

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ ВИЩИЙ НАВЧАЛЬНИЙ ЗАКЛАД
"УЖГОРОДСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ"
ІНЖЕНЕРНО-ТЕХНІЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ
КАФЕДРА ЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ

КОПЧА ЛЕОНІД СЕРГІЙОВИЧ

ЦИФРОВИЙ ЛАБОРАТОРНИЙ БЛОК ЖИВЛЕННЯ

Спеціальність 171 Електроніка

Освітня програма Електронні системи

Кваліфікаційна робота

на здобуття освітнього ступеня бакалавр

Науковий керівник:

Заяць Тарас Михайлович

кандидат фізико-математичних

наук, доцент

(завідуючий кафедрою

електронних систем)

Реєстрація _____

(номер)

«_____» _____ 2026 р. _____ Тетяна СЕМАК

(підпис)

Кваліфікаційна робота допущена до захисту

Завідувач кафедри

_____ Тарас ЗАЯЦЬ

(підпис)

к.ф.-м.н., доцент

«_____» _____ 2026 р.

Рецензент _____

(підпис)

_____ (Ім'я, Прізвище)

_____ (науковий ступінь, вчене звання)

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДВНЗ «Ужгородський національний університет»
Інженерно-технічний факультет
кафедра електронних систем

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА БАКАЛАВРА

На тему:

«Цифровий лабораторний блок живлення»

Студента 4 курсу

Копчі Леоніда Сергійовича

(прізвище, ім'я, по батькові)

_____ (підпис)

Керівник к.ф.-м.н., доц. кафедри ЕС Заяць Тарас Михайлович

(посада, вчене звання, прізвище, ім'я, по батькові)

_____ (підпис)

Голова ЕК: д.ф.-м.н. зав.відділом ІЕФ НАН України Ремета Є.Ю.

(посада вчене звання прізвище, ініціали.)

_____ (підпис)

Член ЕК: к.ф.-м.н., доц. кафедри ЕС Заяць Тарас Михайлович

(посада, вчене звання, прізвище, ініціали.)

_____ (підпис)

Член ЕК: к.ф.-м.н., доц. кафедри ЕС Юркін Ігор Михайлович

(посада, вчене звання (прізвище, ініціали.)

_____ (підпис)

Засвідчую, що у цьому дипломному проєкті не має запозичень
з праць інших авторів без відповідних посилань.

Студент _____ (підпис)

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДВНЗ «Ужгородський національний університет»
Інженерно-технічний факультет
Кафедра електронних систем

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Зав. кафедрою,

доц. _____ (Заяць Т. М.)

“ _____ ” _____ 2026 року

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА

На кваліфікаційну роботу бакалавра
на тему:

«Цифровий лабораторний блок живлення»

Студента 4 курсу

Копчі Леоніда Сергійовича

(прізвище, ім'я, по батькові)

(підпис)

Керівник к.ф.-м.н., доц. кафедри ЕС Заяць Тарас Михайлович

(посада, вчене звання, прізвище, ім'я, по батькові)

(підпис)

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Зав. кафедрою,

доц. _____ (Заяць Т. М.)

“ ____ ” _____ 2026 року

З А В Д А Н Н Я

на кваліфікаційну роботу бакалавра студента

Копчі Леоніда Сергійовича

(прізвище, ім'я, по-батькові)

1. Тема роботи: Цифровий лабораторний блок живлення.
(протокол №__ від _____ 2026 р.)
2. Вихідні дані до роботи: мережа живлення ~220 В, 50 Гц; гальванічна розв'язка на базі низькочастотного трансформатора; імпульсний Виск-перетворювач із регульованою вихідною напругою 0–27 В та струмом навантаження до 3 А; мікроконтролерне керування (АТmega328P); цифровий моніторинг вихідних параметрів та інтелектуальний захист: перехід у режим стабілізації струму при перевантаженні, світлодіодна сигналізація наближення до критичної межі струму (95 % від максимального); використання сучасних інженерних САПР.
3. Зміст розрахунково-пояснювальної записки: вступ; розділ 1. Огляд та порівняльний аналіз джерел вторинного електроживлення; розділ 2. Розрахунок елементів силової частини цифрового лабораторного блока живлення; розділ 3. Дослідження та оптимізація контуру керування і драйверних каскадів силового транзистора; висновки; список використаних джерел.
4. Перелік графічного матеріалу: структурна схема Виск-перетворювача; принципова електрична схема цифрового ЛБЖ.
5. Консультанти роботи:

Розділ	Консультант	Підпис, дата: завдання видав	Підпис, дата: завдання прийняв
Нормоконтроль			

Дата видачі завдання: « _____ » _____ 2026 року.

Керівник роботи _____ (доц. Заяць Т. М.)

Завдання прийняв до виконання _____ (Копча Л. С.)

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Найменування етапів виконання кваліфікаційної роботи	Термін виконання	Примітки
1	Уточнення технічного завдання, підбір та аналіз науково-технічних джерел	01.02- 10.02.2026	
2	Порівняльний аналіз лінійних та імпульсних джерел, обґрунтування топології	11.02- 24.02.2026	
3	Розрахунок параметрів силового дроселя, вихідного Low ESR фільтра та елементів комутації	25.02- 14.03.2026	
4	Схемотехнічне моделювання та дослідження дискретних і інтегральних драйверів верхнього рівня	15.03- 28.03.2026	
5	Оптимізація параметрів затворного дільника та розрахунок прецизійних ланок АЦП для ATmega328P	29.03- 12.04.2026	
6	Розроблення повної принципової схеми цифрового ЛБЖ, алгоритмів індикації та захисту	13.04- 25.04.2026	
7	Оформлення розрахунково-пояснювальної записки та графічних матеріалів у САПР	26.04- 10.05.2026	
8	Проходження нормоконтролю, попередній захист роботи та фінальне доопрацювання	11.05- 19.05.2026	

Студент _____ (Л. С. Копча)

Керівник кваліфікаційної роботи _____ (доц. Заяць Т. М.)

Реферат

Кваліфікаційна робота бакалавра на тему: «Цифровий лабораторний блок живлення» /

УжНУ; керівник Заяць Т. М.; студент Копча Л. С., група ЕС.

Пояснювальна записка: 59 сторінок, рисунки, таблиці, список використаних джерел (17 найменувань).

Графічна частина: структурна схема Buck-перетворювача, принципова електрична схема цифрового ЛБЖ, інженерні схеми досліджуваних драйверних каскадів силового ключа, графіки порівняльного аналізу комутаційних процесів.

