

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

(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії

(назва факультету)

Кафедра електричної інженерії

(повна назва кафедри)

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

бакалавр

(освітній ступінь (освітньо-кваліфікаційний рівень))

на тему: **Лабораторний блок живлення з двома режимами регулювання**

Виконав: студент 4 курсу, групи ЕТ-41
спеціальності 141

електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка

(шифр і назва спеціальності)

Ярема О.В.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

Керівник

Філюк Я.О.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

Нормоконтроль

Мовчан Л.Т.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

Завідувач
кафедри

Коваль В.П.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

Рецензент

Микитишин А.Г.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

Тернопіль 2026

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

Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії
(повна назва факультету)

Кафедра Електричної інженерії
(повна назва кафедри)

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри

Коваль В.П.
(підпис) (прізвище та ініціали)

« 02 » січня 2026 р.

З А В Д А Н Н Я
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

на здобуття освітнього ступеня бакалавр
(назва освітнього ступеня)

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

студенту Яремі Олександровичу Володимировичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Лабораторний блок живлення з двома режимами регулювання

Керівник роботи ... Філюк Я.О., к.т.н., доц.

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

Затверджені наказом ректора від « 31 » Грудня 2025 року № 4/7-1162

2. Термін подання студентом завершеної роботи червень 2026 року

3. Вихідні дані до роботи лабораторний блок живлення з регулювання напруги та струму, виконати вибір елементної бази, провести розрахунок основних параметрів схеми та дослідити характеристики пристрою в різних режимах роботи

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

1. Аналітичний розділ

2. Проектно-конструкторський розділ

3. Розрахунковий розділ

4. Безпека життєдіяльності, основи охорони праці

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

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Безпека життєдіяльності, основи охорони праці	Гурик О. Я. к.т.н., доцент кафедри МТ		
Нормоконтроль	Мовчан Л.Т., к.т.н., доц		

7. Дата видачі завдання 2 січня 2026 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Вступ	20.01.2026	
2	Аналітичний розділ	03.02.2026	
3	Проектно-конструкторський розділ	10.03.2026	
4	Розрахунковий розділ	14.04.2026	
5	Безпека життєдіяльності, основи охорони праці	05.05.2026	
6	Висновки	31.05.2026	
7	Оформлення пояснювальної записки	26.05.2026	
8	Оформлення графічної частини	10.06.2026	

Студент

(підпис)

Ярема О.В.

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи

(підпис)

Філюк Я.О.

(прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

Кваліфікаційна робота бакалавра. Кафедра електричної інженерії, група ЕТ–41.
- Т. : ТНТУ, 2026.

Стор.70; рис.36 ; табл.2 ; джерел 13; додатків -.

Тема кваліфікаційної роботи бакалавра: «Лабораторний блок живлення з двома режимами регулювання».

Метою кваліфікаційної роботи є дослідження, проектування та розробка лабораторного блоку живлення з двома режимами регулювання: струму та напруги.

У першому розділі проведено аналіз існуючих лабораторних блоків живлення, розглянуто їх основні характеристики, переваги та недоліки. Також досліджено принципи роботи імпульсних джерел живлення та обґрунтовано вибір понижувального перетворювача як основи розроблюваного пристрою.

У другому розділі виконано розрахунок основних елементів лабораторного імпульсного блока живлення, зокрема силового транзистора, дроселя, кола зворотного зв'язку та драйвера керування. На основі проведених розрахунків обрано елементну базу та визначено параметри вузлів, необхідних для забезпечення заданих технічних характеристик пристрою.

У третьому розділі розроблено принципову електричну схему блока живлення та алгоритми роботи мікроконтролера для реалізації режимів стабілізації напруги і струму. Також проведено дослідження роботи розробленої системи керування, виконано аналіз точності регулювання та підтверджено відповідність отриманих характеристик вимогам технічного завдання.

Ключові слова: лабораторний блок живлення, імпульсний перетворювач, стабілізація напруги, стабілізація струму, широтно-імпульсна модуляція.

ЗМІСТ

РЕФЕРАТ	3
ЗМІСТ	4
ВСТУП	6
1. АНАЛІТИЧНИЙ РОЗДІЛ	8
1.1 Лінійний блок живлення	8
1.2 Імпульсний блок живлення	9
1.3 Імпульсні перетворювачі напруги	11
1.4 Понижуючий перетворювач	16
1.5 Висновки до розділу	18
2. ПРОЕКТНО-КОНСТРУКТОРСЬКИЙ РОЗДІЛ	19
2.1 Розробка схеми силової частини блоку живлення	19
2.2 Розрахунок елементів блоку живлення	21
2.2.1 Визначення максимального і мінімального значень коефіцієнта заповнення	23
2.2.2 Вибір контролера та визначення робочої частоти перетворювача	23
2.2.3 Розрахунок параметрів силового дроселя	23
2.2.4 Розрахунок параметрів ключового транзистора	25
2.3 Драйвер силового транзистора та допоміжний ключ на MOSFET транзисторі	27
2.4 Зворотний зв'язок по струму	42
2.5 Висновки до розділу	45
3. РОЗРАХУНКОВИЙ РОЗДІЛ	46
3.1 Розробка принципової електричної схеми лабораторного імпульсного блоку живлення	46
3.2 Розробка алгоритму роботи мікроконтролера	48
3.2.1 Ініціалізація АЦП	49
3.2.2 Читання даних з АЦП	51

3.2.3 Алгоритм основної функції	53
3.2.4 Індикація параметрів напруги та струму	53
3.3 Функції стабілізаторів та результати досліджень	54
3.4 Висновки до розділу	61
4 БЕЗПЕКА ЖИТТЄДІЯЛЬНОСТІ, ОСНОВИ ОХОРОНИ ПРАЦІ	62
4.1. Безпека при виготовленні друкованих плат	62
4.2. Охорона праці під час експлуатації електроустановок та електромереж	64
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	68
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	69

ВСТУП

Стрімкий розвиток сучасної електроніки, мікропроцесорної техніки, автоматизованих систем керування, телекомунікаційного обладнання та робототехнічних комплексів супроводжується постійним зростанням вимог до якості та надійності джерел електроживлення. Практично жоден етап розробки, налагодження, тестування або експлуатації електронних пристроїв не може обійтися без використання лабораторного блока живлення, який забезпечує можливість точного регулювання та стабілізації вихідних параметрів.

Лабораторні блоки живлення широко використовуються в науково-дослідних лабораторіях, закладах вищої освіти, сервісних центрах з ремонту електронної апаратури, а також на підприємствах, що займаються розробкою та виробництвом електронних систем. Вони дозволяють створювати необхідні режими живлення для досліджуваних пристроїв, контролювати споживаний струм та забезпечувати захист дорогих електронних компонентів від аварійних режимів роботи.

Особливо важливою функцією сучасних лабораторних блоків живлення є можливість роботи не лише в режимі стабілізації напруги, але й у режимі стабілізації струму. Режим стабілізації напруги забезпечує підтримання заданого рівня напруги незалежно від зміни навантаження, тоді як режим стабілізації струму дозволяє обмежувати струм навантаження до встановленого значення. Це є необхідною умовою під час налагодження електронних схем, заряджання акумуляторів, випробувань силових компонентів та дослідження нових технічних рішень. Наявність обох режимів значно підвищує універсальність пристрою та розширює сферу його застосування.

Традиційні лінійні блоки живлення характеризуються простотою побудови та низьким рівнем пульсацій вихідної напруги, однак мають суттєві недоліки, серед яких низький коефіцієнт корисної дії, значні втрати енергії та необхідність використання громіздких радіаторів охолодження. У сучасних умовах більш перспективним є застосування імпульсних джерел живлення, які забезпечують високий ККД, менші масогабаритні показники, широкий діапазон регулювання та

зниження теплових втрат. Саме тому імпульсні перетворювачі набули широкого поширення в промислових, побутових та спеціалізованих електронних пристроях.

Додаткові можливості для підвищення функціональності блоків живлення відкриває використання мікроконтролерів. Цифрове керування дозволяє реалізувати складні алгоритми стабілізації, здійснювати моніторинг параметрів у реальному часі, забезпечувати індикацію режимів роботи, автоматичне перемикання між режимами регулювання та захист від перевантажень і коротких замикань. Завдяки програмній реалізації алгоритмів керування зростає точність підтримання вихідних параметрів та спрощується модернізація пристрою.

Важливим фактором є також необхідність створення доступних за вартістю лабораторних джерел живлення на базі сучасної елементної бази. Використання поширених електронних компонентів, мікроконтролерів та імпульсних перетворювачів дозволяє отримати пристрій із хорошими технічними характеристиками без значного збільшення його собівартості.

Таким чином, розробка лабораторного імпульсного блока живлення з двома режимами регулювання – стабілізації напруги та стабілізації струму – є актуальним завданням, оскільки спрямована на створення енергоефективного, функціонального та надійного пристрою, який може бути використаний для навчальних, науково-дослідних і практичних цілей у галузі електроніки, електротехніки та автоматизації.

Метою кваліфікаційної роботи є дослідження, проектування та розробка лабораторного блоку живлення з двома режимами регулювання: струму та напруги.

Для досягнення мети необхідно виконати наступні завдання:

- дослідити особливості роботи імпульсних понижувальних перетворювачів напруги;
- розробити структурну та принципову електричні схеми блока живлення;
- виконати розрахунок основних елементів силової частини та кіл керування;
- розробити алгоритм роботи мікроконтролера та програмне забезпечення системи керування;
- провести дослідження характеристик розробленого пристрою та оцінити точність його роботи.

1. АНАЛІТИЧНИЙ РОЗДІЛ

1.1 Лінійний блок живлення

Лінійний блок живлення є одним із найбільш поширених та традиційних джерел електроживлення, яке широко використовується в лабораторній техніці, вимірювальних приладах, системах автоматики та радіоелектронних пристроях. Основною особливістю такого блоку живлення є перетворення змінної напруги електричної мережі на стабілізовану постійну напругу за допомогою лінійних електронних компонентів.

У загальному випадку лінійний блок живлення складається з кількох основних функціональних вузлів. Першим елементом є силовий трансформатор, який забезпечує гальванічну розв'язку між мережею живлення та навантаженням, а також знижує мережеву напругу до необхідного рівня. Первинна обмотка трансформатора підключається до мережі змінного струму, а на вторинній обмотці формується змінна напруга потрібної величини.

Після трансформатора встановлюється випрямляч, який перетворює змінну напругу на односпрямовану пульсуючу. Найчастіше для цього використовують діодний міст, що забезпечує двопівперіодне випрямлення та дозволяє отримати більш високий коефіцієнт використання трансформатора.

Для зменшення амплітуди пульсацій після випрямляча застосовуються згладжувальні фільтри. Найпростішим варіантом є використання електrolітичних конденсаторів великої ємності, які накопичують енергію під час максимумів напруги та віддають її навантаженню в моменти спаду. У більш складних схемах можуть використовуватись LC- або RC-фільтри, що забезпечують додаткове пригнічення пульсацій та покращують якість вихідної напруги.

Для підтримання постійного значення вихідної напруги незалежно від змін мережевої напруги або навантаження до складу лінійного блоку живлення вводиться стабілізатор. Він може бути виконаний на дискретних елементах або спеціалізованих інтегральних мікросхемах. Стабілізатор забезпечує високу точність

регулювання, низький рівень шумів та хороші динамічні характеристики джерела живлення.

Крім основних вузлів, у сучасних лінійних блоках живлення можуть застосовуватися додаткові функціональні елементи: мережеві фільтри для пригнічення високочастотних завад, схеми захисту від короткого замикання та перевантаження, обмежувачі пускового струму, системи теплового захисту, а також вузли регулювання вихідної напруги та струму. Наявність таких елементів підвищує надійність роботи пристрою та забезпечує безпечну експлуатацію як самого блоку живлення, так і підключеного до нього обладнання.

Основними перевагами лінійних блоків живлення є простота конструкції, низький рівень електромагнітних завад, висока стабільність вихідних параметрів та якісна форма вихідної напруги. До недоліків належать значні масогабаритні показники через використання силового трансформатора, а також порівняно низький коефіцієнт корисної дії, оскільки надлишкова енергія розсіюється у вигляді тепла на регульовальних елементах. Незважаючи на це, лінійні блоки живлення залишаються затребуваними в тих сферах, де необхідні висока точність, мінімальний рівень шумів та стабільні параметри електроживлення.

1.2 Імпульсний блок живлення

Імпульсні блоки живлення належать до класу високочастотних перетворювачів електричної енергії, в яких процес стабілізації вихідної напруги здійснюється за рахунок керованого перемикання силових напівпровідникових елементів. На відміну від лінійних джерел живлення, де регулювання відбувається шляхом розсіювання надлишкової енергії на регульовальному елементі, в імпульсних блоках живлення енергія передається до навантаження порціями, що забезпечує значно вищий коефіцієнт корисної дії.

Принцип роботи імпульсного блока живлення полягає в багатоступеневому перетворенні електричної енергії. На першому етапі змінна мережева напруга випрямляється за допомогою діодного випрямляча та згладжується фільтром,

утворюючи постійну напругу. Далі ця напруга надходить на силовий інвертор, де за допомогою транзисторних ключів перетворюється у послідовність високочастотних імпульсів прямокутної форми. Частота таких імпульсів зазвичай становить десятки або сотні кілогерц, що значно перевищує частоту промислової мережі.

Отримана високочастотна напруга подається на імпульсний трансформатор, який забезпечує необхідне перетворення рівня напруги та гальванічну розв'язку між мережею живлення і навантаженням. У схемах без гальванічної розв'язки високочастотні імпульси можуть надходити безпосередньо на вихідний випрямляч і фільтр. Після повторного випрямлення та згладжування формується стабілізована постійна напруга необхідного рівня.

Однією з важливих переваг імпульсних блоків живлення є можливість використання малогабаритних трансформаторів і дроселів. Це пояснюється тим, що зі збільшенням робочої частоти зменшуються необхідні розміри магнітопроводу для передачі тієї ж потужності. Завдяки цьому значно знижуються маса та габарити джерела живлення, що особливо важливо для сучасної електронної апаратури.

Стабілізація вихідної напруги в імпульсних блоках живлення реалізується за допомогою системи автоматичного регулювання із негативним зворотним зв'язком. Вихідна напруга постійно контролюється спеціальним вимірювальним вузлом, який формує сигнал помилки. Цей сигнал надходить до ШІМ-контролера, що змінює коефіцієнт заповнення керувальних імпульсів силового ключа. У разі зменшення вихідної напруги тривалість імпульсів збільшується, а при її зростанні — зменшується. Такий принцип керування дозволяє підтримувати стабільну вихідну напругу незалежно від коливань мережевої напруги та зміни струму навантаження.

У найпростішому випадку коло зворотного зв'язку може бути реалізоване на основі резистивного діляника напруги, а в більш складних схемах використовуються прецизійні джерела опорної напруги, оптрони та спеціалізовані мікросхеми керування. Завдяки цьому сучасні імпульсні блоки живлення забезпечують високу точність стабілізації, високий ККД, широкий діапазон регулювання та надійну роботу в різних режимах експлуатації.

1.3 Імпульсні перетворювачі напруги

Методи перетворення постійного струму, в яких використовуються трансформатори або індуктивні елементи, що працюють на підвищених частотах, дають змогу суттєво зменшити габарити, масу та вартість силових компонентів. Завдяки роботі на високих частотах значно зменшуються розміри трансформаторів, дроселів і фільтрувальних елементів, що робить такі джерела живлення компактними та енергоефективними. Саме тому імпульсні методи перетворення сьогодні практично витіснили традиційні лінійні джерела живлення в більшості електронних пристроїв.

У сучасних джерелах живлення змінна напруга мережі спочатку випрямляється, після чого за допомогою високочастотного комутатора перетворюється на змінну напругу значно вищої частоти. Далі ця енергія передається через високочастотний трансформатор або індуктивний накопичувач і знову випрямляється до необхідного рівня постійної напруги. Незважаючи на більшу складність схеми, такі джерела живлення характеризуються вищим коефіцієнтом корисної дії, меншими втратами енергії та кращими масогабаритними показниками порівняно з лінійними блоками живлення аналогічної потужності.

На сьогодні розроблено велику кількість топологій імпульсних перетворювачів постійної напруги, які відрізняються структурою силової частини, способом накопичення та передачі енергії, алгоритмами керування й експлуатаційними характеристиками. Однак найбільшого поширення набули чотири базові схеми: понижувальний (Buck), підвищувальний (Boost), інвертувальний (Buck-Boost) та зворотногоходовий (Flyback) перетворювачі (рисунок 1.1).

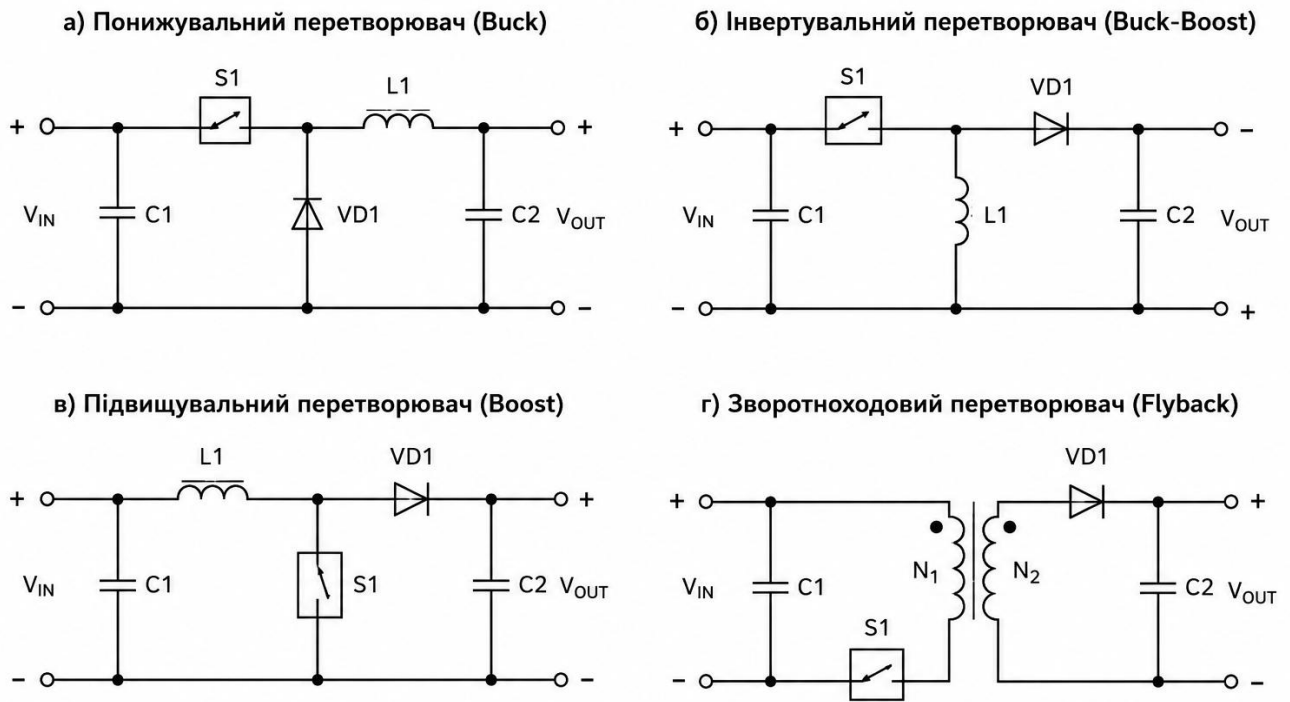


Рисунок 1.1 – Основні схеми імпульсних перетворювачів постійної напруги

Усі зазначені схеми працюють за спільним принципом накопичення та передачі енергії через індуктивний елемент. Вони містять приблизно однаковий набір основних компонентів: силовий ключ, діод, накопичувальний дросель або трансформатор та згладжувальні конденсатори. Основна відмінність між ними полягає у способі підключення індуктивного елемента та порядку комутації силового ключа, що безпосередньо впливає на співвідношення між вхідною та вихідною напругою, полярність вихідного сигналу і величину енергетичних втрат.

Процес перетворення електричної енергії відбувається циклічно і складається з двох основних етапів. На першому етапі силовий ключ S1 переходить у провідний стан, унаслідок чого до індуктивності L_1 прикладається напруга V_{L1} . Під дією цієї напруги в дроселі накопичується енергія магнітного поля, а струм через нього протягом інтервалу провідності t_{ON} зростає на величину dI_1 відповідно до виразу

$$dI_1 = \frac{V_{L1}}{L_1} \cdot t_{ON} \quad (1.1)$$

де L_1 – індуктивність обмотки, активної на першому етапі.

Після завершення інтервалу накопичення енергії силовий ключ розмикається, внаслідок чого змінюється полярність напруги на дроселі. Накопичена в магнітному полі індуктивності енергія починає передаватися до навантаження через діод VD1 та вихідний фільтр. Саме завдяки почерговому повторенню етапів накопичення та віддачі енергії забезпечується ефективне перетворення електричної енергії і підтримання стабільної вихідної напруги.

Під час першого етапу роботи, коли силовий ключ перебуває у замкненому стані, до діода VD1 прикладається зворотна напруга, тому він закритий і струм через нього не протікає. Увесь струм проходить через дросель L1, внаслідок чого в його магнітному полі накопичується енергія. При цьому струм через дросель поступово зростає і наприкінці інтервалу досягає максимального значення (I_{MAX1}).

Оскільки енергія магнітного поля індуктивності пропорційна квадрату струму, у момент досягнення максимального струму в дроселі накопичується максимальний запас енергії, який визначається виразом:

$$E = \frac{I_{MAX1}^2 \cdot L_1}{2} \quad (1.2)$$

Після розмикання силового ключа S1 струм через дросель не може миттєво змінити своє значення через наявність накопиченої енергії в його магнітному полі. У результаті на виводах дроселя виникає електрорушійна сила самоіндукції, полярність якої є протилежною до полярності напруги, прикладеної на попередньому етапі. Таким чином, дросель із накопичувача енергії перетворюється на її джерело та починає віддавати запасену енергію в коло навантаження.

Зміна полярності напруги на дроселі призводить до відкриття діода VD1, який забезпечує шлях протікання струму під час другого етапу роботи перетворювача. Цей інтервал називають етапом віддачі енергії або розряду дроселя. У цей час енергія, накопичена в магнітному полі індуктивності, передається до навантаження та вихідного фільтра.

