодіодах. У висновку було висунуто пропозицію використання танталових конденсаторів, які дозволять суттєво збільшити термін служби сучасних світлодіодних драйверів, замінивши собою неефективні у цьому випадку електролітичні конденсатори.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Дослідження світлодіодних джерел світла у випадку імпульсного живлення / В. А. Андрійчук та ін. Технічна електродинаміка. 2021. № 1. С. 68–72.
2. Кінетика післясвічення світлодіодних джерел світла. / В. А. Андрійчук та ін. Матеріали Міжнародної науково-технічної конференції „Фундаментальні та прикладні проблеми сучасних технологій «до 60-річчя з дня заснування Тернопільського національного технічного університету імені Івана Пулюя та 175-річчя з дня народження Івана Пулюя». 2021. С. 191–193.
3. Аналіз конструктивних особливостей сучасних промислових світлодіодних світлових приладів. / В. А. Андрійчук та ін. Матеріали IV Міжнародної науково-технічної конференції «Теоретичні та прикладні аспекти радіотехніки, приладобудування і комп’ютерних технологій, присвячена 80-ти річчю з дня народження професора Я.І. Проця». 2019. С. 309–310.
4. Вплив параметрів живлення на спектри синього та червоного світлодіодів. / В. А. Андрійчук та ін. Матеріали VI Міжнародна науково-технічна конференція «Світлотехніка й електроенергетика: історія, проблеми, перспективи». 2018. С. 19–21.
5. Енергоефективність напівпровідникових джерел світла при імпульсному живленні. / В. А. Андрійчук та ін. VI Міжнародна науково-технічна конференція «Світлотехніка й електроенергетика: історія, проблеми, перспективи». 2018. С. 17–18.
6. Исследование спектров электролюминесценции светодиодов на основе GaN-структур при нейтронном облучении / В. П. Шукайло та ін. Вестник Нижегородского университета им. НИ Лобачевского. 2012. С. 51–55.
7. Исследование энергетических и оптических характеристик мощных светодиодов при импульсном возбуждении / Т. Савкова та ін. Вестник ГГТУ имени П. О. Сухого. 2015. С. 78–85.
8. Макашов Д. Обратнойходовой преобразователь. www.bludger.narod.ru. URL: <http://www.bludger.narod.ru/smps/Flyback-R01.pdf>.

9. Мощные светодиоды линзы и платы. <http://arlight-group.com>. URL: http://arlight-group.com/upload/iblock/d0a/arlight_led_power_2010.pdf.
10. Billings K. H. Switchmode power supply handbook. 3-ге вид. San Francisco, CA : McGraw-Hill Professional, 2010.
11. Brown M. Power supply cookbook. 2-ге вид. Boston : Newnes, 2001. 265 с.
12. Gokcegoz F., Akboy E., Obdan A. H. Analysis and design of a flyback converter for universal input and wide load ranges. *Electrica*. 2021. URL: <https://doi.org/10.5152/electrica.2021.20092>.
13. Hessberger D. Dimming LED lights: basics and difficulties. www.mothergrid.de. URL: <https://www.mothergrid.de/fachwissen/dimming-led-lights-basics-and-difficulties/>.
14. Klein S. Line filter – The last barrier in the switch mode power supply. *Power electronics news*. 2021. С. 6–13.
15. Learn about LED lighting. www.energystar.gov. URL: https://www.energystar.gov/products/lighting_fans/light_bulbs/learn_about_led_bulbs.
16. Mack R. A. Demystifying switching power supplies. Amsterdam : Elsevier/Newnes, 2005. 323 с.
17. Picard J. Under the hood of flyback SMPS designs. www.ti.com. URL: <https://www.ti.com/seclit/ml/slup261/slup261>.
18. Richter J. L., Tähkämö L., Dalhammar C. Trade-offs with longer lifetimes? The case of LED lamps considering product development and energy contexts. *Journal of cleaner production*. 2019. Vol. 226. P. 195–209. URL: <https://doi.org/10.1016/j.jclepro.2019.03>.
19. Study on efficiency droop in InGaN/GaN light-emitting diodes based on differential carrier lifetime analysis / X. Meng та ін. *Applied physics letters*. 2016. T. 108, № 1. С. 013501. URL: <https://doi.org/10.1063/1.4939593>.
20. The secret world of oscilloscope probes. *SiliconChip*. 2009. С. 16–23.