Об'єкт проектування: імпульсний понижувальний DC-DC перетворювач (Buck Converter) із мікроконтролерною системою стабілізації вихідних параметрів та інтелектуальним захистом.

Мета дослідження: проектування, аналітичний розрахунок та оптимізація цифрового лабораторного блока живлення, експериментальне дослідження динамічних характеристик драйверів верхнього рівня (High-Side Switch), розрахунок ланок зворотного зв'язку АЦП та створення повної принципової схеми пристрою в середовищі інженерних САПР.

Результати роботи: У проєкті обгрунтовано вибір імпульсної топології Buck-перетворювача, що забезпечує ККД до 96 %. Проведено розрахунок індуктивності дроселя (355 мкГн) та Low ESR фільтра (2200 мкФ). Виконано глибоке науково-практичне дослідження чотирьох конфігурацій драйверів для перезаряду ємності затвора силового MOSFET-транзистора IRFZ24N: дискретного каскаду на базі транзисторів IRF640N, IRFZ24N, IRL3705N, IRLZ24N, а також інтегральних драйверів IR2117 та IR2110. Шляхом оптимізації стокового діляника ($R_1 = 100 \text{ Ом}$, $R_2 = 300 \text{ Ом}$) у дискретному драйвері з ключем IRLZ24N досягнуто триразового зниження статичних втрат потужності. Розраховано прецизійний подільник напруги ($R_1 = 9,1 \text{ кОм}$, $R_2 = 1,2 \text{ кОм}$) для узгодження вимірювальних кіл з АЦП мікроконтролера ATmega328P. Розроблено алгоритм автоматичного перемикавання між режимами стабілізації струму і напруги, а також трирівневу систему світлодіодної індикації станів та перевантаження.

Ключові слова: ЦИФРОВИЙ ЛАБОРАТОРНИЙ БЛОК ЖИВЛЕННЯ, BUCK CONVERTER, MOSFET, ДРАЙВЕР ВЕРХНЬОГО РІВНЯ, ATMEGA328P, ШИМ-РЕГУЛЮВАННЯ, СТАБІЛІЗАЦІЯ СТРУМУ, ЗВОРТНИЙ ЗВ'ЯЗОК, САПР.

Abstract

Bachelor's Qualification Thesis on the Topic: "Digital Laboratory Power Supply with Two Regulation Modes: Current and Voltage" / UzhNU; Supervisor: Zayats T. M.; Student: Kopcha L. S., Group: ES.

Explanatory Note: 89 pages, figures, tables, 17 references.

Graphic Part: Buck converter structural diagram, digital LPS electrical schematic diagram, design schematics of analyzed driver stages, switching performance comparison charts.

Object of Design: Switch-mode step-down DC-DC converter (Buck Converter) featuring a microcontroller-based feedback control system and intelligent safety protection.

Purpose of the Study: Engineering design, analytical calculation, and optimization of a digital laboratory power supply, experimental evaluation of high-side gate driver configurations, calculation of ADC voltage sensing networks, and full schematic development using modern CAD systems.

Results of the Work: The choice of switch-mode step-down (Buck) topology ensuring efficiency up to 96% is justified. Analytical calculations for the power inductor ($355\mu\text{H}$) and the Low ESR output filter ($2200\mu\text{F}$) were completed. A comprehensive research on four gate driver configurations for high-side N-channel MOSFET (IRFZ24N) capacitance recharging was conducted, covering discrete stages with IRF640N, IRFZ24N, IRL3705N, and IRLZ24N transistors, alongside IR2117 and IR2110 integrated circuits. By optimizing the collector-emitter voltage divider ($R_1 = 100\Omega$, $R_2 = 300\Omega$) within the discrete driver using the IRLZ24N logic-level key, static power loss was reduced threefold. A precision analog voltage divider ($R_1 = 9.1\text{ k}\Omega$, $R_2 = 1.2\text{ k}\Omega$) was designed to interface with the ATmega328P microcontroller ADC safely. A control algorithm enabling automatic transition between voltage and current stabilization modes was developed, supplemented by a 3-LED visual status and overload monitoring network.

Keywords: DIGITAL LABORATORY POWER SUPPLY, BUCK CONVERTER, MOSFET, HIGH-SIDE GATE DRIVER, ATMEGA328P, PWM REGULATION, CURRENT STABILIZATION, FEEDBACK LOOP, CAD.

ЗМІСТ

ВСТУП	11
Розділ 1. Огляд літератури та аналіз предметної області	13
1.1 Завдання вторинного джерела електроживлення	13
1.2 Основні конструкції джерел вторинного електроживлення	14
1.2.1 Лінійний блок живлення.....	14
1.2.2 Імпульсний блок живлення.....	15
1.3 Переваги та недоліки	16
1.3.1 Переваги лінійний джерел живлення	16
1.3.2. Недоліки лінійний джерел живлення	16
1.3.3. Переваги імпульсних джерел живлення	16
1.3.4. Недоліки імпульсних джерел живлення	17
1.4. Імпульсні перетворювачі постійної напруги	17
1.4.1. Понижувальний перетворювач.....	20
Розділ 2. Розробка принципової електричної схеми силової частини блока живлення	22
2.1. Розробка схеми	структурної 22
2.2. Вихідні данні та обґрунтування елементів	номіналів 23
2.3. Визначення граничних значень коефіцієнта заповнення ШІМ	25
2.4. Вибір контролера та визначення робочої частоти перетворювача.....	25

				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>		
Ви	Арк.	№ докум.	Підпис			
Розробив		Копча Л.С.		Літера	Аркуш	Аркушів
Перевіри		Заяць Т.М.		Н	9	76
Н.Конт		Панн О.В.		УжНУ, ІТФ, гр.ЕС, 4-курс		
Затв.						
Цифровий лабораторний блок живлення						

2.5. Розрахунок	параметрів	силового		
дроселя.....				26
2.6. Розрахунок	параметрів	вихідного	конденсатора	
фільтра				27
2.7. Розрахунок			параметрів	
діода.....				28
2.8. Розрахунок параметрів	ключового транзистора			28
2.9. Розрахунок	параметрів	вхідного		
конденсатора				30
2.10. Розрахунок потужності	трансформатора			31
Розділ 3. Розробка принципової електричної схеми системи керування блока живлення.....				
3.1. Фактори, що враховуються	при розробці системи			
керування.....				32
3.2. Драйвер		силового		
транзистора.....				33
3.2.1. Допоміжний ключ на		MOSFET-		
транзисторі				33
3.2.2. Мікросхема-драйвер IR2117				47
3.2.3. Мікросхема-драйвер IR2110				52
3.3. Зворотний зв'язок за напругою				54
Висновки.....				57
Перелік посилань				59

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		10

ВСТУП

Актуальність теми. Сучасний розвиток радіоелектроніки та мікропроцесорної техніки висуває жорсткі вимоги до джерел вторинного електроживлення. У лабораторній та інженерній практиці ключову роль відіграють лабораторні блоки живлення (ЛБЖ), які мають забезпечувати високу точність стабілізації вихідних параметрів, гнучкість налаштувань та надійний захист підключених пристроїв.