Оскільки в момент перемикаання ключа накопичена в дроселі енергія не може змінитися стрибком, струм в активній обмотці безпосередньо після розмикання ключа також залишається максимальним. Проте його значення може відрізнятися від струму на попередньому етапі, якщо в процесі передачі енергії використовується інша обмотка з іншою кількістю витків. У цьому випадку максимальний струм другого етапу (I_{MAX2}) визначається з умови збереження енергії магнітного поля і може бути розрахований за співвідношенням:

$$E = \frac{I_{MAX2}^2 \cdot L_2}{2} \quad (1.3)$$

де L_2 – індуктивність обмотки.

У понижувальному, підвищувальному та інвертувальному перетворювачах зазвичай використовується дросель з однією обмоткою. Тому індуктивність на етапі накопичення енергії та на етапі її віддачі залишається незмінною, тобто ($L_1=L_2$). За цієї умови максимальні значення струму на обох етапах також є однаковими:

$$I_{MAX1} = I_{MAX2} = I_{MAX}$$

Інша ситуація спостерігається у зворотногоходовому перетворювачі, де функцію накопичення та передачі енергії виконує трансформатор із двома обмотками. У такому випадку індуктивності первинної та вторинної обмоток, як правило, відрізняються між собою, тому значення максимального струму під час передачі енергії до навантаження також буде відрізнятися від струму на етапі накопичення. Для визначення максимального струму вторинної обмотки I_{MAX2} використовується співвідношення:

$$I_{MAX2} = I_{MAX1} \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = I_{MAX1} \frac{N_1}{N_2} \quad (1.4)$$

Другий вираз у формулі можна отримати з урахуванням залежності індуктивності обмотки від кількості її витків. Відомо, що для заданого

магнітопроводу індуктивність обмотки прямо пропорційна квадрату числа витків. Це співвідношення широко використовується під час розрахунку трансформаторів і дроселів та описується виразом:

$$L_{1,2} = N_{1,2}^2 \cdot A_L \quad (1.5)$$

Після відкриття діода VD1 напруга на обмотці дроселя встановлюється на рівні (V_{L2}). Під дією цієї напруги накопичена в магнітному полі енергія починає передаватися до навантаження, а струм через дросель поступово зменшується. На відміну від першого етапу, коли струм зростає, під час розряду дроселя його величина спадає практично лінійно.

Швидкість зменшення струму визначається значенням напруги (V_{L2}), індуктивністю обмотки (L_2) та тривалістю інтервалу розряду (t_{OFF}). За час другого етапу струм дроселя зменшується на величину (dI_2), яка визначається виразом:

$$dI_2 = \frac{V_{L2}}{L_2} \cdot t_{OFF} \quad (1.6)$$

У квазістаціонарному режимі роботи, коли параметри джерела живлення та навантаження залишаються незмінними, а перехідні процеси відсутні, дросель протягом кожного циклу повинен повністю віддавати енергію, накопичену на попередньому етапі. Це означає, що на початку кожного нового циклу значення струму через дросель повинно бути таким самим, як і на початку попереднього циклу. Лише за цієї умови забезпечується стабільний режим роботи перетворювача та сталі значення його вихідних параметрів.

Для схем, у яких використовується одна обмотка дроселя, збільшення струму на етапі накопичення енергії дорівнює його зменшенню на етапі розряду, тобто $dI_1 = -dI_2$

Однак для багатообмоткових індуктивних елементів, зокрема у зворотногоходових перетворювачах, зміни струмів у різних обмотках залежать від співвідношення кількості витків. У цьому випадку необхідно враховувати закон

повного струму, відповідно до якого зміни струмів в обмотках визначаються співвідношенням:

$$dI_1 \cdot N_1 = -dI_2 \cdot N_2 \quad (1.7)$$

З урахуванням наведених вище співвідношень можна отримати основне рівняння, яке встановлює зв'язок між напругами на обмотках індуктивного елемента та тривалістю основних етапів перетворення. Це рівняння відображає умову балансу вольт-секунд для дроселя або трансформатора в усталеному режимі роботи:

$$\frac{V_{L1}}{N_1} \cdot t_{ON} = -\frac{V_{L2}}{N_2} \cdot t_{OFF} \quad (1.8)$$

Найбільш поширеною серед схем імпульсних перетворювачів постійної напруги є понижувальна схема. Це пояснюється тим, що в більшості електронних пристроїв частіше виникає потреба не у підвищенні напруги чи зміні її полярності, а саме у зниженні напруги джерела живлення до необхідного рівня.

У зв'язку з цим подальший розгляд доцільно зосередити на понижувальному перетворювачі, оскільки він найбільше відповідає вимогам розроблюваного блока живлення. Далі буде проаналізовано залежність вихідної напруги такого перетворювача від відносної тривалості першого етапу перетворення, тобто від коефіцієнта заповнення керувальних імпульсів.

1.4 Понижуючий перетворювач

Понижувальний перетворювач, на відміну від трансформаторних схем, використовує один накопичувальний дросель, тому для нього можна вважати, що параметри первинної та вторинної обмоток еквівалентні, тобто ($N_1=N_2$). У процесі роботи перетворювача напруга на дроселі змінюється залежно від стану силового ключа.

На першому етапі перетворення, коли ключ S1 замкнений, до дроселя прикладається різниця між вхідною та вихідною напругами $V_{L1} = V_{IN} - V_{OUT}$

На другому етапі, коли ключ розімкнений і струм протікає через діод VD1, до дроселя прикладається лише вихідна напруга $V_{L2} = V_{OUT}$

Підставивши ці співвідношення в рівняння балансу вольт-секунд, яке пов'язує напруги на дроселі з тривалістю етапів перетворення, отримаємо:

$$(V_{IN} - V_{OUT}) \cdot t_{ON} = -V_{OUT} \cdot t_{OFF} \quad (1.9)$$

$$V_{OUT} = V_{IN} \cdot \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} = V_{IN} \cdot D \quad (1.10)$$

де D – коефіцієнт заповнення.

З отриманого співвідношення випливає, що вихідна напруга (V_{OUT}) понижувального перетворювача завжди менша або в крайньому випадку дорівнює вхідній напрузі (V_{IN}). Тому дана схема використовується у випадках, коли необхідно отримати стабілізовану напругу нижчого рівня порівняно з напругою джерела живлення.

Регулювання вихідної напруги здійснюється шляхом зміни коефіцієнта заповнення (D) керувальних імпульсів, що формуються ШІМ-контролером. Зі збільшенням тривалості відкритого стану ключа зростає середнє значення вихідної напруги, а зі зменшенням – відповідно знижується. Завдяки цьому забезпечується плавне та ефективне регулювання напруги на навантаженні при високому коефіцієнті корисної дії перетворювача.

Робота понижувального перетворювача впродовж одного циклу комутації складається з двох основних етапів, які наведені на рисунку 1.2.

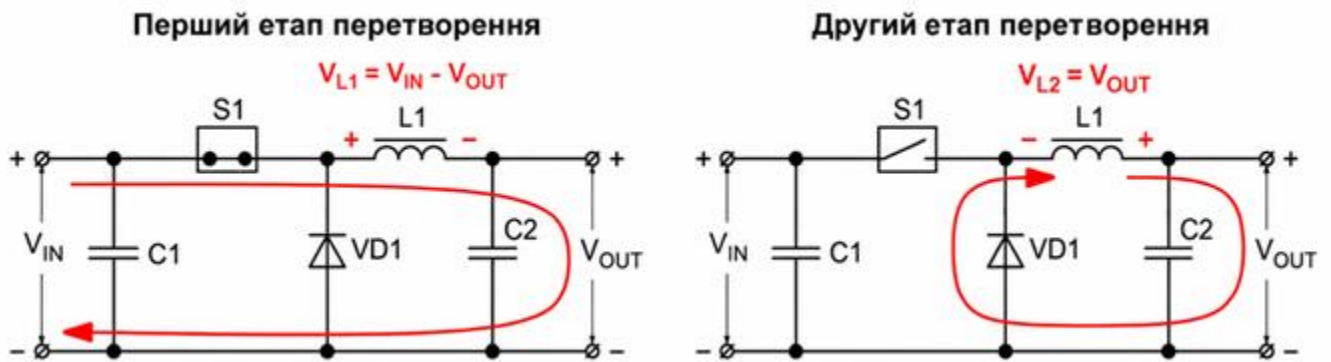


Рисунок 1.2 – Принцип роботи понижуючого перетворювача

1.5 Висновки до розділу

У розділі проведено аналіз лінійних та імпульсних блоків живлення, їх принципів роботи, переваг і недоліків. Встановлено, що імпульсні джерела живлення мають значно вищий коефіцієнт корисної дії, менші габарити та ширші можливості регулювання вихідних параметрів порівняно з лінійними аналогами.

Розглянуто основні схеми імпульсних перетворювачів постійної напруги та принцип їх роботи, що базується на накопиченні й передачі енергії через індуктивний елемент. Особливу увагу приділено понижувальному перетворювачу, для якого отримано залежність вихідної напруги від коефіцієнта заповнення імпульсів керування.

Проведений аналіз показав, що понижувальний імпульсний перетворювач є ефективним рішенням для побудови лабораторного блока живлення завдяки високому ККД, можливості плавного регулювання напруги та покращеним масогабаритним показникам.

2. ПРОЕКТНО-КОНСТРУКТОРСЬКИЙ РОЗДІЛ

2.1 Розробка схеми силової частини блоку живлення

Класична структурна схема регульованого імпульсного блоку живлення наведена на рисунку 2.1. До її складу входять мережевий випрямляч, згладжувальний фільтр, силовий імпульсний перетворювач, вихідний випрямляч, вихідний фільтр, система керування та коло зворотного зв'язку.

Принцип роботи такого блоку живлення полягає у перетворенні енергії мережі змінного струму в стабілізовану постійну напругу необхідного рівня. На першому етапі мережева напруга випрямляється та згладжується фільтром, у результаті чого формується постійна напруга, яка надходить на вхід силового імпульсного перетворювача.

У силовому перетворювачі постійна напруга за допомогою транзисторного ключа перетворюється на послідовність високочастотних імпульсів. Передача енергії до навантаження здійснюється через високочастотний трансформатор або накопичувальний дросель залежно від обраної схеми перетворювача. Після цього вихідний випрямляч перетворює імпульсну напругу у постійну, а вихідний фільтр зменшує рівень пульсацій до допустимих значень.

Для підтримання стабільної вихідної напруги використовується система автоматичного регулювання із негативним зворотним зв'язком. Вона безперервно контролює величину вихідної напруги та формує сигнал помилки, який надходить до ШІМ-контролера. На основі цього сигналу змінюється коефіцієнт заповнення керувальних імпульсів силового ключа, що дозволяє компенсувати зміни вхідної напруги та навантаження.

Завдяки використанню високочастотного перетворення енергії імпульсні блоки живлення характеризуються високим коефіцієнтом корисної дії, малими масогабаритними показниками та широкими можливостями регулювання вихідних параметрів, що робить їх оптимальним рішенням для сучасних лабораторних джерел живлення.

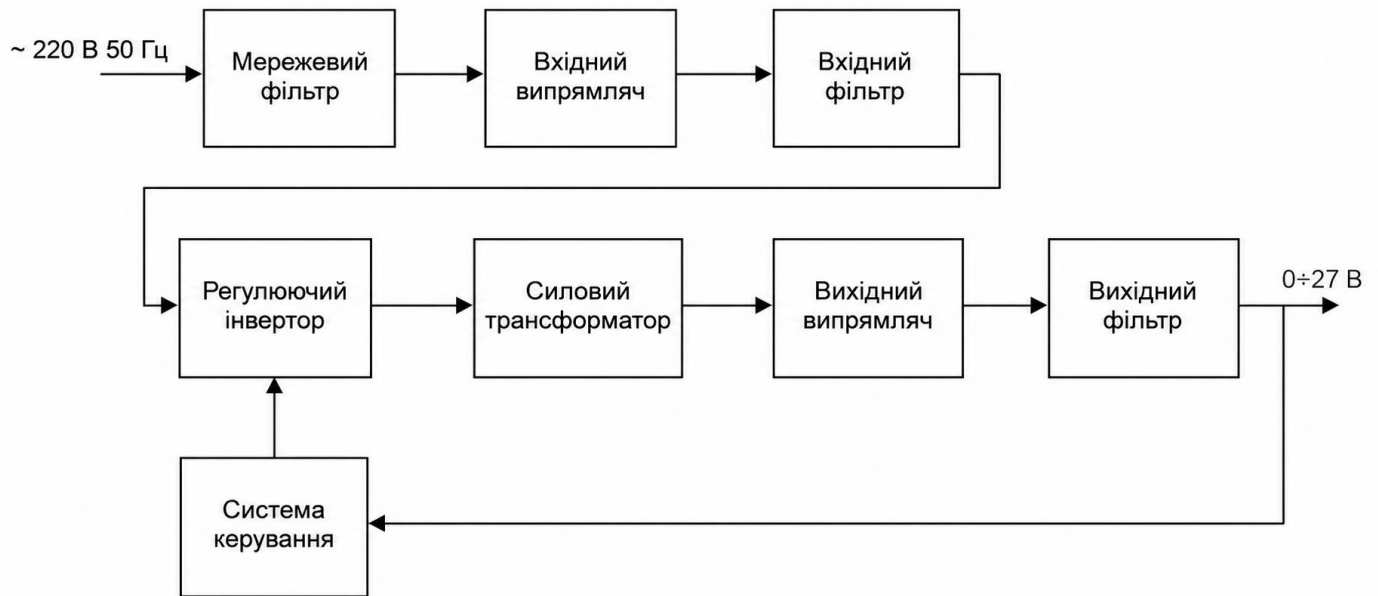


Рисунок 2.1 – Класична блок-схема імпульсного живлення

Мережевий фільтр призначений для пригнічення електромагнітних завад і запобігання їх проникненню від блока живлення до електричної мережі. Після нього мережева змінна напруга надходить на вхідний випрямляч, де перетворюється на пульсуючу постійну напругу. Для зменшення пульсацій та формування стабільнішої напруги використовується вхідний фільтр.

На наступному етапі випрямлена та згладжена напруга подається на інвертор, який перетворює її у високочастотну змінну напругу прямокутної форми. Частота цієї напруги значно перевищує частоту мережі, а її параметри визначаються системою керування шляхом зміни коефіцієнта заповнення керувальних імпульсів. Отримана високочастотна напруга надходить на первинну обмотку силового імпульсного трансформатора, де здійснюється перетворення рівня напруги та забезпечується гальванічна розв'язка між входом і виходом пристрою.

На виході трансформатора напруга випрямляється за допомогою вихідного випрямляча та згладжується вихідним фільтром, у результаті чого формується постійна напруга необхідної величини для живлення навантаження.

Оскільки розроблюваний блок живлення має навчальне призначення, а також з метою підвищення безпеки під час налагодження та експериментальних досліджень,

класичну структурну схему було спрощено та модифіковано. У результаті отримано структурну схему розроблюваного блока живлення, наведену на рисунку 2.2.

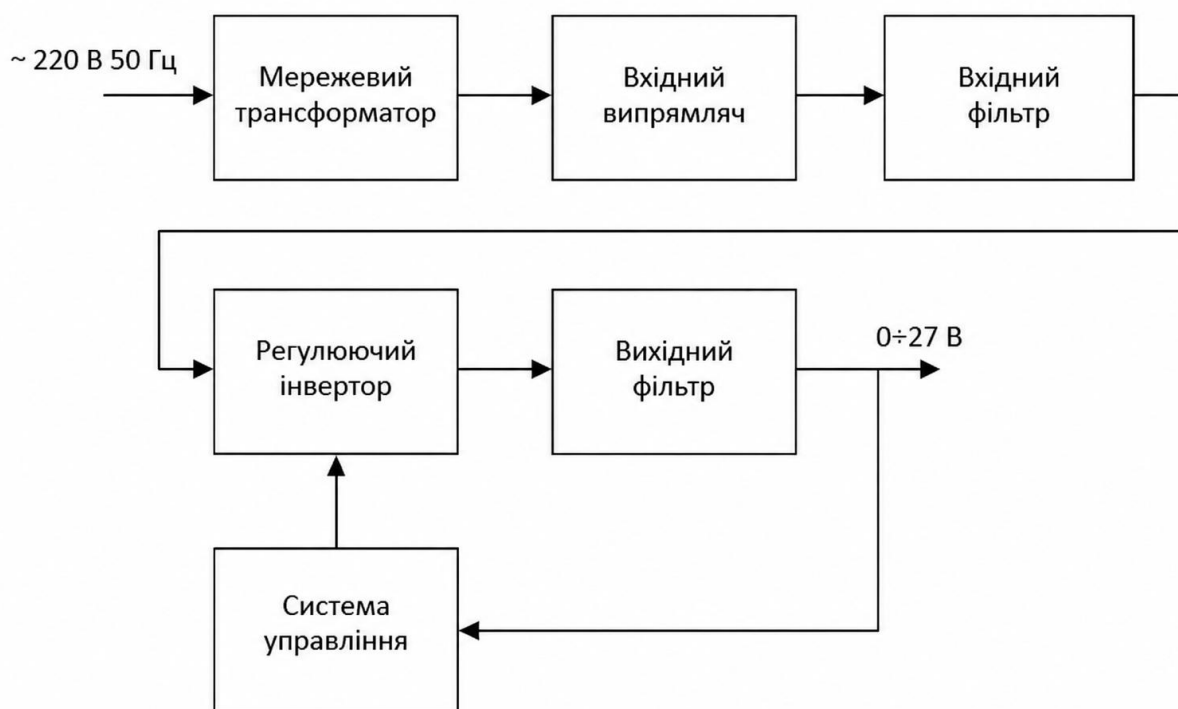


Рисунок 2.2 – Блок-схема розроблюваної системи живлення

Спираючись при розробці на дану структурну схему, з'являється можливість працювати не з мережевою напругою, а зі зниженою до безпечного рівня. Крім того, за рахунок того, що на виході інвертора напруга буде мати прямокутну форму тільки однієї полярності, немає необхідності у використанні додаткового випрямляча, але достатньо згладити пульсуючу напругу.

2.2 Розрахунок елементів блоку живлення

Для розрахунку елементів, що входять до складу БП, необхідно задати вихідні параметри. Для розрахунку основної частини – стабілізатора напруги – потрібні такі значення:

- 1) вхідна напруга U_{in} ;
- 2) діапазон регулювання вихідної напруги $U_{out_min} \div U_{out_max}$;

- 3) максимальне значення вихідного струму I_{out_max} ;
- 4) максимальна величина пульсацій вихідної напруги ΔU_{out} ;
- 5) максимальна величина пульсацій вихідного струму ΔI_{out} .

Схема силової частини, для якої проводиться розрахунок, наведена нижче (Рисунок 2.3).

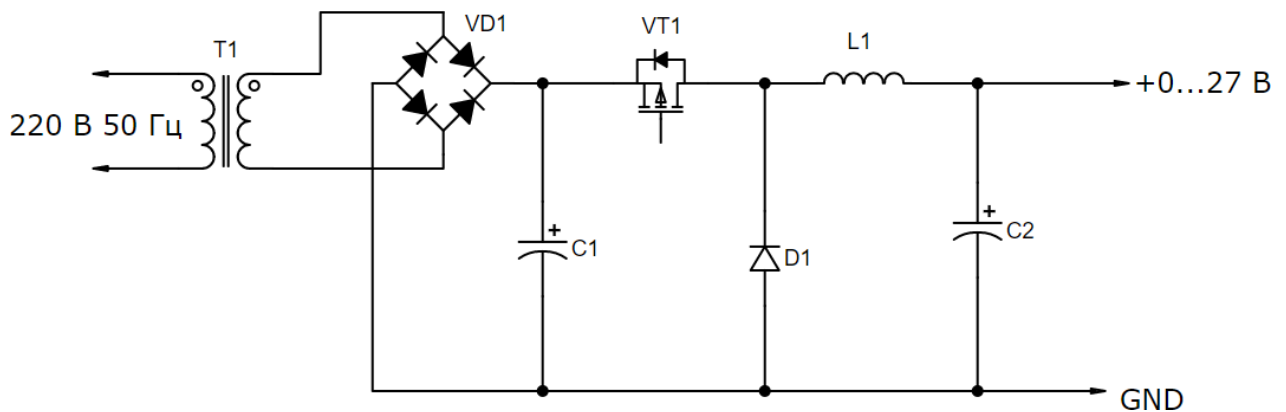


Рисунок 2.3 – Схема силової частини блоку живлення

Згідно з технічним завданням, блок живлення повинен забезпечувати регулювання напруги в діапазоні від 0 до 27 В. Однак у зв'язку з тим, що використовуваний в тестовому зразку трансформатор має амплітудну напругу 40 В, всі розрахунки будуть відбуватися з даного значення. Обмеження ж на величину вихідної напруги буде накладено програмним методом, на етапі розробки алгоритму управління.

Вхідну напругу приймемо як вихідну напругу при коефіцієнті заповнення $q=1$, тобто рівною максимальній вихідній напрузі.

Максимальне значення вихідного струму приймемо 3 А. Такого струму достатньо для виконання більшості завдань, для яких буде потрібен даний блок живлення.

Максимальна величина пульсацій вихідної напруги для хорошого перетворювача становить менше 5 %. Задамо цю величину як вихідну. Максимальну величину пульсацій струму згідно ТЗ визначимо не більше 10 %.

2.2.1 Визначення максимального і мінімального значень коефіцієнта заповнення

У стабільному режимі, при незмінному значенні напруги живлення, вихідна напруга стабілізатора прямо пропорційна відносній тривалості відкритого стану регулюючого транзистора q :

$$U_{out} = U_{in} \cdot q \quad (2.1)$$

У разі, якщо вхідна напруга постійна, а вихідна змінюється, значення коефіцієнта заповнення визначається за співвідношеннями:

$$\begin{cases} q_{\max} = \frac{U_{out,\max}}{U_{in}} = 1 \\ q_{\min} = \frac{U_{out,\min}}{U_{in}} = 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

2.2.2 Вибір контролера та визначення робочої частоти перетворювача

Для тестового зразка в якості ШІМ-контролера в розроблюваному пристрої буде виступати плата Arduino Uno на базі мікроконтролера atmega328p. При живленні мікросхеми напругою 5 В, безпечно можна використовувати максимальну тактову частоту 20 МГц. З використанням попередніх дільників або сторонніх бібліотек, а також вибором режиму ШІМ можна отримати будь-яку необхідну частоту. Для попередніх розрахунків і подальшого тестування зразка виберемо тактову частоту роботи мікроконтролера 16 МГц, ШІМ з використанням попереднього дільника 512 матиме частоту сигналу $f = 31250$ Гц.