Традиційні лінійні БЖ мають низький коефіцієнт корисної дії (ККД) і значні масогабаритні показники. Альтернативою є імпульсні DC-DC перетворювачі понижувального типу (Buck Converter), що забезпечують ККД до 92–96 %. Інтеграція мікроконтролерного керування в такі системи дозволяє реалізувати точне програмне ШІМ-регулювання, гнучке керування двома незалежними режимами (стабілізації струму та напруги), автоматизований захист, а також зручну цифрову індикацію телеметрії в режимі реального часу. Тому розроблення цифрового ЛБЖ, який поєднує енергоефективність імпульсної частини та гнучкість цифрового керування, є актуальним технічним завданням.

Об'єкт дослідження – процеси імпульсного перетворення, цифрового регулювання та стабілізації вихідної напруги й струму у джерелах вторинного електроживлення.

Предмет дослідження – схемотехнічні рішення силового Buck-перетворювача, динамічні характеристики драйверів керування затвором MOSFET-транзисторів, алгоритми мікроконтролерного керування та ланки зворотного зв'язку АЦП.

Мета роботи – проектування, аналітичний розрахунок та схемотехнічне розроблення цифрового лабораторного блока живлення (0–27 В, до 3 А) із двома режимами регулювання, системою захисту та цифрової індикації із застосуванням сучасних інженерних САПР.

Для досягнення мети необхідно вирішити такі завдання:

1. Виконати порівняльний аналіз архітектур джерел живлення та обґрунтувати вибір імпульсної топології з гальванічною розв'язкою мережі.
2. Розрахувати параметри компонентів силової частини пристрою (дроселя, Low ESR фільтрів, транзистора та діода) під задані технічні вимоги.

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		11

3. Дослідити й оптимізувати параметри драйверних каскадів верхнього рівня на базі дискретних MOSFET-компонентів та інтегральних мікросхем (IR2117, IR2110).
4. Розрахувати прецизійні ланки зворотного зв'язку для безпечного спряження вимірювальних вузлів з АЦП мікроконтролера ATmega328P.
5. Розробити повну принципову електричну схему пристрою, включаючи модулі керування, індикації та захисту від брязкання контакту кнопок.

Практичне значення отриманих результатів. У роботі проведено дослідження динамічних втрат силового ключа IRFZ24N при використанні різних типів драйверів верхнього рівня. Обґрунтовано оптимізацію параметрів стокового дільника дискретного драйвера на базі логічного транзистора IRLZ24N ($R_1 = 100 \text{ Ом}$, $R_2 = 300 \text{ Ом}$), що дозволило втричі зменшити статичні втрати потужності вузла.

ПРОФІ
УЖЖТТУ

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					
<i>Вим.</i>	<i>Арк.</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>		12

Розділ 1. Обгляд літератури та аналіз предметної області

1.1. Завдання вторинних джерел електроживлення

До ключових функцій та інженерних завдань, які покладаються на сучасні вторинні джерела живлення, належать такі:

1. Ефективне передавання потужності. Енергетичний вузол повинен трансформувати та передавати задану потужність у навантаження з мінімальними втратами (високим коефіцієнтом корисної дії) та збереженням номінальних вихідних параметрів. Для підвищення надійності розрахункову потужність джерела зазвичай обирають із певним технологічним запасом.
2. Трансформація форми напруги. Ця функція передбачає випрямлення змінної напруги у постійну, інвертування (зворотний процес), а також зміну частотного спектра або формування імпульсних сигналів заданої конфігурації. Найбільш поширеною в інженерній практиці є задача перетворення синусоїдальної напруги промислової частоти на стабільну постійну напругу.
3. Масштабування величини напруги. Забезпечення як зниження, так і підвищення потенціалу на виході пристрою. У багатьох багатоканальних системах виникає потреба у генерації сітки різних за величиною напруг для одночасного живлення різномісних електронних кіл.
4. Стабілізація вихідних параметрів. Підтримання значень напруги, струму та інших характеристик на виході джерела у жорстко визначених межах за умов інтенсивного впливу дестабілізуювальних чинників (динамічна зміна мережевої напруги, коливання опору навантаження тощо). Найчастіше реалізують стабілізацію вихідної напруги, проте для специфічних задач (наприклад, для заряджання акумуляторних батарей) критично важливою є стабілізація вихідного струму.
5. Комплексний захист. У разі виникнення аварійних режимів роботи (зокрема, короткого замикання) параметри струму або напруги можуть перевищити

	Виконав				КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ	Арк.
	Керівник					
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		13

критичні межі, що загрожує руйнуванням як самого джерела живлення, так і підключеного споживача. Сучасні джерела інтегрують блоки захисту від надструмів, перенапруги та витоків струму на землю (для захисту оператора від ураження електричним струмом).

6. Гальванічна розв'язка кіл. Розділення електричних мереж, що є базовим та високоефективним заходом забезпечення електробезпеки і запобігання протіканню струмів непередбаченими шляхами.
7. Коригування та регулювання. Можливість оперативної або сервісної зміни вихідних параметрів у процесі експлуатації для оптимізації режиму роботи підключеного обладнання.
8. Інтелектуальне керування. Цей функціонал охоплює гнучке регулювання, комутацію окремих каналів або повне вимкнення пристрою. Керування може здійснюватися безпосередньо (органами інтерфейсу на передній панелі), дистанційно (через дротові чи бездротові канали зв'язку) або програмно (за алгоритмами мікроконтролера, прив'язаними до часу чи телеметричних подій).
9. Телеметрія та контроль. Візуалізація та моніторинг вхідних і вихідних електричних параметрів, індикація активних режимів роботи, стану комутаційних апаратів та спрацьовування систем аварійного захисту.