2.2.3 Розрахунок параметрів силового дроселя

Максимальне значення індуктивності котушка матиме в разі, коли максимальні пульсації струму дроселя. Дані пульсації для визначеного раніше діапазону коефіцієнта заповнення будуть максимальними, при значенні коефіцієнта $q_{\Delta\max} = 0.5$.

Індуктивність дроселя понижуючого стабілізатора розраховується за формулою:

$$L = \frac{U_{in}}{f \cdot \Delta I_L} (q_{\Delta I_{max}} - q_{\Delta I_{max}}^2) \quad (2.3)$$

де ΔI_L – пульсації струму дроселя.

Величина пульсацій струму дроселя визначається з умови:

$$\Delta I_L = (0.3 \dots 0.6) I_{out} \quad (2.4)$$

де I_{out} – максимальний вихідний струм.

Коефіцієнт 0.3 має найкраще співвідношення між ККД і швидкістю реакції на зміни навантаження. Збільшення постійної призведе до підвищення пульсацій струму дроселя, але поліпшення динаміки перехідних характеристик, а зменшення, отже, зниження пульсацій струму, але уповільнення перехідних процесів.

Таким чином, необхідна індуктивність складе:

$$L = \frac{40}{31250 \cdot 0.3 \cdot 3} \cdot (0.5 - 0.25) \approx 350 \text{ мкГн} \quad (2.5)$$

Максимальний струм через дросель:

$$I_{L_max} = I_{out_max} + \frac{1}{2} \Delta I_L = 3.45 \text{ А} \quad (2.6)$$

Таким чином, необхідні параметри дроселя: індуктивність не менше 350 мкГн, максимальний струм слід вибрати з запасом 20-25 % від розрахункового, щоб компенсувати відхилення параметрів схеми і різницю між дійсними і розрахунковими значеннями компонентів.

2.2.4 Розрахунок параметрів ключового транзистора

Максимальне зворотна напруга U_{VT_max} , що прикладається до транзистора, дорівнює значенню вхідної напруги стабілізатора U_{in} :

$$U_{VT_max} = U_{in} = 40 \text{ В} \quad (2.7)$$

У реальності максимальна напруга повинна на 20-25 % перевищувати розраховане значення.

Максимальне значення струму, що протікає через ключовий транзистор I_{VT_max} дорівнює максимальному струму через індуктивність I_{L_max} :

$$I_{VT_max} = I_{L_max} = 3,45 \text{ А} \quad (2.8)$$

Середньоквадратичне значення струму через транзистора I_{VT_rms} розраховується за формулою:

$$I_{VT,rms} = I_{out,max} \sqrt{q_{max} \left(1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta I_L}{I_{out,max}} \right)^2 \right)} \quad (2.9)$$

Отже, середньоквадратичне значення струму через транзистор дорівнює:

$$I_{VT,rms} = 3 \sqrt{1 + \frac{1}{12} \left(\frac{0,9}{3} \right)^2} = 3 \text{ А} \quad (2.10)$$

Згідно з отриманими значеннями $U_{VT_max} = 40 \text{ В}$ і $I_{VT_max} = 3,45 \text{ А}$, був обраний N-канальний MOSFET-транзистор IRFZ24N з максимальною напругою стік-витік

$U_{VT} = 55$ В і максимальним значенням струму $I_{VT_max} = 17$ А. Опір відкритого каналу при прикладеній до затвору напрузі $U_{GS} = 10$ В становить $R_{DS} = 0,07$ Ом.

Розсіювана потужність транзистора складається з потужності статичних і динамічних втрат. Потужність статичних втрат для MOSFET – транзисторів дорівнює:

$$P_{VT,stat} = I_{VT,rms}^2 \cdot R_{DS} = 9 \cdot 0.07 = 0.63 \text{ Вт} \quad (2.11)$$

Потужність динамічних втрат $P_{(VT_sw)}$, що виділяється в кристалі MOSFET транзистора, розраховується як:

$$P_{VT,sw} = \left(\frac{1}{2} I_{out,max} U_{in} (t_f + t_r) + \frac{1}{2} C_{OSS} U_{in}^2 \right) \cdot f \quad (2.12)$$

де t_f – час спаду напруги на транзисторі (в момент комутації); t_r – час наростання напруги на транзисторі (перехід у закритий стан); C_{oss} – вихідна ємність транзистора, що визначається як сума ємностей «затвор–стік» C_{GD} і «стік–витік» C_{DS} .

У документації на обраний транзистор вихідна ємність вказується рівною $C_{oss}=140$ пФ, час наростання напруги $t_r = 34$ нс і час спаду $t_f = 27$ нс. Таким чином, динамічна розсіювана потужність:

$$P_{VT,sw} = \left(\frac{1}{2} \cdot 3 \cdot 40 \cdot (34 + 27) \cdot 10^{-9} + \frac{1}{2} \cdot 140 \cdot 10^{-12} \cdot 40^2 \right) \cdot 31250 \approx 0.12 \text{ Вт} \quad (2.13)$$

Сумарна потужність теплових втрат на транзисторі визначається як сума потужностей статичних і динамічних втрат:

$$P_{VT} = P_{VT,stat} + P_{VT,sw} = 0,63 + 0,12 = 0,75 \text{ Вт} \quad (2.14)$$

Безпечна розсіювана потужність корпусу TO-220AB становить 1 Вт, проте слід враховувати, що задані документацією час наростання і спаду важко досяжні, тому ймовірним рішенням стає використання радіатора. З радіатором обраний транзистор здатний розсіяти $P_{VT_IRF} = 45$ Вт, що з достатнім запасом гарантує захищеність транзистора від перегріву.

2.3 Драйвер силового транзистора та допоміжний ключ на MOSFET транзисторі

Першим варіантом схеми стало застосування р-канального MOSFET транзистора IRFZ24N. Напруга Сток-Виток даного транзистора становить $V_{DSS}=55$ В, струм стоку $I_D = 12$ А, опір відкритого каналу $R_{DS(on)} = 0,175$ Ом, паразитна вхідна ємність $C_{iss} = 350$ пФ, паразитна вихідна ємність $C_{oss} = 170$ пФ, паразитна ємність зворотного переходу $C_{rss} = 92$ пФ, максимальна потужність, що розсіюється з радіатором, становить $P_D = 45$ Вт. Вибір даного транзистора обумовлений в першу чергу низькими значеннями паразитних ємностей, оскільки при рівному значенні напруги, що подається на затвор, і струму, що протікає через нього, транзистор, що має менше значення ємності паразитного конденсатора, відкривається і закривається швидше, що сприятливо позначається на величині розсіюваної потужності.

Для того щоб р-канальний MOSFET транзистор міг відкритися на його затвор відносно джерела, необхідно подати напругу. Джерело ключового транзистора підключено до плюса живлення, тому напруга на затвор буде подаватися через допоміжний транзистор з мінусової лінії живлення. Однак безпосередньо цю напругу подати не можна, оскільки величина напруги живлення становить $V_{in}=40$ В, тому в коло стоку допоміжного транзистора необхідно встановити дільник напруги з розрахунку, що на затворі силового ключа відносно джерела може бути прикладено максимум $V_{GS} = -20$ В. Схема даного варіанту показана нижче (Рисунок 2.4).

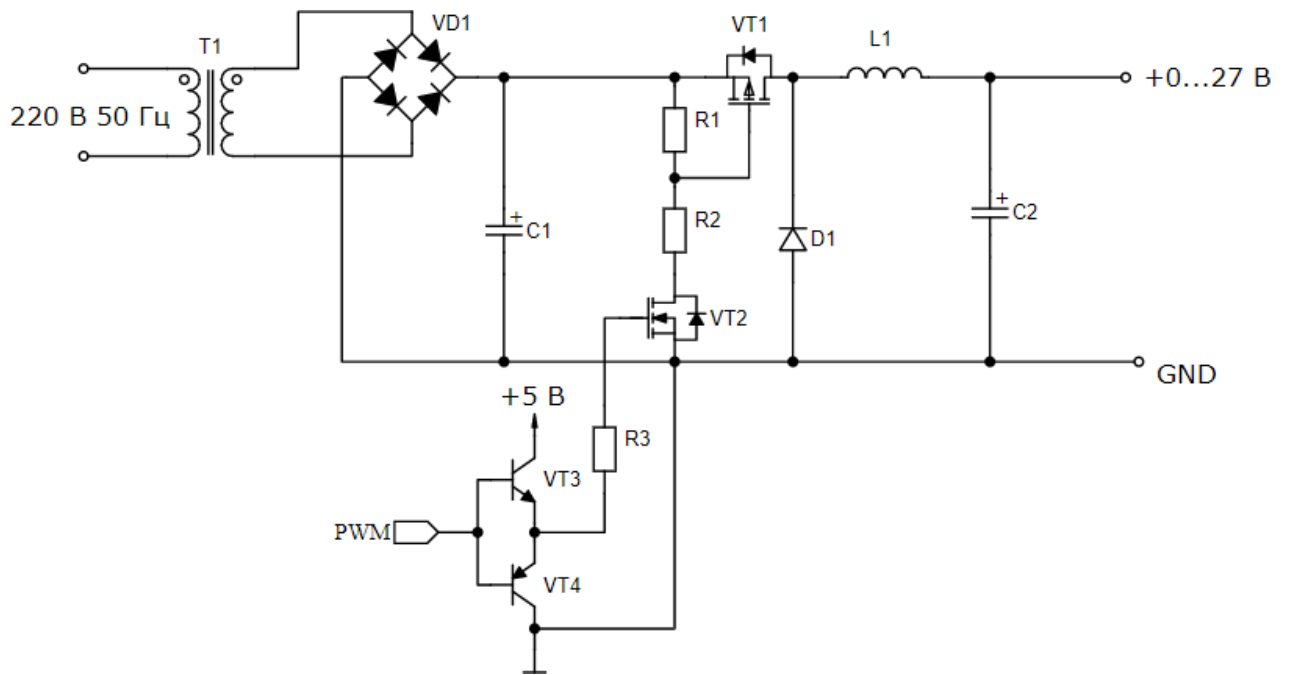


Рисунок 2.4 – Схема із застосуванням допоміжного MOSFET транзистора

При використанні такого варіанту включення кола заряду і розряду ємності затвора представляють собою RC-колои. Згідно з документацією, на обраний транзистор, мінімальний час, за який здатний відкритися і закритися транзистор, складають:

$$\begin{cases} t_{on} = t_{d(on)} + t_r \\ t_{off} = t_{d(off)} + t_f \end{cases} \quad (2.15)$$

де $t_{d(on)} = 13$ нс – час затримки на ввімкнення, $t_r = 55$ нс – час наростання, $t_{d(off)} = 23$ нс – час затримки на вимкнення. $t_f = 37$ нс – час спаду.

Таким чином отримуємо:

$$\begin{cases} t_{on} = 13 + 55 = 68 \text{ нс} \\ t_{off} = 23 + 37 = 60 \text{ нс} \end{cases} \quad (2.16)$$

Прийmemo час відкриття транзистора рівним $t_{on} = 90$ нс. Тоді через постійну часу RC-колоа можна розрахувати значення резистора. Оскільки за час, рівний трьом постійним часу, конденсатор заряджається до напруги 95 %, то:

$$\tau = \frac{t_{on}}{3} = \frac{90}{3} = 30 \text{ нс} \quad (2.17)$$

Тепер, знаючи співвідношення для постійної часу, можна виразити значення опору резистора:

$$\tau = R_2 \cdot C_{iss} \Rightarrow R_2 = \frac{\tau}{C_{iss}} \quad (2.18)$$

де R_2 – опір резистора заряду, $C_{iss} = 350$ пФ – вхідна паразитна ємність транзистора. Отримуємо значення:

$$R_2 = \frac{30 \cdot 10^{-9} \text{ с}}{350 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}} = 85.7 \text{ Ом} \quad (2.19)$$

З номінального ряду вибираємо найближче значення $R_2 = 91$ Ом. Далі необхідно отримати значення опору резистора розряду. Для цього скористаємося значенням необхідної напруги на затворі відносно витока. Для того щоб силовий ключ повністю відкрився і міг пропустити максимальний струм навантаження, на затвор достатньо подати $V_{GS} = -10$ В. Таким чином, на резисторі, підключеному до плюса живлення, падіння напруги складе $\Delta U_{R_2} = 10$ В. Таким чином, виходячи з того, що напруга живлення становить 40 В, потрібен дільник 1 до 3.

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{1}{3} \Rightarrow R_1 = \frac{R_2}{3} = \frac{91}{3} = 30.3 \text{ Ом} \quad (2.20)$$

З номінального ряду вибираємо резистор з опором $R_1 = 30$ Ом. Далі необхідно підібрати допоміжний MOSFET-транзистор і забезпечити його швидке відмикання і замикання. Перевірці підлягають наступні транзистори: N-канальні IRF640N та IRFZ24N, а також N-канальні логічного рівня IRL3705N і IRLZ24N.

Для швидкого відкриття і закриття була обрана схема драйвера з комплементарної пари біполярних транзисторів KT316B і KT317B.

Для того щоб перевірити транзистори в рівних умовах, було прийнято рішення обмежити зарядовий струм на рівні $I_g = 0,1$ А. Оскільки схема драйвера є по суті емітерним повторювачем, для здійснення цього рішення необхідно встановити між емітерами біполярних транзисторів і затвором MOSFET резистор. Це також запобіжить виходу з ладу біполярних транзисторів, оскільки паразитна ємність в розрядженому стані не перешкоджає неконтрольованому протіканню струму, то наявність обмежувального резистора не дозволить протікати надмірному колекторному струму. Значення опору визначається із закону Ома і становить:

$$R_3 = \frac{V_{GS}}{I_g} \quad (2.21)$$

де V_{GS} – напруга, прикладена до затвора.

Значення $V_{GS} = 4,3$ В, оскільки напруга на базі $V = 5$ В, а падіння напруги на переході база-емітер становить 0,7 В. Отже, шуканий опір дорівнює:

$$R_3 = \frac{4.3}{0.1} = 43 \text{ Ом} \quad (2.22)$$

З номінального ряду вибираємо опір $R_3 = 47$ Ом.

Час відмикання транзистора пов'язаний з опором затвора наступним співвідношенням:

$$R_3 = \frac{V_{GS} \cdot t_{on}}{Q_g} \quad (2.23)$$

де Q_g – заряд затвора транзистора.

Таким чином, час на відмикання для транзистора IRF640N складе:

$$t_{on} = \frac{R_3 \cdot Q_g}{V_{GS}} = \frac{47 \cdot 20 \cdot 10^{-9}}{4.3} = 220 \text{ нс} \quad (2.24)$$

Для транзистора IRFZ24N:

$$t_{on} = \frac{47 \cdot 8 \cdot 10^{-9}}{4.3} = 87 \text{ нс} \quad (2.25)$$

Для транзистора IRL3705N:

$$t_{on} = \frac{47 \cdot 60 \cdot 10^{-9}}{4.3} = 660 \text{ нс} \quad (2.26)$$

Для транзистора IRLZ24N:

$$L = \frac{40}{31250 \cdot 0.3 \cdot 3} \cdot (0.5 - 0.25) \approx 350 \text{ мкГн} \quad (2.27)$$

Час замикання в ідеальному випадку повинен збігатися з часом відмикання, оскільки розряд ємності відбувається через коло з тим же опором і через рnp транзистор, схожий за параметрами з рnp транзистором, через який відбувається заряд. Однак з реальними компонентами цей час може різко відрізнитися.

Нижче наведено показання осцилографа (Рисунок 2.5 – Рисунок 2.12), підключеного до затвору силового транзистора. Для кожного випадку проведемо розрахунок динамічних втрат силового транзистора.

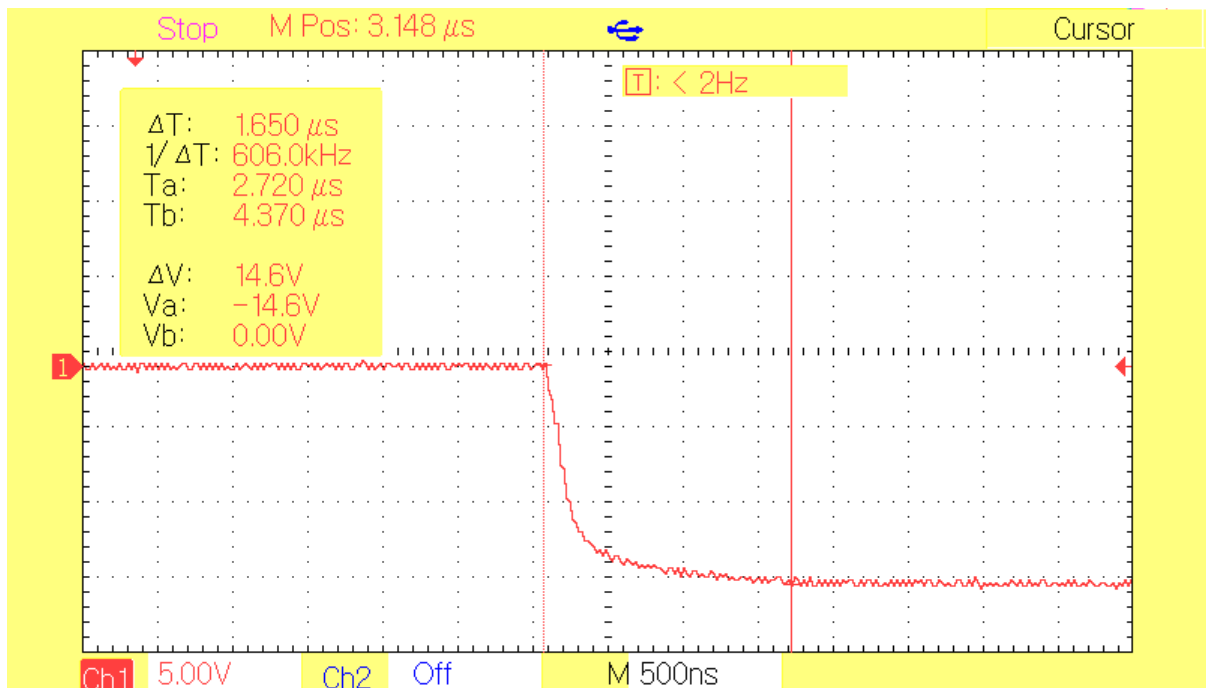


Рисунок 2.5 – Наростання сигналу на затворі силового ключа (допоміжний - IRF640N, вертикальна вісь - напруга, 5В/под; горизонтальна - час, 500нс/под)

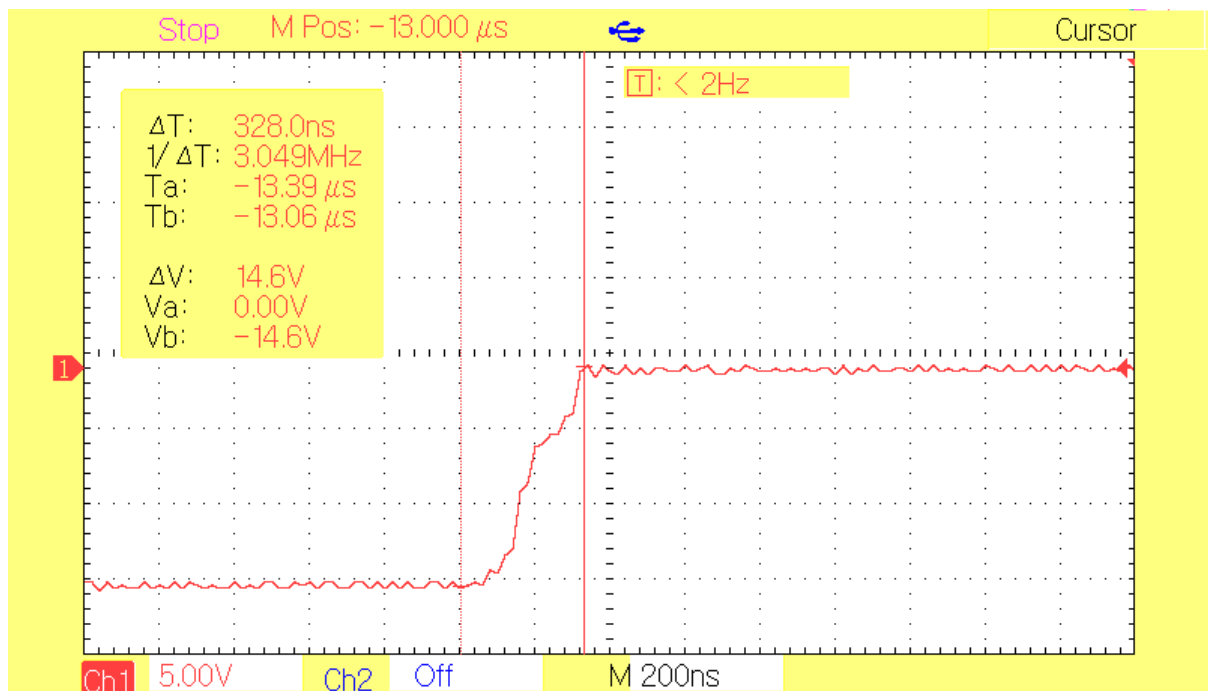


Рисунок 2.6 – Спад сигналу на затворі силового ключа (допоміжний - IRF640N, вертикальна вісь - напруга, 5В/под; горизонтальна - час, 200нс/под)

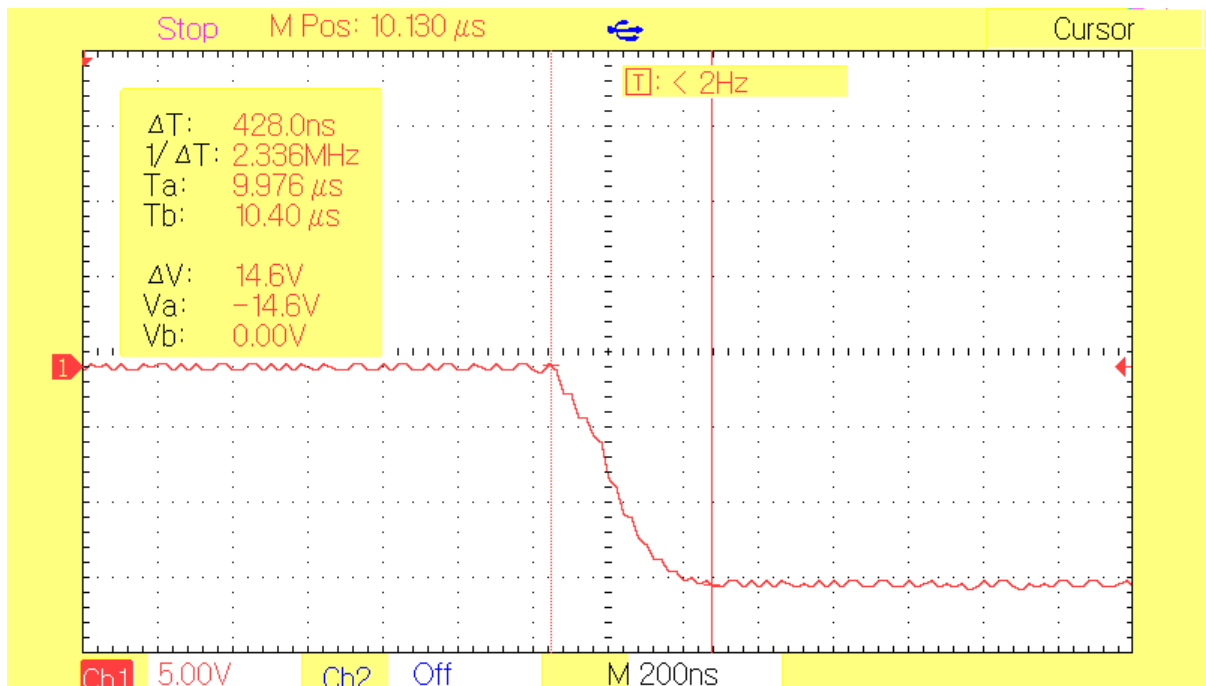


Рисунок 2.7 – Наростання сигналу на затворі силового ключа (допоміжний – IRFZ24N, вертикальна вісь – напруга, 5В/под; горизонтальна – час, 200нс/под)

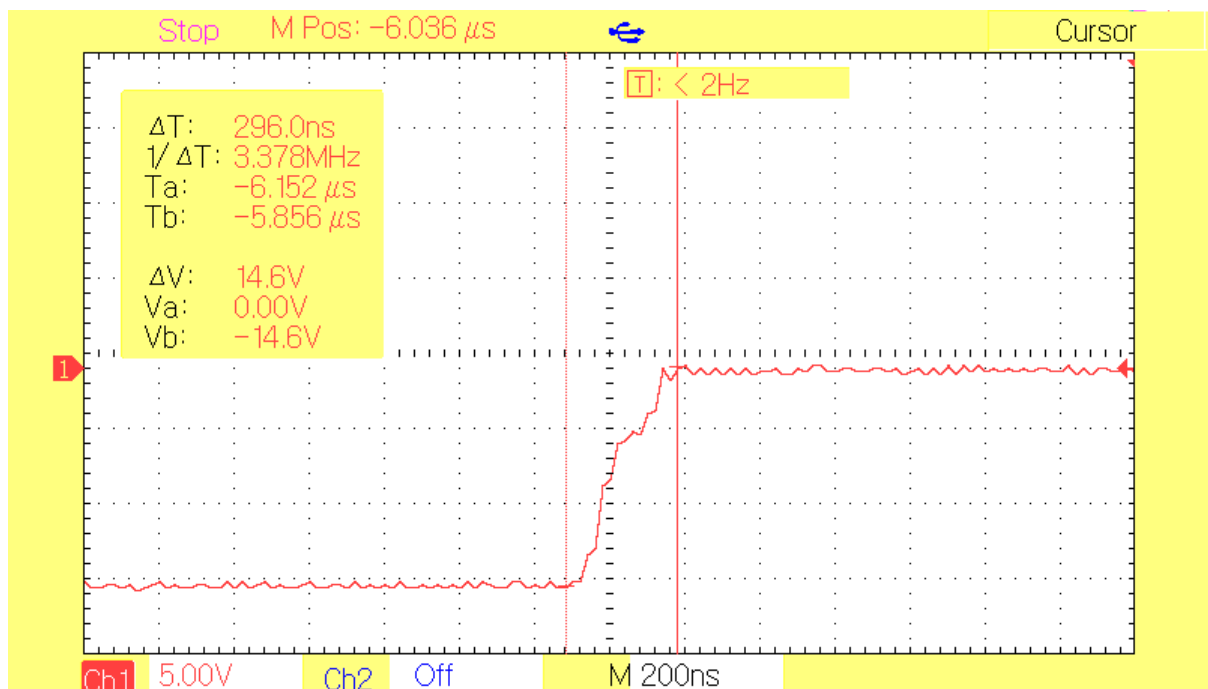


Рисунок 2.8 – Спад сигналу на затворі силового ключа (допоміжний – IRFZ24N, вертикальна вісь – напруга, 5В/ под; горизонтальна – час, 200нс/ под)

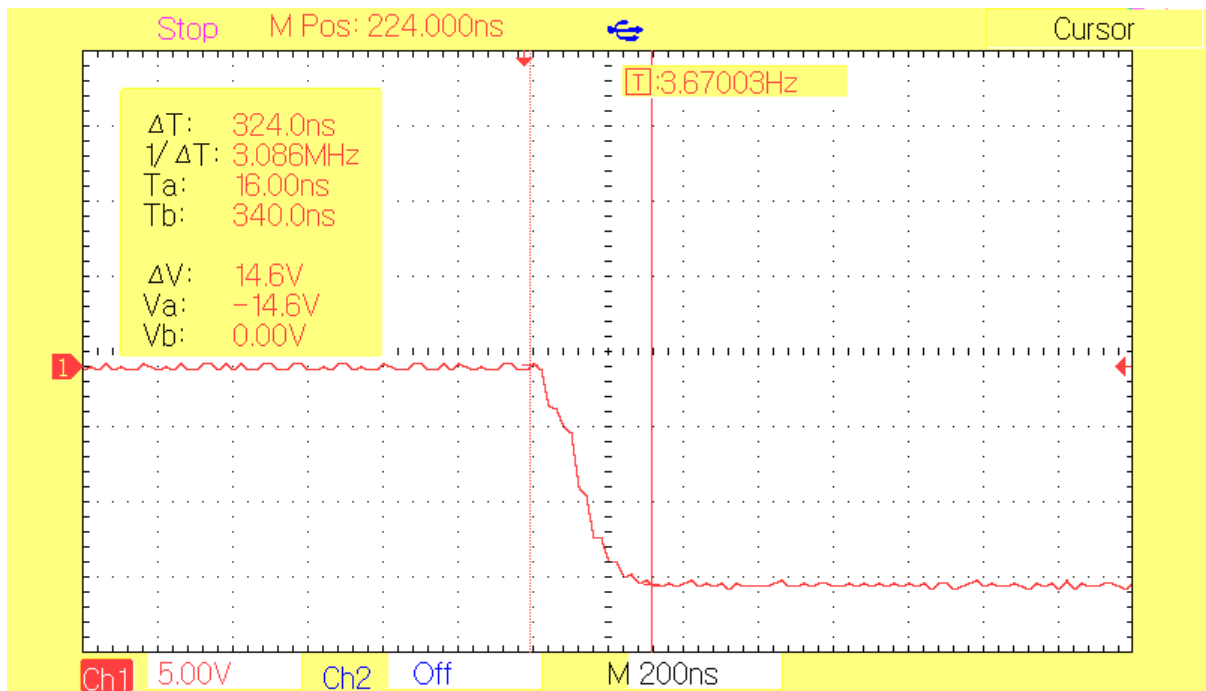


Рисунок 2.9 – Наростання сигналу на затворі силового ключа (допоміжний – IRL3705N, вертикальна вісь – напруга, 5В/ под; горизонтальна – час, 200нс/ под)

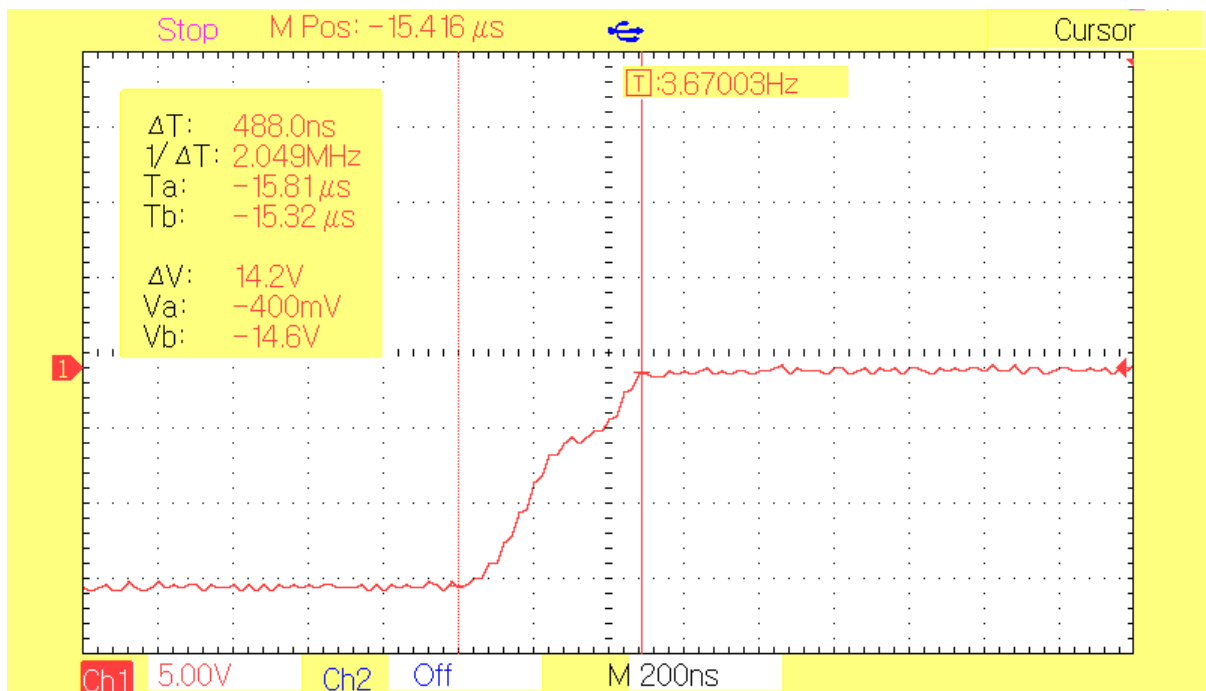


Рисунок 2.10 – Спад сигналу на затворі силового ключа (допоміжний – IRL3705N, вертикальна вісь – напруга, 5 В/ под; горизонтальна – час, 200 нс/ под)

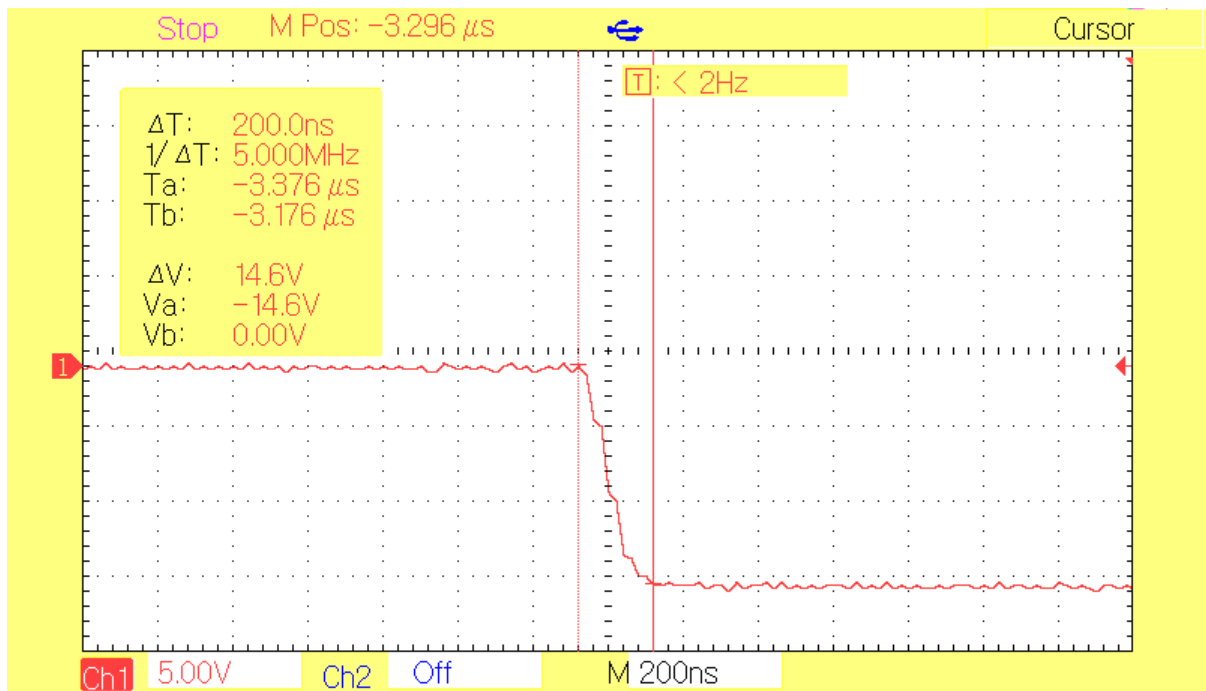


Рисунок 2.11 – Наростання сигналу на затворі силового ключа (допоміжний – IRLZ24N), опору ділянки $R_1 = 30$ Ом, $R_2 = 91$ Ом (вертикальна вісь – напруга, 5В/под; горизонтальна – час, 200нс/под)

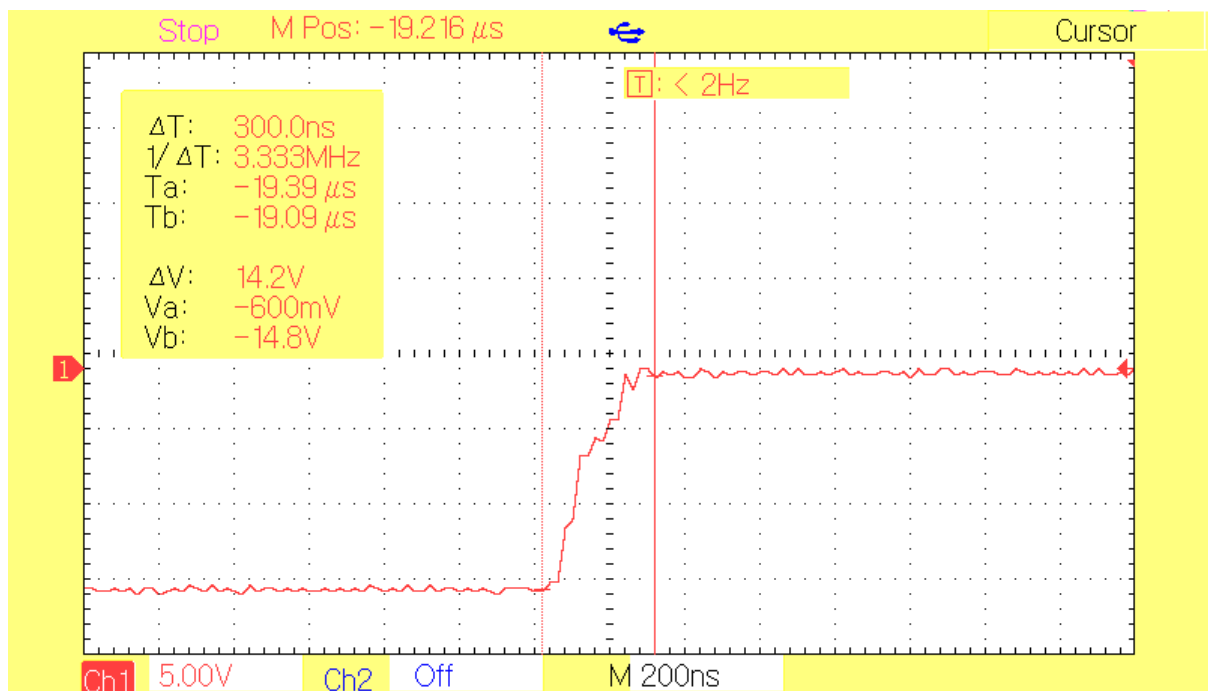


Рисунок 2.12 – Спад сигналу на затворі силового ключа (допоміжний – IRLZ24N), опору ділянки $R_1 = 30$ Ом, $R_2 = 91$ Ом (вертикальна вісь – напруга, 5В/под; горизонтальна – час, 200нс/под)

Згідно з осцилограмами напруги на затворі силового ключа в разі, коли допоміжним ключем є IRF640N (Рисунок 2.5, Рисунок 2.6), динамічні втрати становлять:

$$P_{VT,sw} = \left(\frac{1}{2} \cdot 3 \cdot 40 \cdot (328 + 1650) \cdot 10^{-9} + \frac{1}{2} \cdot 170 \cdot 10^{-12} \cdot 40^2 \right) \cdot 31250 \approx 3.7 \text{ Вт} \quad (2.28)$$

Згідно з осцилограмами напруги на затворі силового ключа в разі, коли допоміжним ключем є IRFZ24N (Рисунок 2.7, Рисунок 2.8), динамічні втрати становлять:

$$P_{VT,sw} = \left(\frac{1}{2} \cdot 3 \cdot 40 \cdot (296 + 428) \cdot 10^{-9} + \frac{1}{2} \cdot 170 \cdot 10^{-12} \cdot 40^2 \right) \cdot 31250 \approx 1.4 \text{ Вт} \quad (2.29)$$

Згідно з осцилограмами напруги на затворі силового ключа в разі, коли допоміжним ключем є IRL3705N (Рисунок 2.9, Рисунок 2.10), динамічні втрати становлять:

$$P_{VT,sw} = \left(\frac{1}{2} \cdot 3 \cdot 40 \cdot (488 + 324) \cdot 10^{-9} + \frac{1}{2} \cdot 170 \cdot 10^{-12} \cdot 40^2 \right) \cdot 31250 \approx 1.5 \text{ Вт} \quad (2.30)$$

Згідно з осцилограмами напруги на затворі силового ключа в разі, коли допоміжним ключем є IRLZ24N (Рисунок 2.11, Рисунок 2.12), динамічні втрати становлять:

$$P_{VT,sw} = \left(\frac{1}{2} \cdot 3 \cdot 40 \cdot (300 + 200) \cdot 10^{-9} + \frac{1}{2} \cdot 170 \cdot 10^{-12} \cdot 40^2 \right) \cdot 31250 \approx 0.9 \text{ Вт} \quad (2.31)$$

Таким чином, можна зробити висновок, що найкращим варіантом є використання транзистора логічного рівня IRLZ24N.

Однак також на практиці стало зрозуміло, що резистори, що складають дільник напруги, сильно нагріваються, тому було проведено розрахунок потужності, що виділяється ними.

Струм у статичному режимі через резистори становить:

$$I = \frac{U_{in}}{R_1 + R_2} = \frac{40}{91 + 30} = \frac{40}{121} = 0.33 \text{ A} \quad (2.32)$$

Потужність, що виділяється на резисторах, склала:

$$\begin{cases} P_4 = I^2 \cdot R_1 = 0.33^2 \cdot 30 = 3.3 \text{ Вт} \\ P_5 = I^2 \cdot R_2 = 0.33^2 \cdot 91 = 9.9 \text{ Вт} \end{cases} \quad (2.33)$$

Наступним кроком були зроблені спроби знизити потужність, що виділяється на резисторах. Збільшення опору в ланцюзі стоку допоміжного транзистора призведе до зменшення струму, що протікає в статичному режимі. Звичайно, це також погіршить перехідні характеристики силового ключа. Тому необхідно з'ясувати, наскільки сильно можна зменшити втрати на резисторах, при цьому не сильно збільшивши втрати на транзисторі.