1.2. Базові архітектурні рішення джерел вторинного електроживлення

У сучасній електронній техніці найбільшого поширення набули дві фундаментальні концепції побудови джерел живлення: лінійні (трансформаторні) та імпульсні (інверторні).

1.2.1. Лінійні блоки живлення

Класична архітектура лінійного джерела базується на використанні низькочастотного понижувального трансформатора (або автотрансформатора), первинна обмотка якого підключається безпосередньо до мережі змінного струму. Синусоїдальна напруга зі вторинної обмотки подається на випрямний вузол

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		14

(переважно діодний міст), який здійснює її трансформацію у пульсуючу односпрямовану напругу. Для згладжування високочастотних та низькочастотних коливань після випрямляча інтегрується ємнісний або індуктивно-ємнісний фільтр.

Додатково в структуру лінійного БЖ можуть впроваджуватися фільтри радіоперешкод, обмежувачі сплесків напруги, модулі захисту від КЗ, а також аналогові (транзисторні чи інтегральні) стабілізатори напруги та струму.

1.2.2. Імпульсні блоки живлення

Імпульсні джерела живлення є складною інверторною системою з високою частотою комутації. Первинна змінна напруга промислової мережі спочатку випрямляється вхідним діодним мостом і згладжується високовольтним конденсатором. Отримана постійна напруга за допомогою силових напівпровідникових ключів перетворюється на високочастотну послідовність прямокутних імпульсів із регульованою шпаруватістю.

Ці імпульси подаються або на компактний високочастотний трансформатор (у системах із гальванічним розділенням кіл), або безпосередньо на вихідний інтегровальний фільтр нижніх частот (у безтрансформаторних топологіях). Суттєве зменшення масогабаритних показників магнітних компонентів в імпульсних БЖ обумовлене тим, що з підвищенням робочої частоти ефективність передачі енергії через магнітопровід зростає, що дозволяє різко зменшити площу поперечного перерізу сердечника. Для таких трансформаторів замість важкої електротехнічної сталі використовують високочастотні феромагнітні матеріали (ферити).

Стабільність вихідних параметрів в імпульсних пристроях забезпечується за рахунок введення від'ємного зворотного зв'язку (ВЗЗ). Канал зворотного зв'язку дозволяє динамічно компенсувати коливання вхідної напруги та зміни струму навантаження. Залежно від амплітуди сигналу розсудження, що надходить із виходу, ШІМ-контролер змінює коефіцієнт заповнення (робочий цикл) імпульсів керування затворами силових транзисторів. Якщо гальванічна розв'язка не є обов'язковою, ВЗЗ реалізують на базі прецизійного резистивного дільника напруги.

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					15
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

1.3. Порівняльний аналіз архітектур джерел живлення

1.3.1. Переваги лінійних джерел живлення

До головних переваг класичних трансформаторних БЖ належать:

1. Конструктивна простота та висока ремонтпридатність;
2. Надійність та тривалий життєвий цикл компонентів;
3. Мінімальний рівень високочастотних пульсацій на виході;
4. Електромагнітна чистота (відсутність генерації потужних радіоперешкод та вищих гармонійних складових).

1.3.2. Недоліки лінійних джерел живлення

Основними деструктивними факторами лінійних архітектур є:

1. Значна маса та великі габаритні розміри, які зростають пропорційно до номінальної потужності пристрою;
2. Низька енергетична ефективність. Існує жорсткий компроміс між якістю стабілізації та КДД, оскільки надлишок потужності розсіюється на лінійному регульовальному елементі у вигляді тепла, що вимагає потужних радіаторів охолодження.

1.3.3. Переваги імпульсних джерел живлення

У порівнянні з лінійними аналогами, імпульсні системи мають такі переваги:

1. Мінімальні масогабаритні параметри завдяки перенесенню робочого процесу у високочастотну область;
2. Високий коефіцієнт корисної дії (у сучасних топологіях ККД досягає 92–96 %);
3. Доступна вартість, що обумовлено масовим серійним виробництвом уніфікованої елементної бази (ШІМ-контролерів, драйверів) та силових MOSFET/IGBT ключів. Високочастотні феритові трансформатори є значно дешевшими за низькочастотні сталеві аналоги;

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		16

4. Широкий інваріантний діапазон амплітуд та частот вхідної напруги;
5. Інтеграція інтелектуальних систем захисту від перевантажень за струмом, КЗ та роботи в режимі холостого ходу (без навантаження).

1.3.4. Недоліки імпульсних джерел живлення

До суттєвих недоліків імпульсних архітектур слід віднести:

1. Гальванічний зв'язок первинних високовольтних кіл із мережею в більшості топологій, що ускладнює діагностику та проведення ремонтних робіт;
2. Генерування широкого спектра високочастотних електромагнітних завад через комутаційні процеси ключів. Це накладає жорсткі обмеження та вимагає введення складних вхідних та вихідних ЕМС-фільтрів, що унеможлиблює їх пряме використання у прецизійній вимірювальній або високочутливій аудіоапаратурі без додаткового екранування.

1.4. Імпульсні перетворювачі постійної напруги (DC-DC)

Методологія перетворення постійного струму (DC-DC) з використанням індуктивних накопичувачів енергії (дроселів, трансформаторів), що функціонують на високих частотах, дозволяє оптимізувати параметри намотних компонентів. Цей підхід є домінантним навіть у побутовій техніці, де мережева напруга спочатку випрямляється, інвертується у високочастотний сигнал, трансформується до потрібного рівня і знову випрямляється. Описана багатокрокова структура є економічно вигіднішою та ефективнішою за класичну лінійну схему еквівалентної потужності.

На теперішній час розроблено значну кількість топологій DC-DC перетворювачів. Проте базовими, надійними та найбільш поширеними є чотири фундаментальні конфігурації:

- понижувальна (Buck);
- підвищувальна (Boost);
- інвертувальна (Buck-Boost);

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		17

- зворотноходова (Flyback).

Зазначені топології функціонують за єдиним фізичним принципом і містять ідентичний набір базових компонентів, відрізняючись виключно конфігурацією комутації накопичувального дроселя L1, режим роботи якого визначає вихідні характеристики системи.