Перевірка проводилася для пар опорів $R_1 = 100 \text{ Ом}$, $R_2 = 300 \text{ Ом}$, $R_1 = 150 \text{ Ом}$, $R_2 = 450 \text{ Ом}$ і $R_1 = 200 \text{ Ом}$, $R_2 = 600 \text{ Ом}$. Струм у статичному режимі для першої пари опорів складе:

$$I = \frac{U_{in}}{R_1 + R_2} = \frac{40}{100 + 300} = \frac{40}{400} = 0.1 \text{ A} \quad (2.34)$$

Потужність, що виділяється на резисторах, складе:

$$\begin{cases} P_4 = I^2 \cdot R_1 = 0.1^2 \cdot 100 = 1 \text{ Вт} \\ P_5 = I^2 \cdot R_2 = 0.1^2 \cdot 300 = 3 \text{ Вт} \end{cases} \quad (2.35)$$

Осцилограми сигналу на затворі наведені на рисунках (Рисунок 2.13, Рисунок 2.14). Динамічні втрати на транзисторі становитимуть:

$$P_{VT,sw} = \left(\frac{1}{2} \cdot 3 \cdot 40 \cdot (324 + 340) \cdot 10^{-9} + \frac{1}{2} \cdot 170 \cdot 10^{-12} \cdot 40^2 \right) \cdot 31250 \approx 1.3 \text{ Вт} \quad (2.36)$$

Струм у статичному режимі для другої пари опорів складе:

$$I = \frac{U_{in}}{R_1 + R_2} = \frac{40}{150 + 450} = \frac{40}{600} \approx 0.07 \text{ А} \quad (2.37)$$

Потужність, що виділяється на резисторах, складе:

$$\begin{cases} P_4 = I^2 \cdot R_1 = 0.07^2 \cdot 150 = 0.74 \text{ Вт} \\ P_5 = I^2 \cdot R_2 = 0.07^2 \cdot 450 = 2.2 \text{ Вт} \end{cases} \quad (2.38)$$

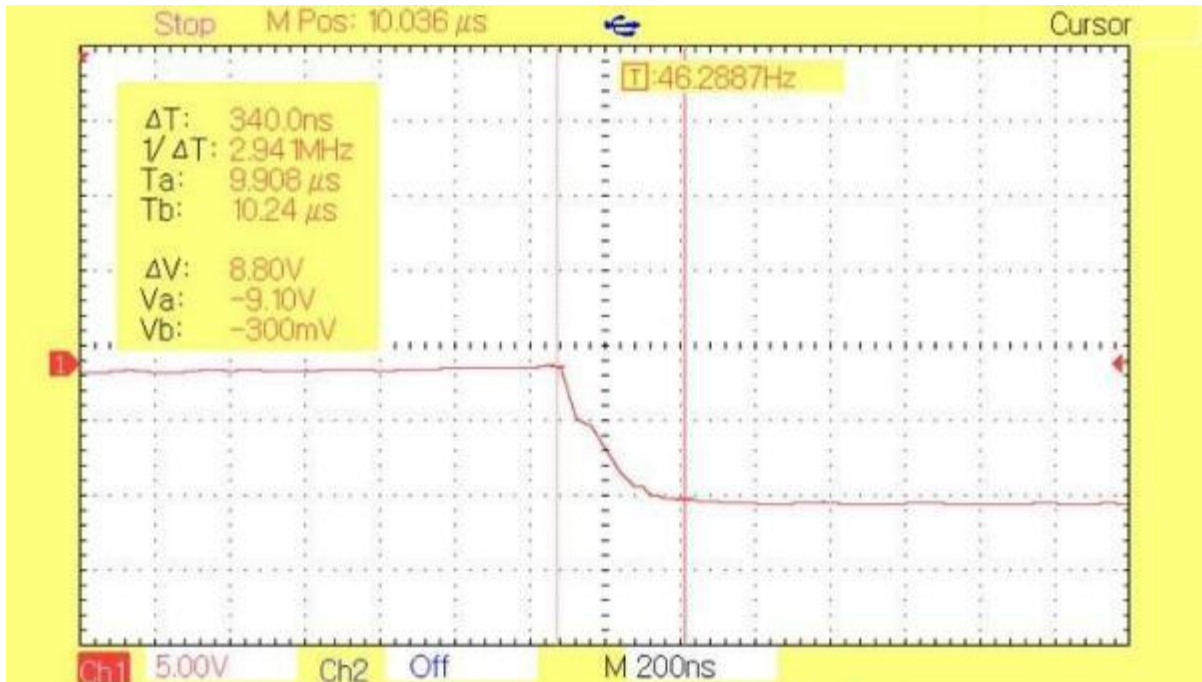


Рисунок 2.13 – Наростання сигналу на затворі силового ключа (допоміжний – IRLZ24N), опору ділянки $R_1 = 100 \text{ Ом}$, $R_2 = 300 \text{ Ом}$ (вертикальна вісь – напруга, 5В/ под; горизонтальна – час, 200нс/ под)

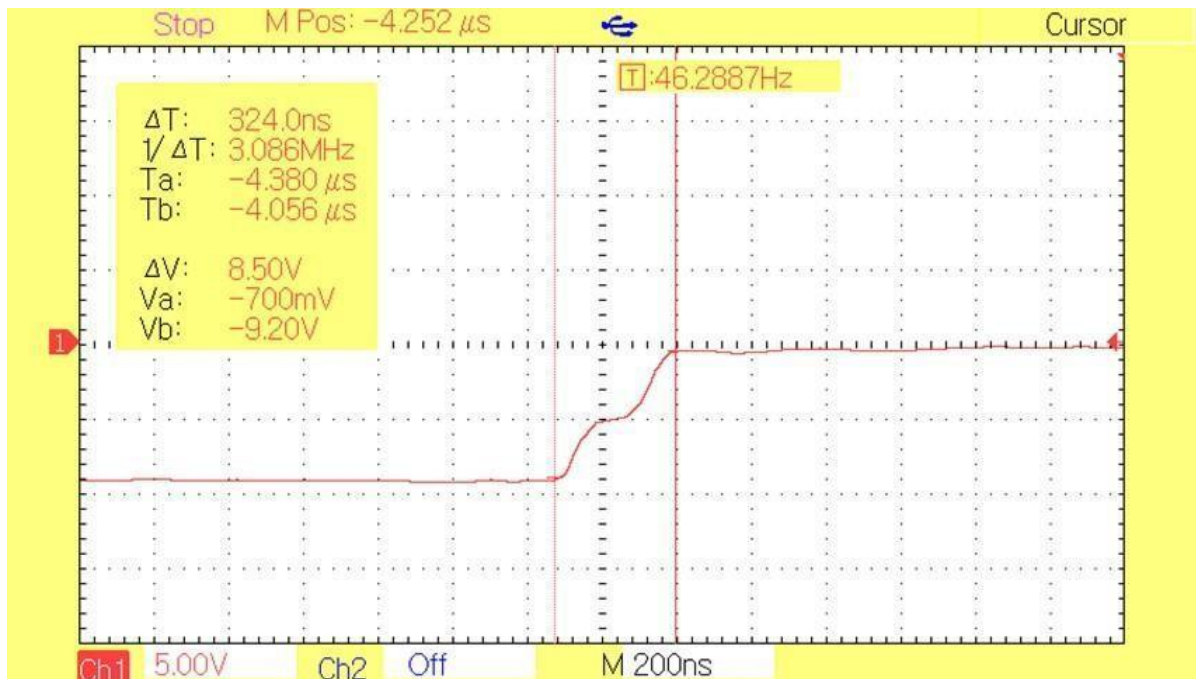


Рисунок 2.14 – Спад сигналу на затворі силового ключа (допоміжний – IRLZ24N), опору ділянки $R1 = 100 \text{ Ом}$, $R2 = 300 \text{ Ом}$ (вертикальна вісь – напруга, 5В/ под ; горизонтальна – час, 200нс/ под)

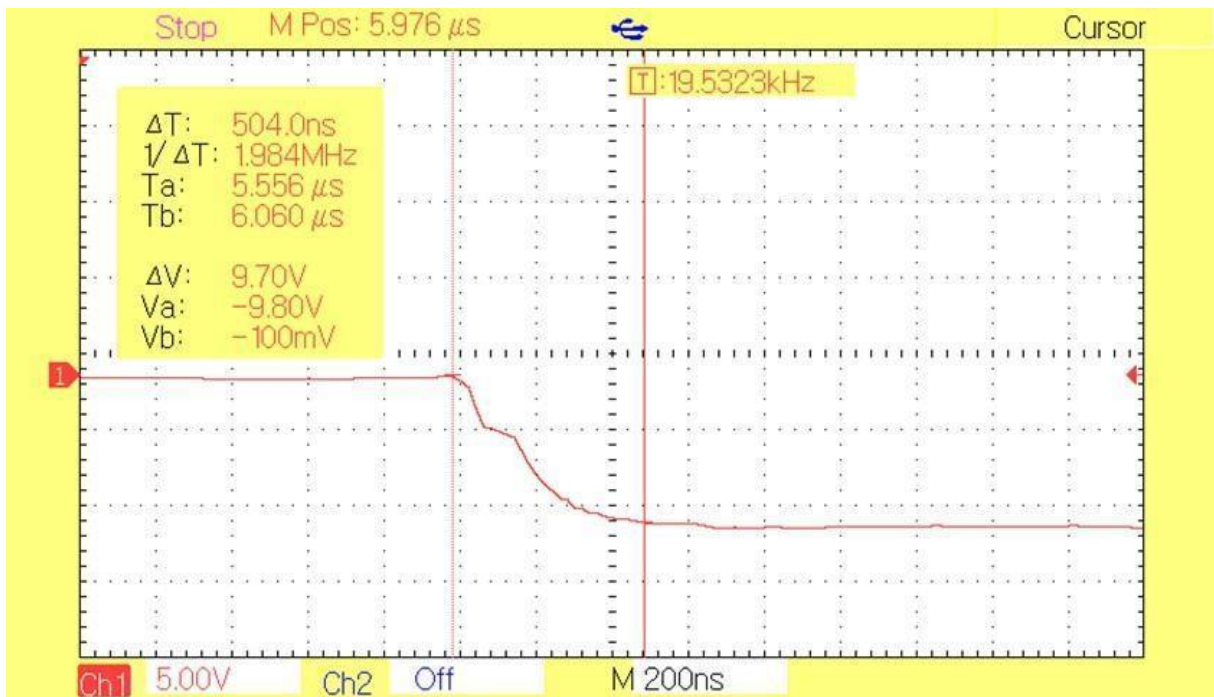


Рисунок 2.15 – Наростання сигналу на затворі силового ключа (допоміжний – IRLZ24N), опору ділянки $R1 = 150 \text{ Ом}$, $R2 = 450 \text{ Ом}$ (вертикальна вісь – напруга, 5В/ под ; горизонтальна – час, 200нс/ под)

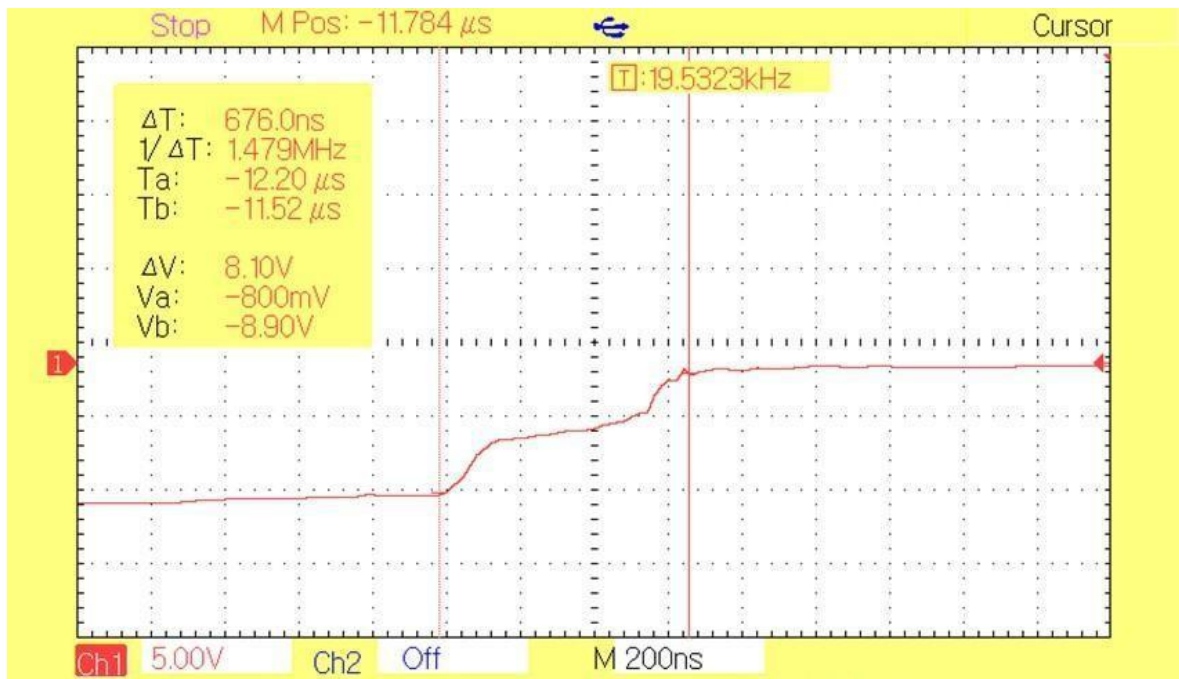


Рисунок 2.16 – Спад сигналу на затворі силового ключа (допоміжний – IRLZ24N), опору ділянки $R1 = 150 \text{ Ом}$, $R2 = 450 \text{ Ом}$ (вертикальна вісь – напруга, 5В/ под; горизонтальна – час, 200нс/ под)

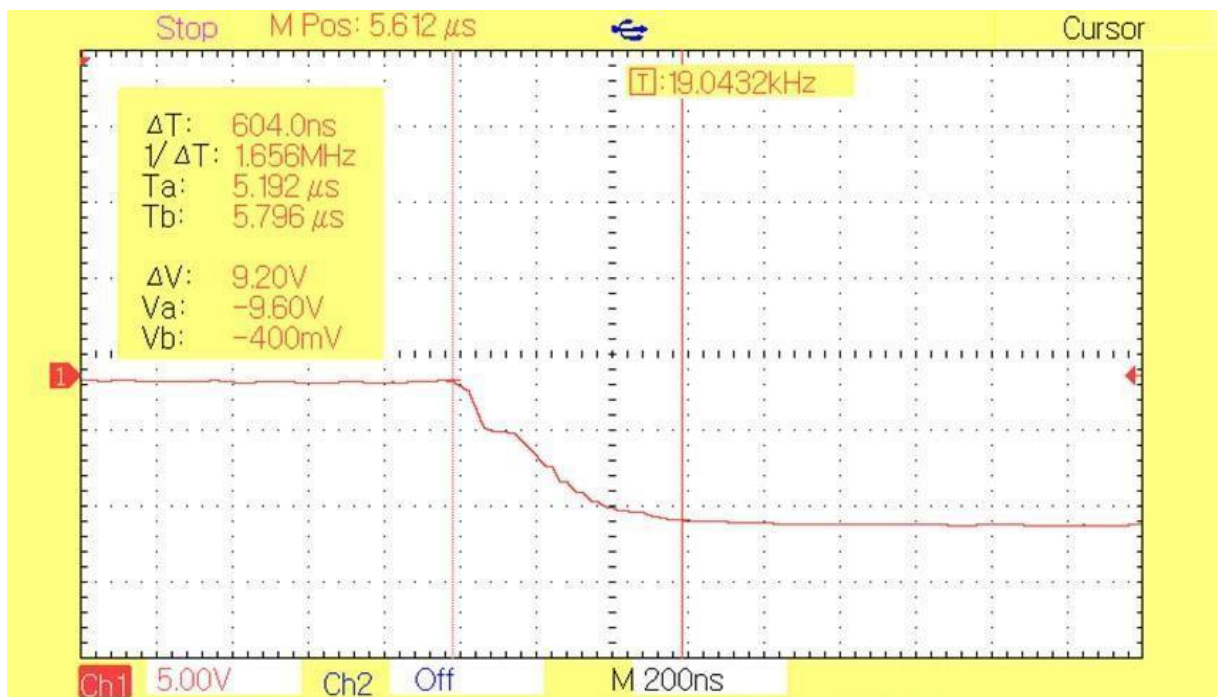


Рисунок 2.17 – Наростання сигналу на затворі силового ключа (допоміжний – IRLZ24N), опору ділянки $R1 = 200 \text{ Ом}$, $R2 = 600 \text{ Ом}$ (вертикальна вісь – напруга, 5В/ под; горизонтальна – час, 200нс/ под)

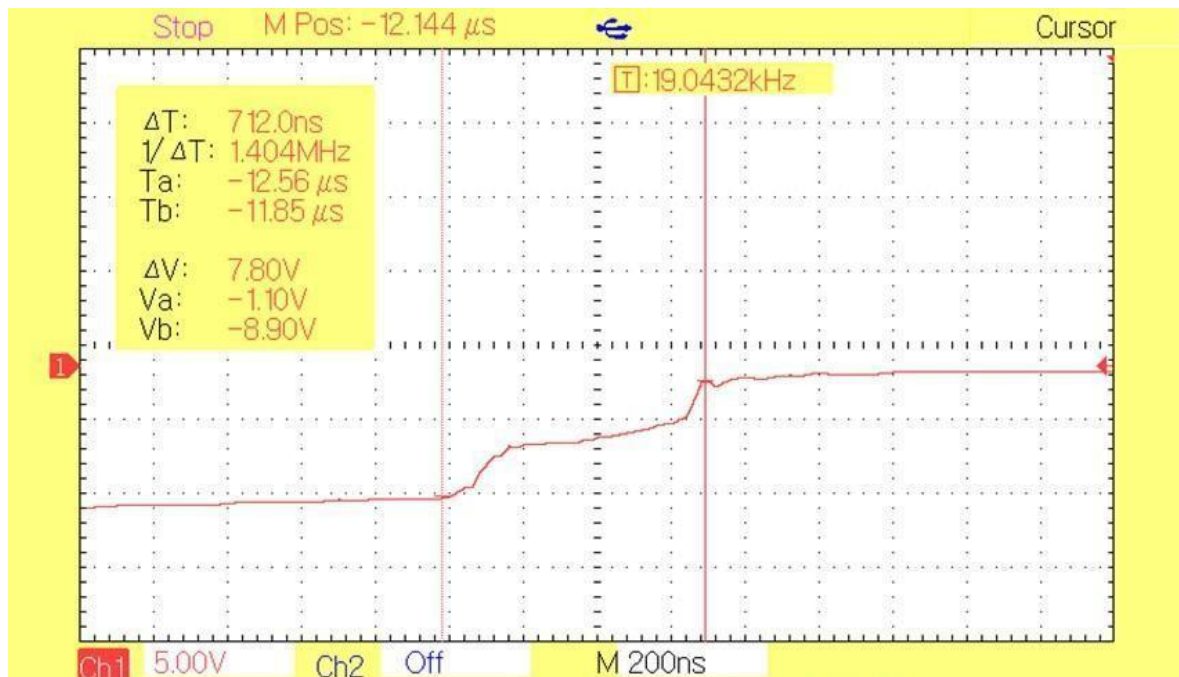


Рисунок 2.18 – Спад сигналу на затворі силового ключа (допоміжний – IRLZ24N), опору діляника R1 = 200 Ом, R2 = 600 Ом (вертикальна вісь – напруга, 5В/ под; горизонтальна – час, 200нс/ под)

Осцилограми напруги на затворі наведені на рисунках (Рисунок 2.15, Рисунок 2.16). Динамічні втрати на транзисторі становитимуть:

$$P_{VT,sw} = \left(\frac{1}{2} \cdot 3 \cdot 40 \cdot (676 + 504) \cdot 10^{-9} + \frac{1}{2} \cdot 170 \cdot 10^{-12} \cdot 40^2 \right) \cdot 31250 \approx 2.2 \text{ Вт} \quad (2.39)$$

Струм у статичному режимі для третьої пари опорів складе:

$$I = \frac{U_{in}}{R_1 + R_2} = \frac{40}{200 + 600} = \frac{40}{800} \approx 0.05 \text{ А} \quad (2.40)$$

Потужність, що виділяється на резисторах, складе:

$$\begin{cases} P_4 = I^2 \cdot R_1 = 0.05^2 \cdot 200 = 0.5 \text{ Вт} \\ P_5 = I^2 \cdot R_2 = 0.05^2 \cdot 600 = 1.5 \text{ Вт} \end{cases} \quad (2.41)$$

Осцилограми напруги на затворі наведені на рисунках (Рисунок 2.17, Рисунок 2.18). Динамічні втрати на транзисторі становитимуть:

$$P_{VT,sw} = \left(\frac{1}{2} \cdot 3 \cdot 40 \cdot (712 + 604) \cdot 10^{-9} + \frac{1}{2} \cdot 170 \cdot 10^{-12} \cdot 40^2 \right) \cdot 31250 \approx 2.5 \text{ Вт} \quad (2.41)$$

За отриманими результатами видно, що потужність, що розсіюється на резисторах, застосовуючи опори $R_1 = 100 \text{ Ом}$, $R_2 = 300 \text{ Ом}$, вдалося знизити в 3 рази, при цьому час відкриття і закриття транзистора зросли незначно, а динамічні втрати зросли на 0,4 Вт. Подальше збільшення опорів показувало набагато гірші результати, тому для даної схеми опори $R_1 = 100 \text{ Ом}$ і $R_2 = 300 \text{ Ом}$ прийняті оптимальними.

Таким чином, найбільш ефективним був визнаний варіант з допоміжним MOSFET транзистором IRLZ24N і резистивним дільником з опорами $R_1 = 100 \text{ Ом}$ і $R_2 = 300 \text{ Ом}$.

2.4 Зворотний зв'язок по струму

В якості вимірювального елемента було вирішено використовувати шунтовий резистор. Датчик на базі трансформатора струму не підходить через те, що вимірювання буде проводитися в колі постійного струму. При виборі між резистивним датчиком і датчиком на ефекті Холла, перевага резистивному датчику віддана через те, що в силовому колі присутня котушка індуктивності, яка є джерелом електромагнітних перешкод. Дані перешкоди можуть істотно впливати на чутливий до магнітного поля датчик на ефекті Холла, що призведе до спотворення сигналу, що передається по колоу зворотного зв'язку.

Як засіб вимірювання струму використовується резистор номіналом 100 мОм. Використання резистора даного номіналу не внесе великих втрат у вихідний коло блоку живлення.

Однак навіть при максимальному вихідному струмі $I_{\max} = 3 \text{ А}$, падіння напруги на шунті складе приблизно 300 мВ. Очевидно, що зчитування таких низьких значень за допомогою АЦП безпосередньо не дасть високої точності регулювання. Тому для підсилення сигналу зворотного зв'язку необхідно використовувати диференційний підсилювач. Схема даного підсилювача наведена нижче (Рисунок 2.19).

Дане рішення є однією з базових схем на базі ОУ. Диференційний підсилювач призначений для підсилення різниці сигналів, що надходять на його входи. Що важливо, ОУ в такому включенні, крім, власне, підсилення сигналу, пригнічує синфазну перешкоду.