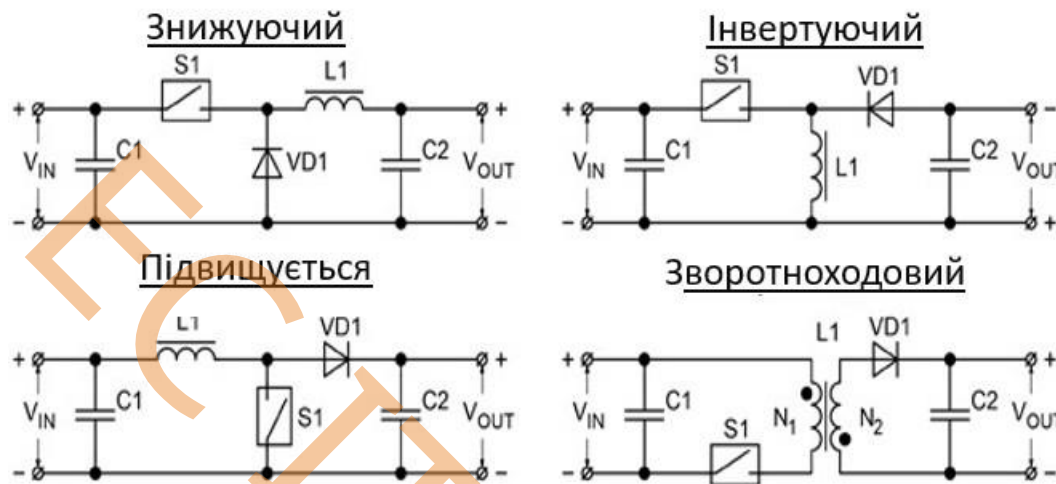


Рисунок 1 – Схеми найпопулярніших перетворювачів

Процес передачі та трансформації енергії складається з двох основних фаз. На першому етапі комутаційний ключ S1 замикається, прикладаючи до дроселя напругу V_{L1} . Під дією цього потенціалу протягом інтервалу часу струм через індуктивність зростає на величину dI_1 :

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

де L_1 – індуктивність активної обмотки на першому етапі.

При цьому блокувальний діод VD1 перебуває під дією зворотної напруги, тому струм через нього не тече. Наприкінці інтервалу струм індуктивності досягає свого пікового значення I_{MAX1} , що свідчить про накопичення в магнітопроводі енергії:

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

Після розмикання ключа S1 на виводах обмоток дроселя виникає ЕРС самоіндукції протилежної полярності. Дросель змінює свій статус із споживача

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					18
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

енергії на її джерело. Зміна полярності напруги відкриває діод VD1, забезпечуючи контур для протікання струму на другому етапі – етапі розряду (розмагнічування) дроселя.

Оскільки енергія магнітного поля в момент комутації не може змінитися стрибкоподібно, струм в обмотці відразу після вимкнення S1 дорівнює піковому значенню, проте величина струму другої обмотки I_{MAX2} може трансформуватися, якщо енергія передається через іншу кількість витків:

$$I_{MAX2} = I_{MAX1} \cdot \frac{N_1}{N_2} \quad (1.3)$$

де L₂ – число витків первинної та вторинної обмоток відповідно.

Зв'язок між індуктивностями обмоток впливає з того, що індуктивність є пропорційною квадрату кількості витків:

$$\frac{L_1}{L_2} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \quad (1.4)$$

де A_L – індуктивний коефіцієнт (конструктивний параметр) магнітопроводу.

Після відпирання діода напруга на обмотці фіксується на рівні V_{L2} під впливом якого струм за час t_{OFF} зменшується на величину dI₂:

$$dI_2 = \frac{V_{L2} \cdot t_{OFF}}{L_2} \quad (1.5)$$

У квазіусталеному (стаціонарному) режимі за відсутності перехідних процесів дросель під час другого етапу повинен повністю віддати накопичену енергію. Це означає, що на початку нового періоду комутації струм повинен повернутися до вихідного значення. Для однообмоткових схем виконується рівність dI₁ = -dI₂, а у загальному випадку динаміка струмів підпорядковується закону повного струму:

$$dI_1 \cdot N_1 = -dI_2 \cdot N_2 \quad (1.6)$$

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		19

Враховуючи вищезазначені співвідношення, отримано базове рівняння балансу напруг на обмотках накопичувача, яке пов'язує інтервали комутації:

$$\frac{V_{L1} \cdot t_{ON}}{N_1} = - \frac{V_{L2} \cdot t_{OFF}}{N_2} \quad (1.7)$$

Найбільш затребуваною та ефективною архітектурою є понижувальна топологія (Buck converter), оскільки в інженерній практиці задача зменшення потенціалу виникає значно частіше. З огляду на це, детальний аналіз математичних залежностей та алгоритмів керування буде проведено саме для понижувального перетворювача, який обрано як базове технічне рішення для розроблюваного лабораторного блока живлення.

1.4.1. Понижувальний перетворювач (Buck Converter)

Понижувальна топологія реалізується на базі однообмоткового дроселя ($N_1 = N_2$). Протягом інтервалу провідності ключа до індуктивності прикладено різницю між вхідною та вихідною напругами ($V_{L1} = V_{IN} - V_{OUT}$), а під час другої фази – лише вихідна напруга ($V_{L2} = -V_{OUT}$). Підставляючи ці значення у загальне рівняння балансу, отримаємо:

$$(V_{IN} - V_{OUT}) \cdot t_{ON} = V_{OUT} \cdot t_{OFF} \quad (1.8)$$

Шляхом алгебраїчних перетворень та введення періоду комутації $T = t_{ON} + t_{OFF}$ отримано фінальну залежність:

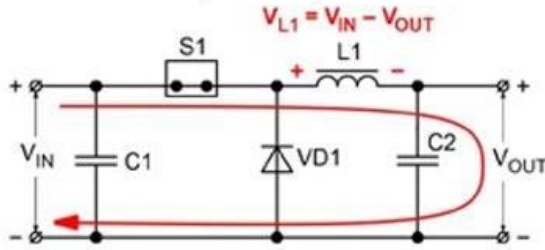
$$V_{OUT} = V_{IN} \cdot \frac{t_{ON}}{T} = V_{IN} \cdot D \quad (1.9)$$

де $D = \frac{t_{ON}}{T}$ – коефіцієнт заповнення (робочий цикл) ШІМ.

Аналіз виразу (1.9) чітко вказує, що вихідна напруга V_{OUT} понижувального інвертора лінійно залежить від коефіцієнта заповнення D і не може перевищувати потенціал первинного джерела V_{IN} . Таким чином, прецизійне керування параметром D за допомогою мікроконтролерного ШІМ-модулятора дозволяє з високою точністю регулювати та стабілізувати вихідну напругу джерела живлення.