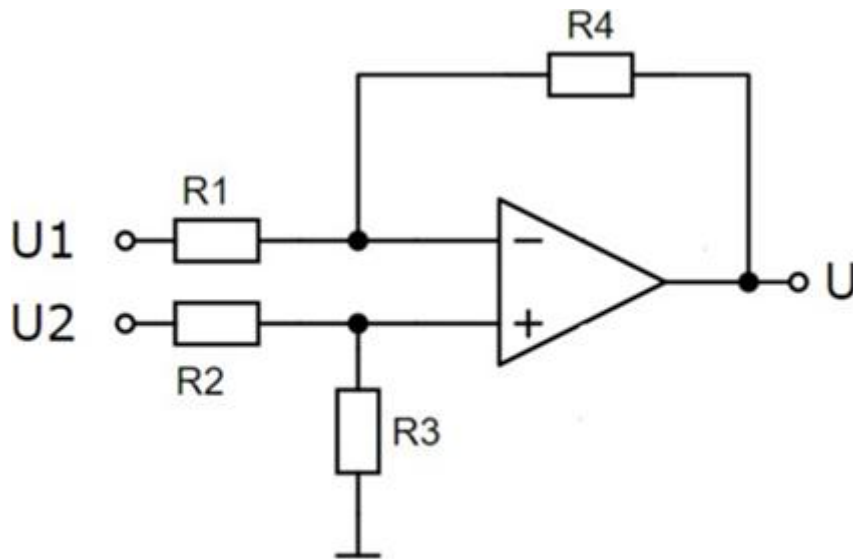


Рисунок 2.19 – Схема диференціального підсилювача

Вихідною, для визначення вихідного сигналу, є система рівнянь:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{V_{OUT} - V_-}{R_4} = \frac{V_- - V_1}{R_1}, \\ V_+ = V_2 \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3}, \\ V_+ = V_- \end{array} \right. \quad (2.42)$$

Розв'язуючи цю систему рівнянь, отримуємо:

$$V_{OUT} = V_2 \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot \frac{R_1 + R_4}{R_1} - V_2 \cdot \frac{R_4}{R_1} \quad (2.43)$$

Якщо припустимо, що:

$$\frac{R_3}{R_2} = \frac{R_4}{R_1} \quad (2.44)$$

То вираз, отриманий раніше, можна перетворити до вигляду:

$$V_{OUT} = (V_2 - V_1) \frac{R_3}{R_2} \quad (2.45)$$

Таким чином, коефіцієнт підсилення диференціального сигналу визначається відношенням резисторів дільників. Після цього необхідно лише підібрати номінали резисторів таким чином, щоб діапазон вимірювань збігався з діапазоном зчитування АЦП.

АЦП використовуваного мікроконтролера здатний вимірювати значення в діапазоні $0 \div 5$ В і має розрядність 8 біт.

При протіканні струму $I = 1$ А, падіння напруги на шунті, не враховуючи похибку, складе:

$$\Delta U = I \cdot R = 1 \cdot 100 \cdot 10^{-3} = 100 \text{ мВ} \quad (2.46)$$

Тоді, хорошим рішенням буде застосування посилення в 10 разів, таким чином значення струму, що протікає, буде збігатися за значенням з напругою, що передається по колу зворотного зв'язку, що спростить обчислення мікроконтролером. Номінали резистора відповідно приймаємо як $R_3 = 10$ кОм, $R_2 = 1$ кОм.

2.5 Висновки до розділу

У даному розділі було розроблено структурну та принципову схеми лабораторного імпульсного блока живлення, а також виконано розрахунок основних елементів його силової та керувальної частин. На основі аналізу існуючих рішень обрано понижувальний імпульсний перетворювач, який забезпечує високий коефіцієнт корисної дії, широкі можливості регулювання вихідної напруги та прийнятні масогабаритні показники.

У ході розрахунків визначено параметри силового дроселя, обрано силовий MOSFET-транзистор та проведено оцінку його статичних і динамічних втрат. Отримані результати підтвердили можливість використання транзистора IRFZ24N за умови встановлення радіатора охолодження. Також було розроблено та досліджено схему драйвера силового ключа з використанням допоміжного MOSFET-транзистора, що дозволило оцінити вплив параметрів кола керування на швидкодію та енергетичну ефективність пристрою.

За результатами експериментальних досліджень і аналізу осцилограм встановлено, що найкращі характеристики забезпечує застосування транзистора логічного рівня IRLZ24N. Крім того, було визначено оптимальні номінали резисторів дільника напруги, які забезпечують компроміс між швидкодією керування та втратами потужності в колі керування.

Окрему увагу приділено розробці кола зворотного зв'язку за струмом на основі шунтового резистора та диференціального підсилювача. Проведені розрахунки підтвердили можливість отримання сигналу, придатного для подальшої обробки мікроконтролером і реалізації функцій стабілізації та захисту.

3. РОЗРАХУНКОВИЙ РОЗДІЛ

3.1 Розробка принципової електричної схеми лабораторного імпульсного блока живлення

Після виконання розрахунків основних елементів силової частини, кола керування та системи зворотного зв'язку була розроблена підсумкова принципова електрична схема лабораторного імпульсного блока живлення, яка наведена на рисунку 3.1. Схема об'єднує силову частину перетворювача, систему керування на базі мікроконтролера, кола вимірювання вихідних параметрів, індикацію режимів роботи та органи керування користувача.

На вході пристрою встановлено мережевий трансформатор T1, який забезпечує зниження мережевої напруги до безпечного рівня та гальванічну розв'язку від електромережі. Вмикання та вимикання блока живлення здійснюється за допомогою кнопки SW1. Після трансформатора напруга випрямляється діодним мостом VD1 і згладжується електролітичним конденсатором C1, у результаті чого формується постійна напруга для живлення силового перетворювача.

Для живлення цифрової частини схеми використовується параметричний стабілізатор напруги на елементах VT1, VT2, R1, R2 та стабілітроні D1, який забезпечує отримання стабільної напруги +5 В для мікроконтролера та допоміжних вузлів. Завдяки цьому логічна частина пристрою ізольована від коливань напруги силового кола та працює у стабільному режимі.

Основу силової частини складає понижувальний імпульсний перетворювач на MOSFET-транзисторі VT5, дроселі L1, діоді D2 та вихідному конденсаторі C2. Керування силовим ключем здійснюється за допомогою драйвера на транзисторах VT3, VT4 і VT6. Мікроконтролер формує ШІМ-сигнал, який через драйвер подається на затвор силового MOSFET-транзистора. Зміна коефіцієнта заповнення ШІМ-сигналу дозволяє плавно регулювати вихідну напругу в діапазоні від 0 до 27 В.

Для контролю вихідної напруги використовується резистивний дільник напруги, утворений резисторами R7, R8, R9 та R11. Сформований сигнал подається на аналоговий вхід мікроконтролера через канал ADC_ActualVoltage, що забезпечує безперервний контроль вихідної напруги та реалізацію зворотного зв'язку.

Контроль вихідного струму здійснюється за допомогою шунтового резистора та диференціального підсилювача на операційному підсилювачі DA2. Підсилений сигнал надходить на аналоговий вхід мікроконтролера, де виконується його цифрова обробка. Завдяки цьому реалізовано функції обмеження струму, стабілізації струму та захисту силових елементів від перевантаження.

Перемикання між режимами стабілізації напруги та струму здійснюється кнопкою SW2. Для усунення хибних спрацювань, викликаних механічним деренчанням контактів кнопки, використано RC-фільтр на елементах R18 і C3. Таке рішення дозволяє забезпечити надійну реєстрацію натискання та запобігає багаторазовому перемиканню режимів під час одного натискання кнопки.

Встановлення необхідних параметрів роботи блока живлення здійснюється за допомогою змінних резисторів R19 та R20. Один із них використовується для задання бажаного значення вихідної напруги, а інший — для встановлення граничного значення струму навантаження. Зчитування положення регуляторів виконується мікроконтролером через аналогові входи з подальшим перерахунком у необхідні значення вихідних параметрів.

Для відображення поточного режиму роботи передбачено світлодіодну індикацію. Світлодіоди LED1 та LED2 сигналізують про активний режим стабілізації напруги або стабілізації струму відповідно. Світлодіод LED3 використовується для попередження користувача про наближення струму навантаження до максимально допустимого значення. Його ввімкнення відбувається при досягненні приблизно 95 % встановленого граничного струму. Якщо ж струм перевищує допустиме значення, система автоматично переходить у режим стабілізації струму, що запобігає пошкодженню силових елементів та навантаження.

Для відображення поточних значень напруги та струму використовуються цифрові індикатори DA3 та DA4, які підключені до мікроконтролера через

послідовний інтерфейс. Це забезпечує зручний контроль вихідних параметрів під час експлуатації пристрою.

Таким чином, розроблена принципова електрична схема поєднує функції стабілізації напруги та струму, цифрового керування, індикації параметрів і захисту від перевантажень. Застосовані технічні рішення дозволяють отримати компактний, енергоефективний та функціональний лабораторний блок живлення з широкими можливостями регулювання вихідних параметрів.

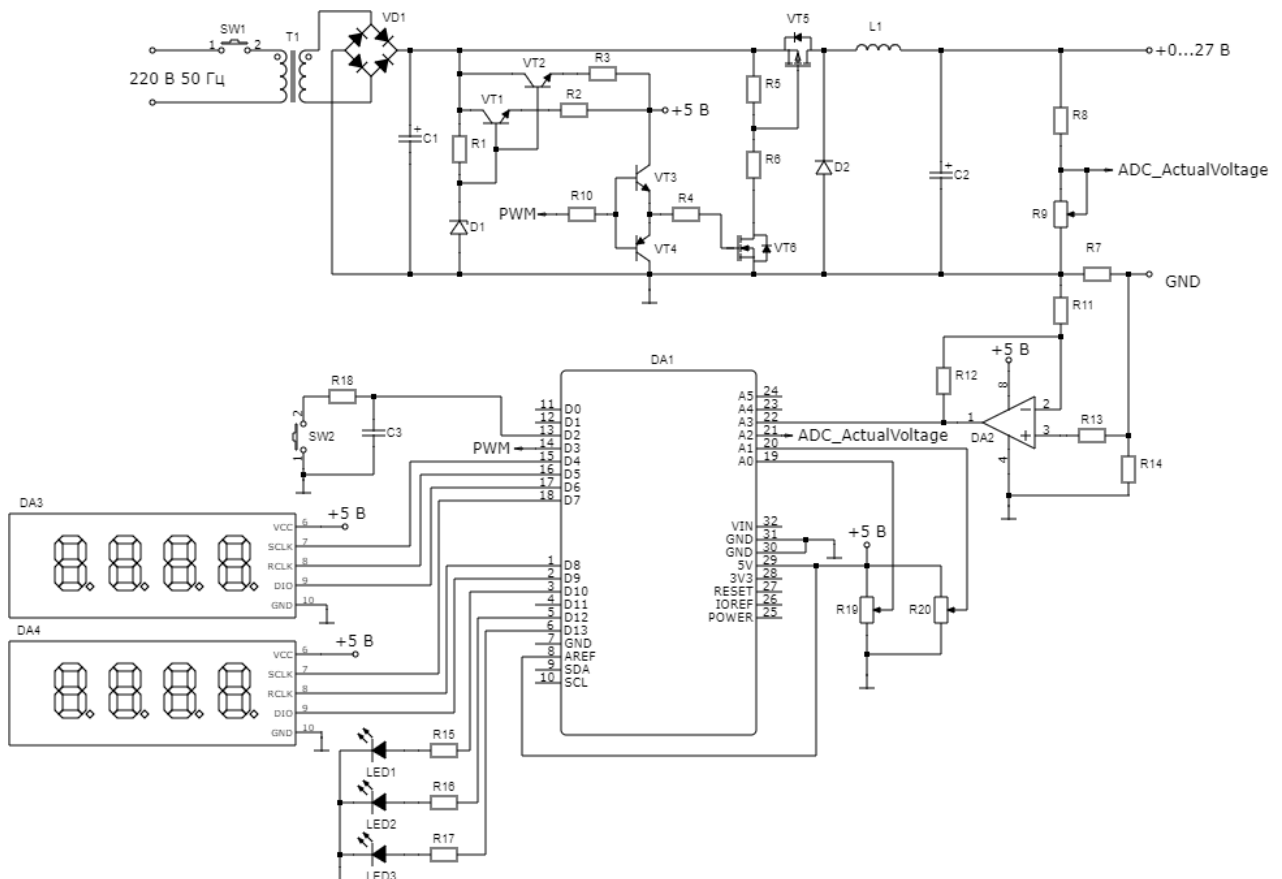


Рисунок 3.1 – Принципова електрична схема розробленого лабораторного імпульсного блока живлення.

3.2 Розробка алгоритму роботи мікроконтролера

Для реалізації регуляторів струму і напруги, можливості перемикання між режимами, а також індикації поточного режиму роботи, потрібно визначити чотири аналогових порти і один цифровий як входи, і чотири цифрових як виходи. При цьому цифровий порт, до якого підключається кнопка, необхідно за допомогою

внутрішнього резистора підтягнути до шини живлення, для того щоб, коли кнопка розімкнута, на вході не з'явилися перешкоди.

Також у функції setup, в якій і вказується конфігурація, необхідно викликати функцію ініціалізації АЦП, яка буде розглянута пізніше. Для формування ШІМ-сигналу управління силовим ключем використовується стороння бібліотека GyverPWM. Крім генерації ШІМ-сигналу, в конфігурації також необхідно вказати інший таймер, який буде керувати динамічною індикацією дисплеїв, а також дозволити переривання і визначити їх період.

3.2.1 Ініціалізація АЦП

Роботу АЦП можна налаштувати, використовуючи регістри ADMUX і ADCSRA. Дані регістри наведені на рисунках нижче (Рисунок 3.2, Рисунок 3.3):

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
(0x7C)	REFS1	REFS0	ADLAR	-	MUX3	MUX2	MUX1	MUX0	ADMUX
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

Рисунок 3.2– Біти регістра ADMUX

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
(0x7A)	ADEN	ADSC	ADATE	ADIF	ADIE	ADPS2	ADPS1	ADPS0	ADCSRA
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

Рисунок 3.3 – Біти регістра ADCSRA

Для ініціалізації в регістрі ADMUX нас цікавлять 3 старших біти – REFS1, REFS0 і ADLAR. Біти REFS відповідають за вибір опорної напруги АЦП. Для того щоб опорною вважалася напруга з порту AREF, необхідно встановити біт REFS1 = 0, і біт REFS0 = 0. Біт ADLAR відповідає за метод формування результату, залежно від значення біта результат формується як показано на малюнку (Рисунок 3.4):

23.9.3.1 ADLAR = 0

Bit	15	14	13	12	11	10	9	8	
(0x79)	-	-	-	-	-	-	ADC9	ADC8	ADCH
(0x78)	ADC7	ADC6	ADC5	ADC4	ADC3	ADC2	ADC1	ADC0	ADCL
	7	6	5	4	3	2	1	0	
Read/Write	R	R	R	R	R	R	R	R	
	R	R	R	R	R	R	R	R	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	
	0	0	0	0	0	0	0	0	

23.9.3.2 ADLAR = 1

Bit	15	14	13	12	11	10	9	8	
(0x79)	ADC9	ADC8	ADC7	ADC6	ADC5	ADC4	ADC3	ADC2	ADCH
(0x78)	ADC1	ADC0	-	-	-	-	-	-	ADCL
	7	6	5	4	3	2	1	0	
Read/Write	R	R	R	R	R	R	R	R	
	R	R	R	R	R	R	R	R	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	
	0	0	0	0	0	0	0	0	

Рисунок 3.4 – Формування результату вимірювань АЦП

Кращим є варіант, коли $ADLAR = 1$. Це дає можливість використовувати як результат вимірювань 8 біт ADCH і не використовувати найбільш зашумлені біти ADC1 і ADC0.

Біти MUX залишаються за замовчуванням, робота з ними буде описана у функції читання даних.

У регістрі ADCSRA нас цікавлять біти ADEN і ADPS. ADEN безпосередньо дозволяє роботу АЦП, поки біт встановлений як 0 – не відбувається ніяких вимірювань. Біти ADPS0, ADPS1, ADPS2 відповідають за попередній дільник частоти роботи АЦП. За замовчуванням частота роботи Atmega328 на платі Arduino Uno становить 16 МГц, при цьому найбільшу точність вимірювань АЦП досягає при використанні частоти в межах від 50 кГц до 200 кГц. Відповідно, при використанні попереднього дільника на 128, частота тактування АЦП складе 125 кГц. Таким чином, всі біти ADPS необхідно встановити рівними 1. Алгоритм функції ініціалізації АЦП наведено на (Рисунок 3.5):

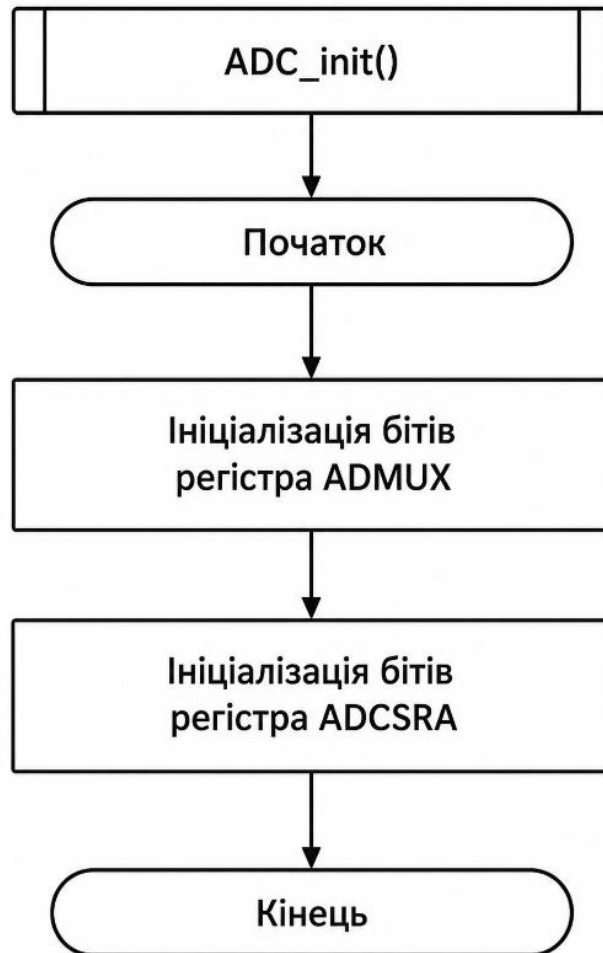


Рисунок 3.5 – Блок-схема ініціалізації аналого-цифрового перетворювача (АЦП)

3.2.2 Читання даних з АЦП

Головна проблема зі зчитуванням даних полягає в необхідності вимірювання на декількох каналах АЦП, при тому, що одночасно значення можна отримувати тільки з одного. Для обходу цього обмеження була визначена функція.

Ідея полягає в тому, щоб послідовно опитувати всі канали вимірювань. Канал, на якому в даний момент відбувається вимірювання, визначається бітами MUX, про які говорилося раніше. Алгоритм функції наведено на малюнку нижче (Рисунок 3.6):

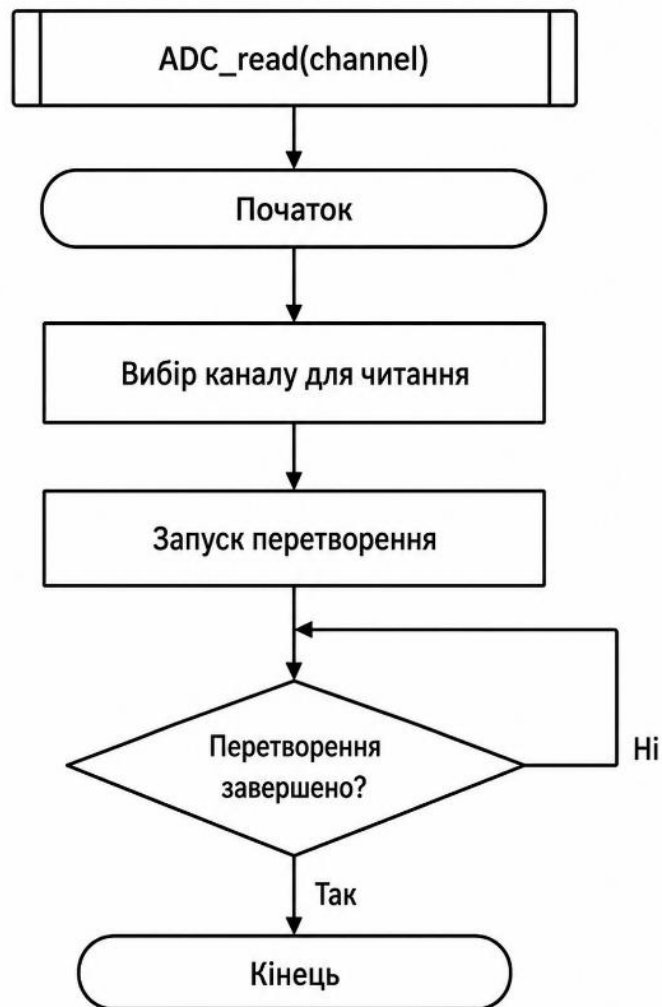


Рисунок 3.6 – Алгоритм функції читання даних з АЦП

Дана функція, приймаючи номер каналу з основної функції програми, переналаштовує АЦП і повертає результат вимірювань.

Цілочисельні 8-бітні змінні TargetVoltageADC, ActualVoltageADC, TargetCurrentADC і ActualCurrentADC служать для запису значень вимірювань АЦП, в той час, як змінні з плаваючою точкою TargetVoltage, ActualVoltage, TargetCurrent і ActualCurrent використовуються для виведення результату роботи регуляторів. Цілочисельна змінна PWM_Duty є значенням коефіцієнта заповнення ШІМ-сигналу, що передається на силовий транзистор. Логічна змінна flag служить для запам'ятовування стану кнопки, а mode_flag для визначення режиму роботи блоку живлення – регулятор струму або напруги. Цілочисельна константа NUM_READ використовується у фільтрі ковзного середнього для вимірюваних

значень струму і напруги. Змінні `disp1` і `disp2` відповідають відповідно за індикатори напруги і струму. Номери портів, до яких підключені виходи модулів, а також період переривань для динамічної індикації, для зручності також оголошуються окремо.