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					20
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Перший етап
перетворення



Другий етап
перетворення

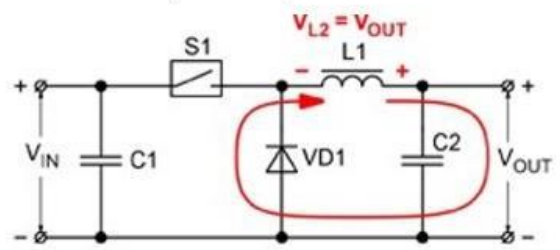


Рисунок 2 – Принцип роботи знижувального перетворювача

ЕС ДФ УЖУУ

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		21

Розділ 2. Розробка принципової електричної схеми силової частини блока живлення

2.1. Обґрунтування та розробка структурної схеми

Типова структурна архітектура регульованого джерела живлення імпульсного типу представлена на рисунку 2.1.

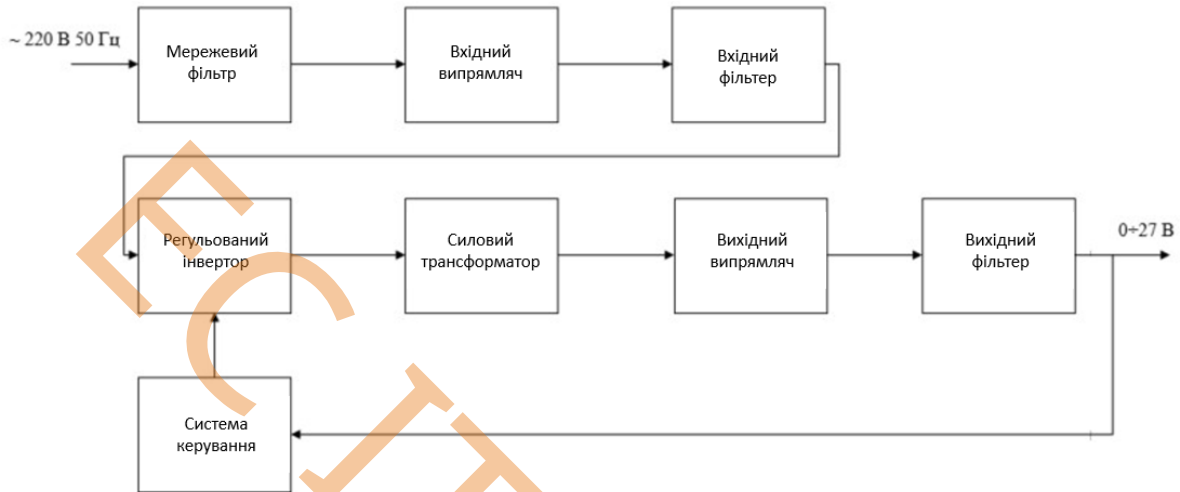


Рисунок 2.1 – Базова структурна схема імпульсного джерела живлення

Призначенням вхідного заводозаглушувального фільтра є мінімізація та повне виключення проникнення високочастотних комутаційних перешкод від імпульсного пристрою назад у загальну промислову електромережу. Первинне перетворення синусоїдальної напруги на постійну здійснюється за допомогою вхідного випрямного моста, після чого отримане пульсуюче значення згладжується високоємним фільтром великої ємності.

На наступному етапі стабілізований постійний потенціал надходить на інвертор, який за допомогою високочастотних ключів трансформує його у прямокутні імпульси змінної напруги. Шпаруватість цих імпульсів задається контролером системи керування, а їхня частота суттєво перевищує частоту мережі. Ця змінна напруга прикладена до первинної обмотки силового імпульсного трансформатора, а знятий зі вторинної обмотки сигнал повторно випрямляється та згладжується вихідним фільтром низьких частот до отримання фінального номінального значення.

	Виконав				КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ	Арк.
	Керівник					22
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Оскільки проєктований пристрій є навчально-лабораторним зразком, з метою створення безпечних умов праці на етапі макетування та експлуатації, базову структурну схему було модернізовано.

Застосування такої конфігурації дозволяє ізолювати високовольтні кола та здійснювати налагодження електронних вузлів при низькій, абсолютно безпечній для життя оператора напрузі. Окрім цього, оскільки на виході транзисторного інвертора формуються однополярні прямокутні імпульси, відпадає потреба у використанні вторинного випрямного моста – для формування якісної постійної напруги достатньо інтегровальної індуктивно-ємнісної ланки низьких частот (дросель та конденсатор).

2.2. Вихідні дані та обґрунтування номіналів елементів

Для проведення аналітичного розрахунку параметрів компонентів силової частини імпульсного стабілізатора необхідно формалізувати базові технічні вимоги. Основними критеріями розрахунку є:

1. Вхідна напруга стабілізуючого модуля (U_{in});
2. Граничні значення регулювання вихідної напруги ($U_{out_min} \dots U_{out_max}$);
3. Максимальний струм навантаження на виході (I_{out_max});
4. Допустимий рівень високочастотних пульсацій вихідної напруги (ΔU_{out});
5. Максимальна амплітуда коливань струму у дроселі (ΔI_{out}).

Електрична принципова схема силового вузла, параметри якого розраховуються, наведена на рисунку 2.3.

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					23
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

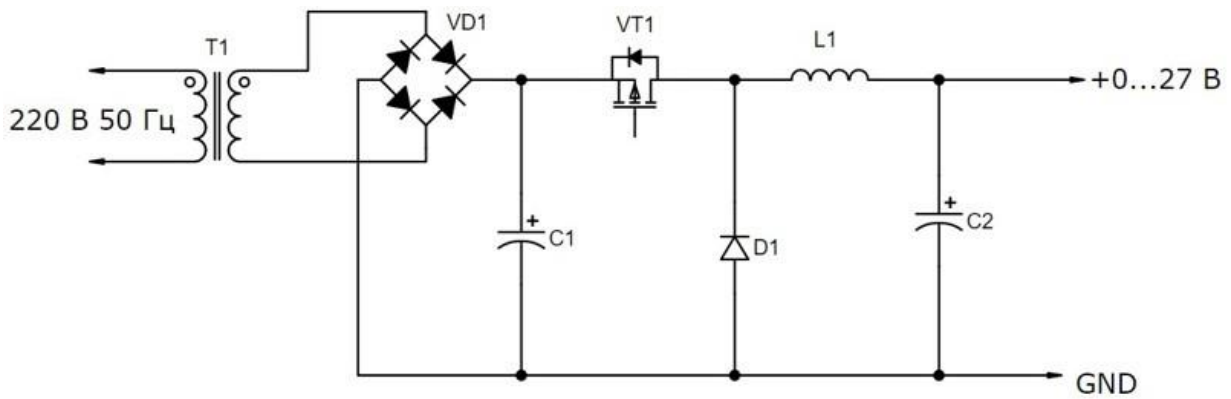


Рисунок 2.3 – Принципова схема силового каскаду понижувального типу

Відповідно до технічного завдання, проєктований лабораторний пристрій має забезпечувати плавне регулювання вихідної напруги в інтервалі від 0 до 27 В. Зважаючи на те, що амплітудне значення напруги на виході наявного трансформатора макета становить 40 В, розрахунок елементної бази буде виконуватися саме для цього максимального рівня. Програмне ж обмеження верхньої межі вихідної напруги на рівні 27 В буде реалізоване на етапі написання алгоритму мікроконтролера.

Значення вхідної напруги приймаємо рівним максимальному амплітудному значенню:

$$U_{in} = U_{out_max} = 40 \text{ В (при } D = 1)$$

Граничний вихідний струм встановлюємо на рівні $I_{out_max} = 3 \text{ А}$, що є цілком достатнім для вирішення переважної більшості лабораторних та сервісних інженерних задач.

Максимальний коефіцієнт пульсацій вихідної напруги для високоякісних DC-DC перетворювачів не повинен перевищувати 5 % від номіналу, що приймається за основу для подальших обчислень. Допустимі коливання струму в силовому дроселі згідно з вимогами до проєктування обмежуються межею у 10 %.

2.3. Визначення граничних значень коефіцієнта заповнення ШІМ

У стаціонарному (усталеному) режимі роботи при незмінному рівні вхідного потенціалу величина вихідної напруги імпульсного понижувального стабілізатора

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					24
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

визначається тривалістю відкритого стану силового транзисторного ключа, що описується коефіцієнтом заповнення D :

$$D = \frac{t_i}{T} = t_i \cdot f \quad (2.1)$$

де t_i – час провідності ключового транзистора;

T – повний період комутації;

f – робоча частота ШІМ-модуляції.

За умов стабільної вхідної напруги та динамічної зміни вихідного потенціалу, діапазон зміни робочого циклу D визначається за формулами:

$$D_{\max} = \frac{U_{\text{out_max}}}{U_{\text{in}}} = \frac{40}{40} = 1 \quad (2.2)$$

$$D_{\min} = \frac{U_{\text{out_min}}}{U_{\text{in}}} = \frac{0}{40} = 0 \quad (2.3)$$

2.4. Вибір контролера та визначення робочої частоти перетворювача

У ролі ШІМ-контролера для дослідного зразка блока живлення обрано мікроконтролерну платформу Arduino Uno (на базі обчислювального ядра ATmega328P). При організації живлення цифрової мікросхеми напругою 5 В, максимальна тактова частота становить 16 МГц. За допомогою конфігурування внутрішніх таймерів-лічильників та встановлення апаратного преддільника (prescaler) на значення 512, частота результуючого ШІМ-сигналу становить:

$$f = \frac{16 \text{ МГц}}{512} = 31250 \text{ Гц}$$

Це значення частоти ($f = 31,25 \text{ кГц}$) закладається як базове у подальші схемотехнічні розрахунки.

2.5. Розрахунок параметрів силового дроселя

Максимальна величина пульсацій струму в індуктивності понижувального регулятора досягається при значенні коефіцієнта заповнення $D = 0,5$. Необхідне

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		25

значення індуктивності силового дроселя розраховується за класичною інженерною методикою:

$$L = \frac{U_{in} \cdot D \cdot (1 - D)}{\Delta I_L \cdot f} \quad (2.4)$$

де ΔI_L – амплітуда пульсацій струму, що протікає через обмотку дроселя.

Оптимальний діапазон коливань струму в індуктивності для досягнення балансу між енергетичною ефективністю та динамічними характеристиками контуру керування становить:

$$\Delta I_L = (0,3 \dots 0,6) \cdot I_{out_max} \quad (2.5)$$

Обираємо коефіцієнт 0,3 для досягнення найвищого ККД пристрою:

$$\Delta I_L = 0,3 \cdot 3 \text{ А} = 0,9 \text{ А} \quad (2.6)$$

Підставляючи отримані параметри у вираз (2.4), знаходимо мінімально необхідну індуктивність:

$$L = \frac{40 \cdot 0,5 \cdot (1 - 0,5)}{0,9 \cdot 31250} = \frac{10}{28125} \approx 355 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} = 355 \text{ мкГн} \quad (2.7)$$

Піковий (максимальний) струм, який буде протікати через обмотку дроселя, дорівнює:

$$I_{L_max} = I_{out_max} + \frac{\Delta I_L}{2} = 3 + \frac{0,9}{2} = 3,45 \text{ А} \quad (2.8)$$

Таким чином, силова катушка повинна мати індуктивність не менше 355 мкГн. Для запобігання магнітному насиченню сердечника, максимальний робочий струм дроселя обирається із технологічним запасом 20–25 % від розрахованого пікового значення I_{L_max} .

2.6. Розрахунок параметрів вихідного конденсатора фільтра

Розрахунковий рівень робочої напруги на вихідному конденсаторі відповідає максимальному значенню вихідної напруги стабілізатора:

$$U_{Cout} = U_{out_max} = 40 \text{ В} \quad (2.9)$$

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		26

Для забезпечення тривалої та безпечної експлуатації номінальна напруга обраного типу конденсатора повинна перевищувати цей показник щонайменше на 20–25 % (тобто обирається конденсатор з робочою напругою не менше 50 В).

Амплітудне значення високочастотних пульсацій напруги на навантаженні ΔU_H пов'язане з параметрами фільтрувальної LC-ланки таким математичним співвідношенням:

$$\Delta U_H = \frac{U_{in} \cdot D \cdot (1 - D)}{8 \cdot L \cdot C_{out} \cdot f^2} \quad (2.10)$$

Звідси формула для знаходження мінімально допустимої ємності вихідного конденсатора C_{out} набуває вигляду:

$$C_{out} = \frac{U_{in} \cdot D \cdot (1 - D)}{8 \cdot L \cdot \Delta U_H \cdot f^2} \quad (2.11)$$

Заданий рівень пульсацій вихідної напруги становить 5 % від максимального значення:

$$\Delta U_H = 0,05 \cdot 40 \text{ В} = 2 \text{ В} \quad (2.12)$$

Проводимо обчислення мінімальної ємності вихідного фільтра при $D = 0,5$:

$$C_{out} = \frac{40 \cdot 0,5 \cdot 0,5}{8 \cdot 355 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot (31250)^2} = \frac{10}{5546,875} \approx 1,8 \cdot 10^{-3} \text{ Ф} \\ = 1800 \text{ мкФ} \quad (2.13)$$

З метою оптимізації та згладжування пульсацій обираємо стандартний номінал електролітичного конденсатора ємністю 2200 мкФ з низьким еквівалентним послідовним опором (Low ESR).