3.2.3 Алгоритм основної функції

У циклі основної функції відбувається читання значень АЦП, перемикання режиму регулювання і виклик функції регулювання, що відповідає поточному режиму роботи. Алгоритм основної функції наведено на (Рисунок 3.7):

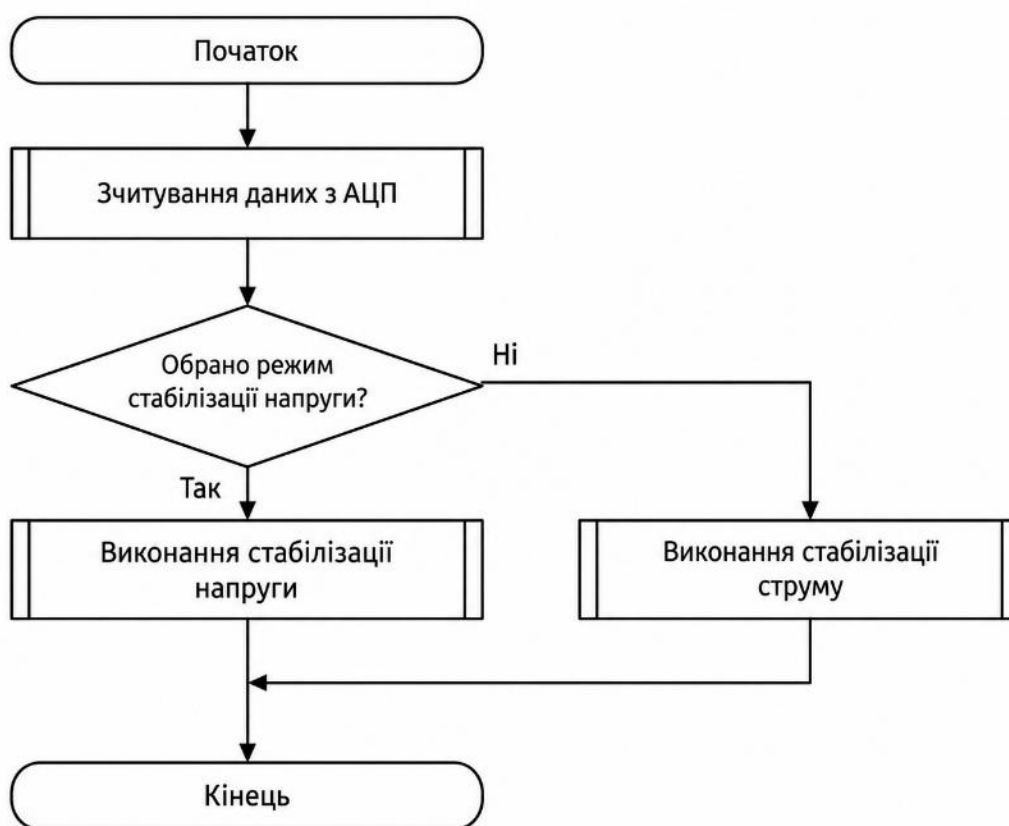


Рисунок 3.7 – Блок-схема основного циклу керування блоком живлення

3.2.4 Індикація параметрів напруги та струму

Для відображення інформації про діючі значення струму і напруги без необхідності підключення до ПК в розроблюваному блоці живлення використовуються семисегментні індикатори. Оскільки кількість портів вводу-виводу МК обмежена, і відповідно немає можливості підключати кожен сегмент

окремо, то були використані два модулі на базі мікросхеми ТМ74НС595. Даний модуль дозволяє виводити чотиризначні числа з десятковою крапкою. Крім того, на даний модуль існують відпрацьовані бібліотеки, що дозволяють швидко виконувати налаштування для виведення необхідної інформації в потрібному вигляді.

У функціях регуляторів вже включені функції для виведення значень на індикатори, однак через те, що на виході присутні високочастотні пульсації, для того щоб індикатори не змінювали своє значення при кожній пульсації, був застосований фільтр ковзного середнього. Також, для роботи динамічної індикації необхідно визначити функцію переривання таймера.

3.3 Функції стабілізаторів та результати досліджень

Робота стабілізаторів досить проста – при невідповідності заданої і фактичної напруги на ділянці (у разі стабілізації напруги) або на виході диференціального підсилювача (у разі стабілізації струму), змінюється коефіцієнт заповнення ШІМ-сигналу.

При цьому, в програмі встановлені деякі обмеження, а саме: нижнім порогом коефіцієнта заповнення встановлено значення в 2 %, це обумовлено тим, щоб силовий транзистор встигав повністю відкритися, а не перебував у лінійному режимі. Верхні межі коефіцієнта заповнення підібрані таким чином, щоб напруга на виході не перевищувала заявлену $U_{\max} = 27$ В. Крім того, у функції стабілізатора напруги прописано умову про включення попередження про перевищення порогу в 95 % від максимально допустимого струму, а також захист від перевищення струму – у разі перевищення максимального струму, блок автоматично перемикається в режим стабілізації струму. Нижче наведено алгоритми роботи стабілізаторів (Рисунок 3.8, Рисунок 3.9):

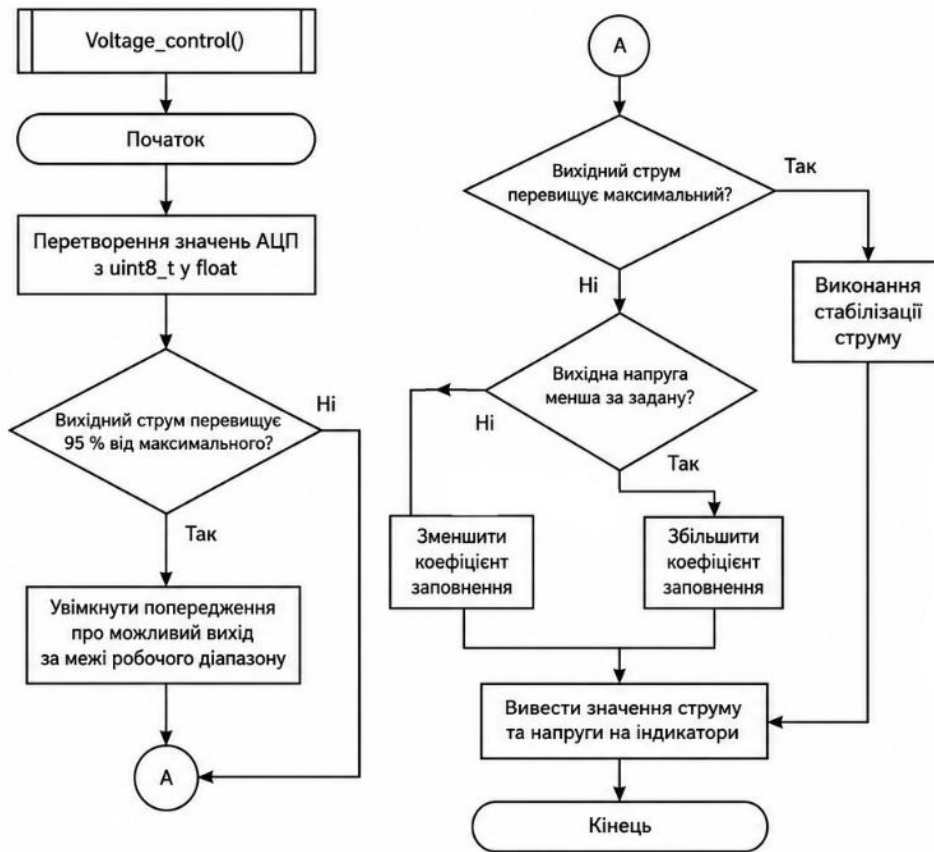


Рисунок 3.8 – Алгоритм роботи стабілізатора напруги

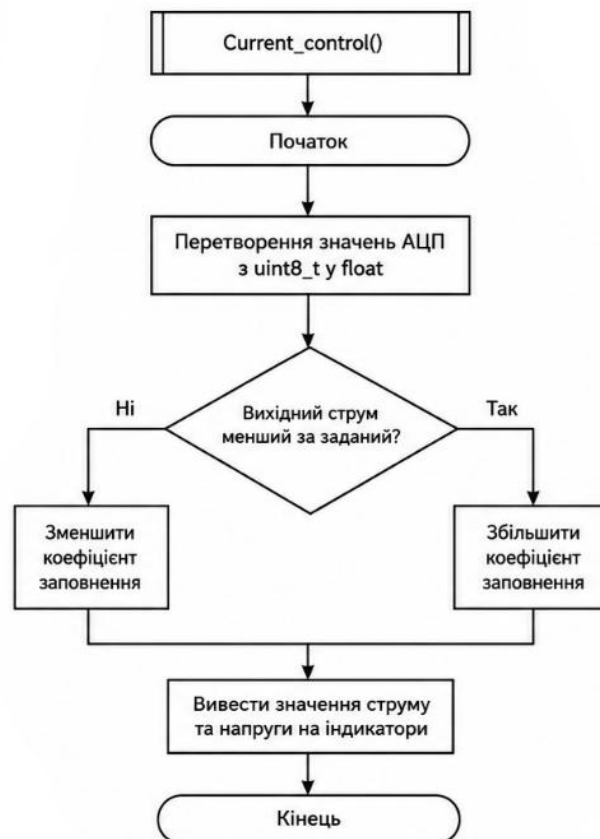


Рисунок 3.9 – Алгоритм роботи стабілізатора струму

Нижче наведено тимчасові діаграми, отримані за допомогою Arduino IDE, що відображають роботу блоку живлення (Рисунок 3.10 – Рисунок 3.13).

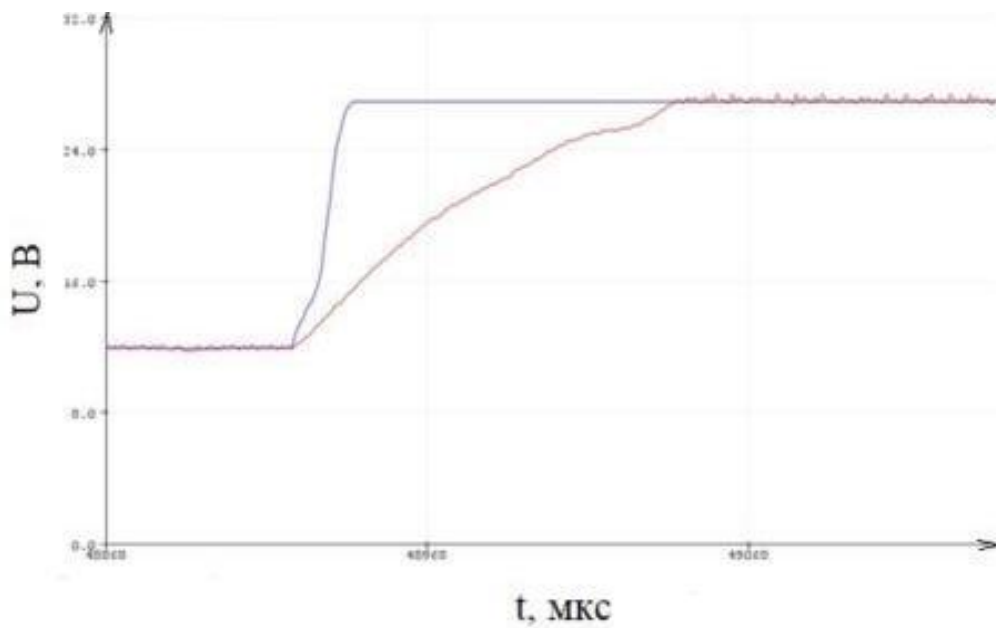


Рисунок 3.10 – Робота стабілізатора напруги при зміні заданого значення

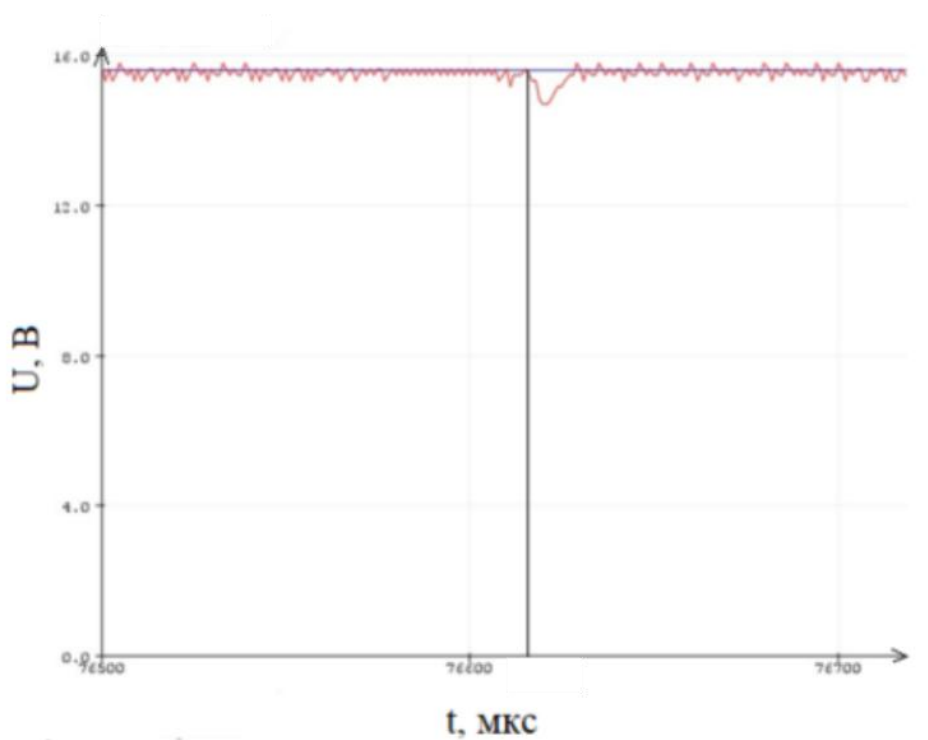


Рисунок 3.11 – Робота стабілізатора напруги при збурюючому впливі (зменшення опору навантаження)

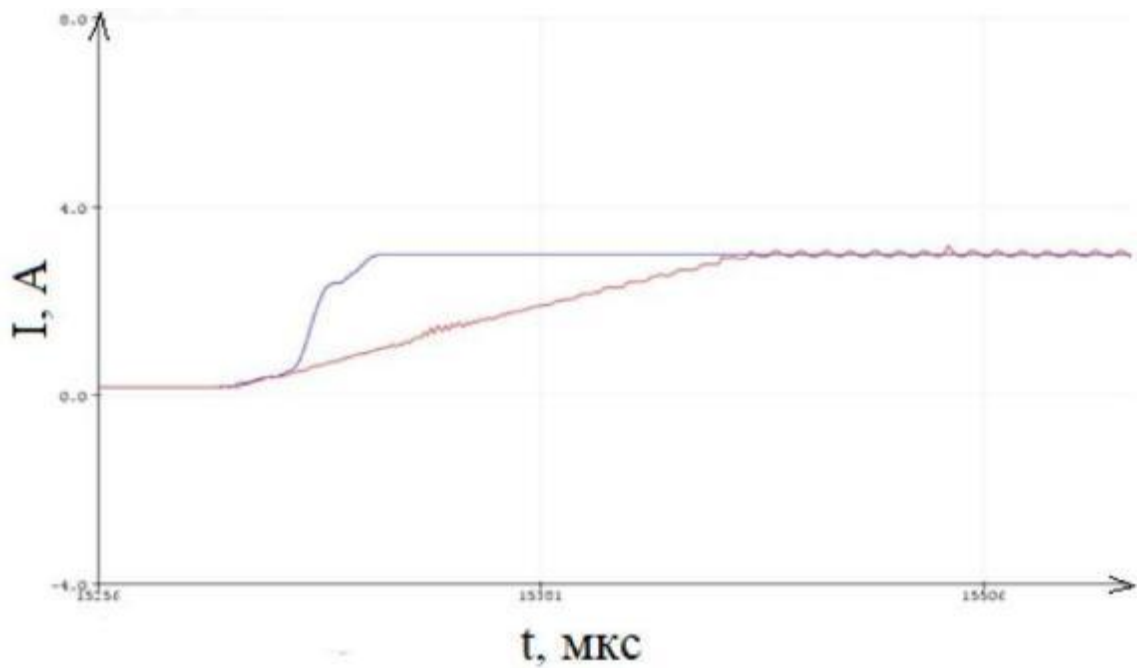


Рисунок 3.12 – Робота стабілізатора струму при зміні заданого значення

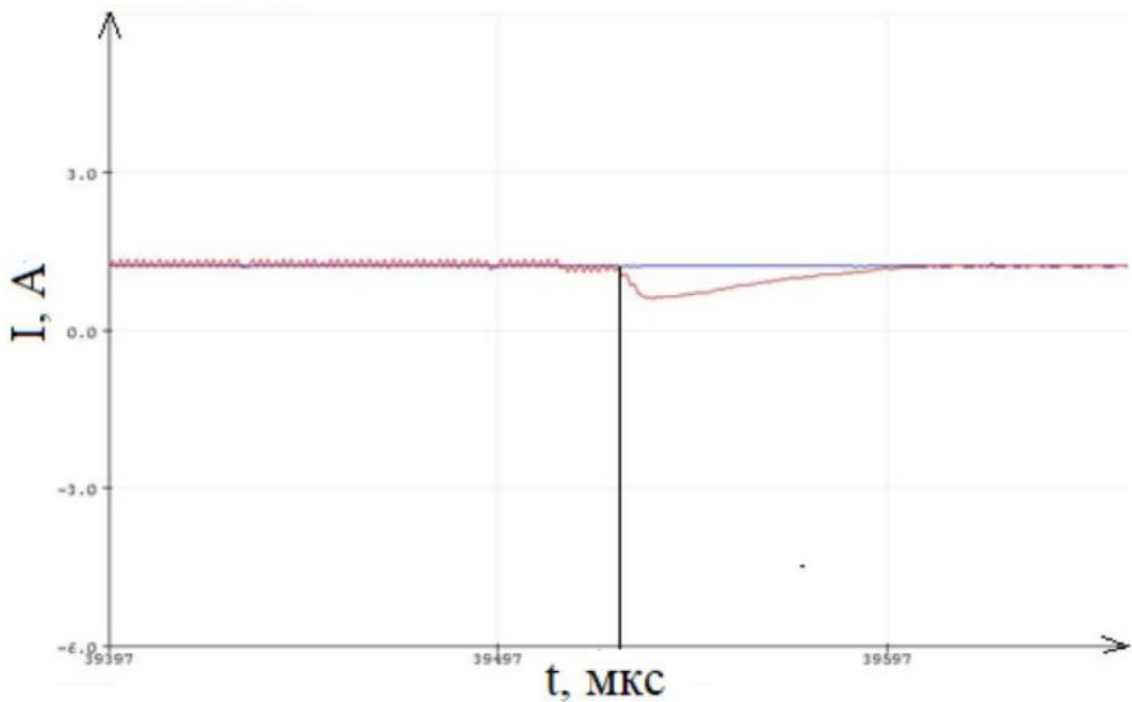


Рисунок 3.13 – Робота стабілізатора струму при збурюючому впливі (збільшення опору навантаження)

З отриманих графіків видно, що розроблена система керування забезпечує стабільне регулювання вихідних параметрів блока живлення в усьому досліджуваному діапазоні коефіцієнта заповнення. Значення вихідної напруги та

струму змінюються відповідно до заданих режимів роботи, що підтверджує коректність функціонування алгоритмів стабілізації.

Аналіз залежності вихідної напруги від коефіцієнта заповнення (рисунок 3.14) показує, що зі збільшенням тривалості відкритого стану силового ключа спостерігається загальна тенденція до зростання напруги на виході перетворювача. При цьому відхилення фактичних значень від заданих залишаються незначними, що свідчить про ефективну роботу кола зворотного зв'язку та цифрового регулятора.

Графік залежності вихідного струму від коефіцієнта заповнення (рисунок 3.15) також підтверджує працездатність системи обмеження струму та режиму стабілізації. У всьому робочому діапазоні регулювання струм підтримується в допустимих межах, а система швидко реагує на зміну керуючих параметрів.

Отримані результати підтверджують, що програмна реалізація алгоритмів стабілізації забезпечує необхідну точність регулювання вихідних параметрів. Таким чином, розроблений блок живлення може ефективно працювати як у режимі стабілізації напруги, так і в режимі стабілізації струму, забезпечуючи надійне підтримання встановлених користувачем значень.

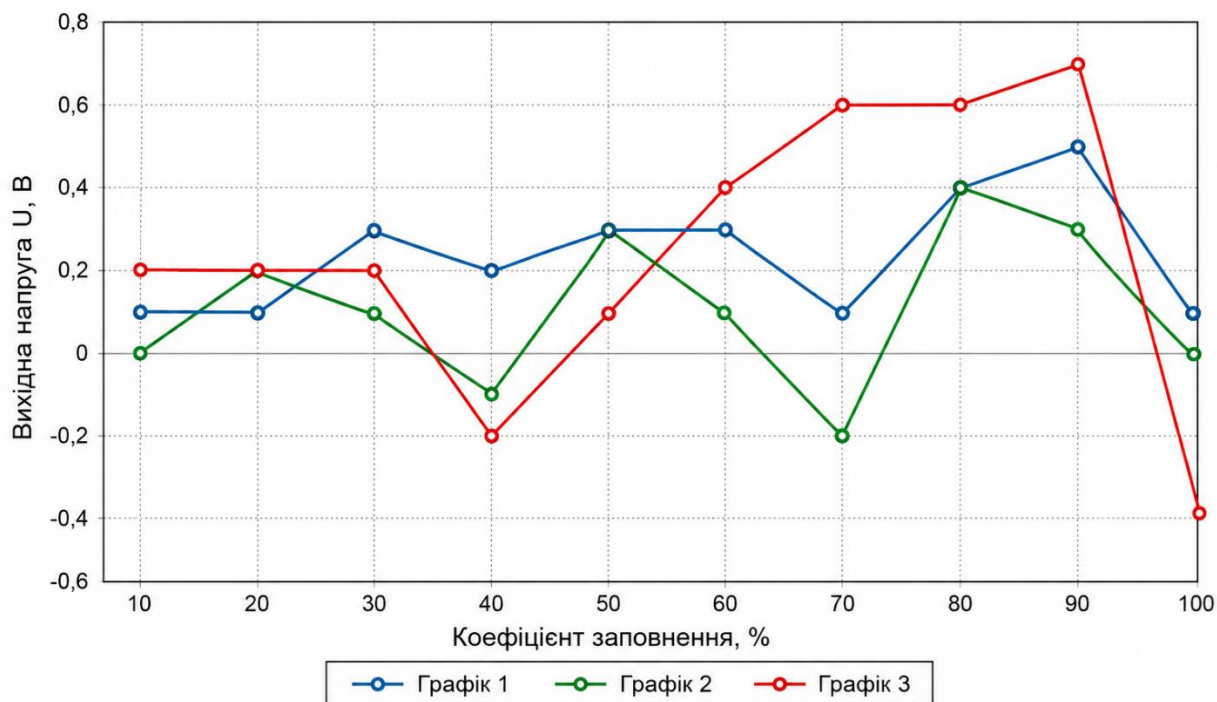


Рисунок 3.14 – Відхилення значень напруги від заданого при струмі:
графік1 - 1 А, графік2 - 2 А, графік3 - 3 А

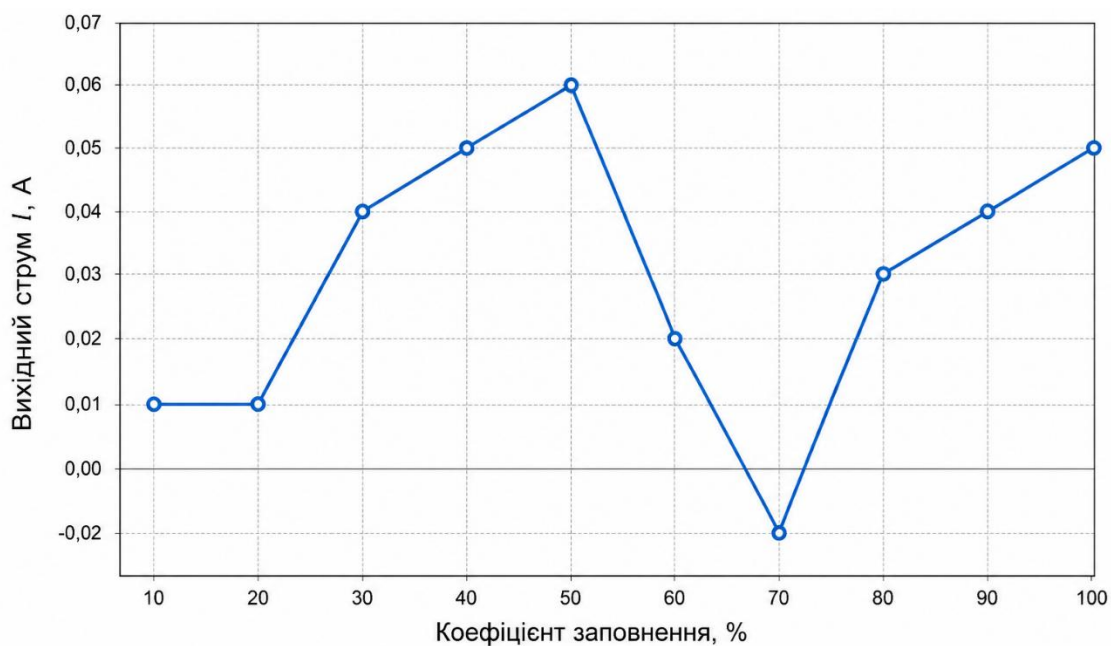


Рисунок 3.15 – Відхилення значень струму від заданого

Наведено таблицю 3.1 з вимірами фактичної напруги та заданої напруги. Для кожного виміру розраховано похибку. Як видно з таблиці, найбільша похибка склала 2,6 %.

Таблиця 3.1 – Результат роботи стабілізатора напруги

Коефіцієнт заповнення	Напруга								
	1 А			2 А			3 А		
%	Uзад, В	Uф, В	δ, %	Uзад, В	Uф, В	δ, %	Uзад, В	Uф, В	δ, %
10	2,7	2,8	0,4	2,7	2,7	0	2,7	2,9	0,74
20	5,4	5,5	0,4	5,4	5,6	0,74	5,4	5,6	0,74
30	8,1	8,4	1,1	8,1	8,2	0,37	8,1	8,3	0,74
40	10,8	11,0	0,7	10,8	10,7	0,37	10,8	10,6	0,74
50	13,5	13,8	1,1	13,5	13,8	1,11	13,5	13,6	0,37
60	16,2	16,5	1,1	16,2	16,3	0,37	16,2	16,6	1,48
70	18,9	19,0	0,4	18,9	18,7	0,74	18,9	19,5	2,22
80	21,6	22,0	1,5	21,6	22	1,48	21,6	22,2	2,22
90	24,3	24,8	1,9	24,3	24,6	1,11	24,3	25	2,59
100	27	27,1	0,4	27	27	0	27	26,5	1,85

Наведено таблицю 3.2 з вимірами фактичного струму і заданого струму. Для кожного виміру розрахована похибка. Як видно з таблиці, найбільша похибка по струму склала 2 %.

Таблиця 3.2 – Результат роботи стабілізатора струму

Коефіцієнт заповнення, %	Струм		
	Iзад, А	Iф, А	δ , %
10	0,3	0,31	0,3
20	0,6	0,6	0
30	0,9	0,94	1,3
40	1,2	1,25	1,7
50	1,5	1,56	2,0
60	1,8	1,82	0,7
70	2,1	2,1	0,3
80	2,4	2,43	1,0
90	2,7	2,74	1,3
100	3	3,05	1,7

Аналіз результатів, наведених у таблицях 3.1 та 3.2, показує, що розроблена система керування забезпечує високу точність стабілізації як напруги, так і струму в усьому робочому діапазоні. Максимальна похибка стабілізації напруги склала 2,59 %, що є суттєво меншим за допустиме значення 5 %, передбачене технічним завданням. Для стабілізації струму найбільша зафіксована похибка становить 2 %, що також значно менше допустимих 10 %.

Отримані результати свідчать про ефективну роботу алгоритмів зворотного зв'язку та правильність вибору параметрів регуляторів. При зміні коефіцієнта заповнення ШІМ-сигналу система забезпечує плавне регулювання вихідних параметрів без втрати стійкості. Крім того, дослідження підтвердили здатність блока живлення підтримувати задані значення напруги та струму при зміні навантаження. Таким чином, розроблений лабораторний блок живлення відповідає поставленим

вимогам і може бути рекомендований для використання в навчальних та дослідницьких цілях.

3.4 Висновки до розділу

У даному розділі було розроблено принципову електричну схему лабораторного імпульсного блока живлення з двома режимами регулювання – стабілізації напруги та стабілізації струму. Схема поєднує силову частину на основі понижувального імпульсного перетворювача, систему цифрового керування на базі мікроконтролера, вузли вимірювання вихідних параметрів, індикацію режимів роботи та захист від перевантажень.

Було розроблено алгоритм роботи мікроконтролера, що включає ініціалізацію та опитування аналого-цифрового перетворювача, обробку результатів вимірювань, перемикання між режимами стабілізації, формування ШІМ-сигналу та відображення поточних значень напруги і струму на цифрових індикаторах. Для підвищення точності вимірювань застосовано фільтр ковзного середнього, а для керування силовим ключем використано широтно-імпульсну модуляцію.

Проведене дослідження роботи стабілізаторів показало, що система забезпечує стійке регулювання вихідних параметрів як при зміні заданих значень, так і під дією збурюючих впливів. Результати експериментів підтвердили коректність роботи алгоритмів стабілізації напруги та струму, а також ефективність реалізованого зворотного зв'язку.

За результатами аналізу таблиць вимірювань встановлено, що максимальна похибка стабілізації напруги становить 2,59 %, а максимальна похибка стабілізації струму не перевищує 2 %. Отримані значення є меншими за допустимі, визначені технічним завданням, що свідчить про відповідність розробленого пристрою встановленим вимогам.

4 БЕЗПЕКА ЖИТТЄДІЯЛЬНОСТІ, ОСНОВИ ОХОРОНИ ПРАЦІ

4.1. Безпека при виготовленні друкованих плат

При розробці системи автоматичного повороту фотоелектричних модулів першим етапом виготовлення пристрою є витравлювання друкованих плат.

Сучасна технологія виготовлення друкованих плат складається з великої кількості різних механічних, фотохімічних і хімічних операцій.

При виконанні технологічних процесів виготовлення друкованих плат можуть виникнути наступні небезпеки і шкідливості: ураження електричним струмом, вибухо- і пожежонебезпека, термічний опіки, хімічний опік, небезпека травмування механічними пристроями, ураження шкірних покривів і отруєння, шум, вібрація, світловий вплив газорозрядних ламп.[13].

Більшість матеріалів і речовин, що застосовуються при виготовленні друкованих плат, є небезпечними для здоров'я і життя людини. Шкідливі речовини та їх пари можуть проникати в організм людини через органи дихання, шкіру і травний тракт.

Вдихання хімічних речовин у будь-якому агрегатному стані (газ, пари, пил) призводить до ураження верхніх дихальних шляхів і до загальнотоксичного ефекту при всмоктуванні речовин в кров. У травний тракт шкідливі речовини потрапляють при вживанні води, їжі та курінні на ділянках виготовлення друкованих плат.

Нагрівання розчинів веде до інтенсивного паротворення і виділенню газів, що несуть з собою частинки розчину, а це призводить до збільшення забруднення атмосфери виробничих приміщень. Так, хлоровані вуглеводні (трихлоретилен, тетрахлоретан) при дії на них сонячного світла або відкритих джерел полум'я утворюють нову речовину – газ фосген (надзвичайно небезпечний), а при реагентному методі очищення відпрацьованих вод від сполук ціану може утворитися хлорціан. Попадання кислоти в лужний ціаністий електроліт, змішування кислих і ціаністих стоків або вентиляційних викидів може призвести до

утворення ціаністого водню. Процеси знежирення, травлення, електрохімічної обробки і хімічного фрезерування супроводжуються виділенням парів кислот і лугів і надходженням їх в зону дихання.

Багато шкідливих речовин потрапляють в організм через шкіру, особливо небезпечні хромові композиції, концентровані кислоти, луги та розчинники.

У відділеннях приготування електролітів завжди має місце висока концентрація пилу і парів токсичних речовин, особливо під час розтарування матеріалів, дозування, приготування розчинів, змішування сипучих компонентів і транспортних операцій.

При ціаністому мідненні і срібленні утворюється ціанистий водень, який надходить в атмосферу, в цих випадках відчувається запах мигдалю. Поява ціанідів у повітрі над ваннами – результат виносу дрібних крапельок електроліту бульбашками газів (водню і кисню), що виділяються на електродах при електролітичній дисоціації, а також випаровування розчинів. Ціанистий водень утворюється в результаті контакту ціаністого розчину з вуглекислою. У ванн оксидування виявляються пари лугу, у ванн декапірування – пари соляної кислоти, у ванн освітлення алюмінію азотною кислотою – оксиди азоту, у ванн кадміювання – оксиди кадмію; при нікелювання – ціанистий водень, при хромуванні – хромовий ангідрид, при очищенні свинцевих анодів – пил свинцю.

Однією з умов забезпечення безпеки праці є потоковість виробництва у відповідності з технологічною послідовністю окремих операцій, передбачаючи автоматизацію і механізацію процесів, а також централізація приготування електроліту. Пульти оператора автоматичних ліній з програмним керуванням повинні бути віддалені від ванн на певну відстань, що виключає вплив на працюючих небезпечних і шкідливих виробничих факторів.

При неможливості автоматизації процесів повинна бути забезпечена комплексна механізація окремих операцій – підготовчих, транспортних, фінішних, зокрема, завантаження плат у ванни та їх вивантаження.

Особлива увага приділяється заміні токсичних речовин менш токсичними або нетоксичними, заміні шкідливих операцій менш шкідливими. Всі робочі місця обладнуються витяжною вентиляцією, а працюючі застосовувати засоби індивідуального захисту органів дихання, очей і шкірних покривів.

4.2. Охорона праці під час експлуатації електроустановок та електромереж

Безпечна експлуатація електрообладнання та електричних мереж є одним із найважливіших чинників забезпечення надійної роботи виробничих об'єктів, попередження аварійних ситуацій, пожеж та виробничого травматизму. Робота з електроустановками пов'язана з підвищеною небезпекою ураження електричним струмом, тому всі роботи повинні виконуватися відповідно до вимог нормативних документів з охорони праці, електробезпеки та пожежної безпеки.

До технічного обслуговування, ремонту та експлуатації електрообладнання допускаються особи віком не менше 18 років, які пройшли попередній медичний огляд та не мають протипоказань до виконання таких робіт. Працівники повинні пройти вступний та первинний інструктаж з охорони праці, виробниче навчання, перевірку знань правил технічної експлуатації електроустановок і правил безпечної роботи в електроустановках. Крім того, персонал повинен мати відповідну групу з електробезпеки та періодично підтверджувати рівень своїх знань.

Електромонтер, який обслуговує електричні мережі та обладнання, повинен добре знати схему електропостачання підприємства, принципи роботи електрообладнання, порядок його ввімкнення та вимкнення, а також способи ліквідації аварійних ситуацій. Працівник зобов'язаний володіти практичними навичками обслуговування електроустановок, знати правила користування вимірювальними приладами та засобами захисту.

Для забезпечення безпеки персонал забезпечується необхідними засобами індивідуального захисту: діелектричними рукавичками, калошами, захисними

касками, окулярами, спецодягом та інструментом з ізольованими ручками. Усі засоби захисту повинні проходити періодичні випробування, мати відповідне маркування та використовуватися виключно за призначенням.

Під час експлуатації діючих електроустановок застосовуються основні та додаткові електрозахисні засоби. Будь-які операції з комутаційними апаратами напругою понад 1000 В необхідно виконувати в діелектричних рукавичках, стоячи на ізолювальному килимку або в діелектричних калошах. Це дозволяє значно знизити ризик ураження електричним струмом у разі виникнення аварійних режимів роботи обладнання.

Перед початком ремонтних робіт електрообладнання повинно бути надійно відключене від джерела живлення. Для цього виконують відключення роз'єднувачів, автоматичних вимикачів або інших комутаційних апаратів, знімають плавкі вставки запобіжників та вживають заходів щодо запобігання помилковому поданню напруги. Після відключення обов'язково перевіряється відсутність напруги на струмовідних частинах за допомогою справного покажчика напруги. На приводах комутаційних апаратів вивішуються попереджувальні плакати «Не вмикати! Працюють люди». Усі виконані операції реєструються в оперативному журналі.

Важливе значення мають організаційні заходи безпеки, які включають оформлення наряду-допуску, підготовку робочого місця, проведення інструктажу та постійний контроль за виконанням робіт. Наряд-допуск є офіційним документом, що визначає місце проведення робіт, склад бригади, відповідальних осіб, необхідні заходи безпеки та терміни виконання завдання. Такий порядок дозволяє мінімізувати ризик виникнення нещасних випадків під час роботи в електроустановках.

Окремі роботи можуть виконуватися за усним або письмовим розпорядженням без оформлення наряду-допуску. До них належать прибирання приміщень до огорожень електрообладнання, очищення зовнішніх поверхонь електроапаратури, доливання мастила в підшипники електричних машин, догляд за

колекторами та контактними кільцями, а також заміна плавких вставок запобіжників. Усі такі роботи повинні фіксуватися в оперативному журналі.

Під час виконання робіт в електроустановках напругою до 1000 В без зняття напруги необхідно вживати додаткових заходів безпеки. Струмівідні частини, що знаходяться поблизу робочого місця, повинні бути захищені ізолювальними накладками або огороженнями. Працівник повинен використовувати діелектричне взуття або працювати на ізолювальній підставці чи гумовому килимку. Інструмент повинен мати ізольовані ручки, а викрутки – додатково ізольований стрижень.

Під час виконання робіт із застосуванням ізолювальних штанг, кліщів та інших засобів захисту необхідно тримати їх лише за спеціально передбачені рукоятки до обмежувального кільця. Забороняється торкатися ізолювальної частини засобу захисту або використовувати його за наявності механічних пошкоджень, тріщин чи порушення лакового покриття. Використовувати дозволяється лише чисті та сухі ізолювальні засоби, які пройшли встановлені випробування.

Для забезпечення надійної роботи електричного господарства проводяться регулярні огляди електрообладнання та мереж. Щозмінні огляди здійснюються черговим електриком. Під час огляду перевіряється загальний технічний стан обладнання, відсутність сторонніх шумів, перегріву, вібрації та інших ознак несправностей. Особлива увага приділяється стану ізоляції кабелів і проводів, надійності контактних з'єднань, справності заземлювальних пристроїв, наявності захисних огорожень та попереджувальних знаків.

Також контролюється ступінь корозії металевих елементів, якість фарбування конструкцій, герметичність кабельних ввідів та відсутність потрапляння пилу, вологи чи агресивних речовин усередину електрообладнання. У вибухо- та пожежонебезпечних приміщеннях додатково перевіряється наявність відповідного маркування обладнання та справність вибухозахисних оболонок.

Особливо ретельний контроль здійснюється за роботою силових трансформаторів. У разі появи сильного нерівномірного шуму, тріску, перегріву, витікання масла або його викиду через розширювач трансформатор повинен бути

негайно виведений з роботи. Відключення виконується з дотриманням усіх вимог безпеки та із застосуванням необхідних засобів захисту. Про кожний випадок аварійного відключення робиться запис в оперативному журналі та повідомляється особа, відповідальна за електрогосподарство підприємства.

Відповідно до вимог нормативних документів необхідно регулярно виконувати профілактичні випробування електромереж і електроустановок. До таких робіт належать вимірювання опору ізоляції, перевірка стану заземлювальних пристроїв, контроль параметрів електричних мереж та випробування засобів захисту. Своєчасне проведення профілактичних заходів дозволяє виявити приховані дефекти на ранніх стадіях та запобігти виникненню аварійних ситуацій.

Таким чином, дотримання вимог техніки безпеки під час експлуатації електрообладнання та електричних мереж є обов'язковою умовою забезпечення безпечних умов праці, надійної роботи електроустановок та запобігання нещасним випадкам і пожежам на виробництві.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У кваліфікаційній роботі виконано дослідження, проектування та розробку лабораторного блока живлення з двома режимами регулювання – стабілізації напруги та стабілізації струму.

Проведено аналіз існуючих лінійних та імпульсних джерел живлення, розглянуто їх принципи роботи, основні переваги та недоліки. Встановлено, що для реалізації лабораторного блока живлення доцільно використовувати імпульсний понижувальний перетворювач, який характеризується високим коефіцієнтом корисної дії, незначними масогабаритними показниками та широкими можливостями регулювання вихідної напруги.

Розроблено силову частину пристрою та виконано розрахунок основних елементів схеми. Проведено вибір силового MOSFET-транзистора, дроселя, елементів драйвера керування, кола зворотного зв'язку та допоміжних вузлів. Отримані результати розрахунків підтвердили можливість забезпечення необхідних режимів роботи блока живлення в заданому діапазоні вихідної напруги та струму.

Розроблено принципову електричну схему пристрою, алгоритми функціонування мікроконтролера та програмне забезпечення системи керування. Реалізовано два режими роботи – стабілізацію напруги та стабілізацію струму, а також автоматичне перемикання між ними в разі перевищення допустимого струму навантаження. Передбачено цифрову індикацію параметрів роботи та світлодіодну сигналізацію поточного режиму функціонування.

Проведені дослідження показали, що розроблена система забезпечує стабільне підтримання заданих значень вихідної напруги та струму в усьому робочому діапазоні регулювання. Аналіз отриманих характеристик підтвердив достатню точність роботи регуляторів та коректність функціонування алгоритмів керування. Відхилення вихідних параметрів від заданих значень залишаються в допустимих межах і не впливають на працездатність пристрою.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Орбчук, Б., Сисак, І., & Бабюк, С. (2024). Розробка системи освітлення для навчальної лабораторії на базі WI-FI контролера. Рекомендовано до друку Вченою радою Харківського національного університету міського господарства імені ОМ Бекетова, протокол № 10 від 03 травня 2024 р., 84.
2. Андрійчук, В. А., Наконечний, М. С., Осадца, Я. М., & Філюк, Я. О. (2021). Дослідження світлодіодних джерел світла у випадку імпульсного живлення. Технічна електродинаміка, (1), 68-72.
3. Андрійчук, В. А., & Наконечний, М. С. (2015). Комп'ютерне моделювання індуктивного елемента планарної системи. Технічна електродинаміка, (2), 83-87.
4. Буняк О. А. Електричні машини : Навчальний посібник /. — Тернопіль : ФОП Паляниця В.А. , 2023 — 324 с.
5. Наконечний, М. С. (2014). Дослідження впливу температури на електромагнітні характеристики індуктивного елемента. Матеріали XVIII наукової конференції Тернопільського національного технічного університету імені Івана Пулюя, 148-149.
6. Burbelo M. Y., Biryukov O. O., Melnychuk L. M. Systemy elektropostachannya. Elementy teorii ta pryklady rozrakhunkiv: navchalnyy posibnyk. Vinnytsya: VNTU, 2011. 204 p.
7. Shoewu, O., Olaniyi, O.M. and Ogunleye, O.M. (2011). Design and Development of an Intelligent Variable Power Supply Device. Pacific Journal of Science and Technology. 12(1):30-37.
8. J. Malinowski, W. Hoyt, P. Zwanziger and B. Finley, "Motor and Drive-System Efficiency Regulations: Review of Regulations in the United States and Europe," IEEE Industry Applications Magazine, vol. 23, no. 1, pp. 34-41, January/February 2017.
9. Hammed, O.S. and Ademola, A.K. (2008). Design and Construction of an Emergency Rechargeable Lamp Incorporated with a Battery Overcharging Preventer Circuit. Medwell Journal of Engineering and Applied Sciences. 3(9):684-687.

10. Jian, G., Jie, Z., & Li, Z. Design of a DC Linear Power Supply with Adjustable Voltage. IERI Procedia. Elsevier BV. 2012. Vol. 3, pp. 73–80.
11. D.Ch, K., Tatarinov, P. S., & Semenov, A. S. The Linear Adjustable Power Supply. In 2019 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon). 2019.
12. Тарасенко М.Г., Коваль В.П., Буняк О.А., Мовчан Л.Т. Методичні вказівки до виконання кваліфікаційної роботи бакалавра для здобувачів першого рівня вищої освіти за ОПП Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка/ В.П. Коваль, М.Г. Тарасенко, О.А. Буняк, Л.Т. Мовчан – Тернопіль: ТНТУ, 2024. – 50 с.
13. Методичні вказівки для написання розділу «Безпека життєдіяльності, основи охорони праці» в кваліфікаційних роботах здобувачів освітнього рівня „бакалавр”. Для студентів всіх форм навчання рівень вищої освіти перший (бакалаврський) / укл. : О. Я. Гурик , І. Б. Окіпний. – Тернопіль : ТНТУ імені Івана Пулюя, 2021. - 20 с.