2.7. Розрахунок параметрів діода

Максимальне за величиною зворотне напруження U_{VD_max} , що прикладається до напівпровідникового діода в моменти закриття транзисторного ключа, дорівнює повному вхідному потенціалу:

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		27

$$U_{VD_max} = U_{in} = 40 \text{ В} \quad (2.14)$$

Граничний прямий струм через діодний елемент I_{VD_max} у найгіршому режимі дорівнює піковому струму індуктивності:

$$I_{VD_max} = I_{L_max} = 3,45 \text{ А} \quad (2.15)$$

Враховуючи відносно низький рівень робочих напруг, найбільш доцільним є інтеграція у схему діода Шоттки. Цей клас напівпровідникових приладів відрізняється мінімальним часом відновлення (високою швидкістю) та низьким прямим падінням напруги на р – n переході.

Критичним параметром при виборі конкретного компонента є потужність, що виділяється на ньому у вигляді тепла. Потужність термічних втрат на діоді для найменш сприятливого режиму розраховується як:

$$P_{VD} = (1 - D_{min}) \cdot I_{VD_max} \cdot U_{VD} \quad (2.16)$$

де U_{VD} – динамічне пряме падіння напруги на діоді (для бар'єра Шоттки становить (0,3 ... 0,5 В))

Приймаючи максимальне значення падіння $U_{VD} = 0,5 \text{ В}$, знаходимо теплову потужність розсіювання:

$$P_{VD} = (1 - 0) \cdot 3,45 \cdot 0,5 = 1,73 \text{ Вт} \quad (2.17)$$

Отже, обраний діод повинен гарантовано витримувати довготривалу теплову потужність не менше 1,73 Вт.

2.8. Розрахунок параметрів ключового транзистора

Гранична зворотна напруга сток-істок U_{VT_max} , яка діє на закритий транзистор, відповідає величині вхідної напруги:

$$U_{VT_max} = U_{in} = 40 \text{ В} \quad (2.18)$$

Для забезпечення довготривалої надійності цей параметр напівпровідникової структури повинен мати запас 20–25 % відносно статичного максимуму.

Пікове значення струму, що комується транзистором (I_{VT_max}), еквівалентне максимальному значенню струму індуктивності:

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					28
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$I_{VT_max} = I_{L_max} = 3,45 \text{ A} \quad (2.19)$$

Середньоквадратичне (діюче) значення струму транзистора I_{VT_rms} обчислюється за формулою:

$$I_{VT_rms} = I_{out_max} \cdot \sqrt{D_{max}} \quad (2.20)$$

Для розрахункового випадку ($D_{max} = 1$)

$$I_{VT_rms} = 3 \cdot \sqrt{1} = 3 \text{ A} \quad (2.21)$$

На основі розрахованих параметрів ($U_{VT_max} = 40 \text{ В}$ і $I_{VT_max} = 3,45 \text{ А}$) було обрано потужний N-канальний MOSFET-транзистор марки IRFZ24N. Даний прилад має максимальну напругу сток-істок $U_{VT} = 55 \text{ В}$ та граничний прямий струм $I_{VT} = 17 \text{ А}$. Опір відкритого каналу транзистора при напрузі на затворі $U_{GS} = 10 \text{ В}$ становить всього $R_{DS(on)} = 0,07 \text{ Ом}$.

Загальна потужність теплових втрат на ключі формується зі статичних (провідності) та динамічних (комутаційних) втрат. Величина статичних втрат MOSFET визначається за формулою:

$$P_{VT_stat} = I_{VT_rms}^2 \cdot R_{DS(on)} = 3^2 \cdot 0,07 = 0,63 \text{ Вт} \quad (2.22)$$

Потужність динамічних втрат P_{VT_sw} яка виділяється у кристалі під час переходів транзистора між станами, розраховується за виразом:

$$P_{VT_sw} = \left[\frac{1}{2} \cdot U_{in} \cdot I_{out_max} \cdot (t_r + t_f) + \frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot U_{in}^2 \right] \cdot f \quad (2.23)$$

де t_f – час спаду струму при закритті;

t_r – час наростання струму при відкритті ключа;

C_{oss} – вихідна ємність транзистора (сума ємностей затвор-сток C_{GD} та сток-істок C_{DS}).

Згідно з документацією виробника транзистора IRFZ24N, його вихідна ємність дорівнює $C_{oss} = 140 \text{ пФ}$, час наростання становить $t_r = 34 \text{ нс}$, а час спаду – $t_f = 27 \text{ нс}$. Обчислюємо динамічну складову втрат:

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		29

$$P_{VT_sw} = \left[\frac{1}{2} \cdot 40 \cdot 3 \cdot (34 + 27) \cdot 10^{-9} + \frac{1}{2} \cdot 140 \cdot 10^{-12} \cdot 40^2 \right] \cdot 31250$$

$$\approx 0,12 \text{ Вт} \quad (2.24)$$

Сумарне виділення теплової потужності на комутаційному напівпровідниковому приладі становить:

$$P_{VT} = P_{VT_stat} + P_{VT_sw} = 0,63 + 0,12 = 0,75 \text{ Вт} \quad (2.25)$$

Стандартний пластиковий корпус типу ТО-220АВ здатний безпечно розсіювати у навколишнє середовище до 1 Вт потужності без додаткового охолодження. Проте, враховуючи неідеальність фронтів реальних сигналів драйвера керування, транзистор необхідно встановити на алюмінієвий радіатор невеликої площі, що гарантовано захистить силіконовий кристалотримач від теплового пробою.

2.9. Розрахунок параметрів вхідного конденсатора

Максимальний рівень напруги, що діє на вхідну конденсаторну батарею, еквівалентний амплітуді напруги живлення:

$$U_{Cin_max} = U_{in} = 40 \text{ В} \quad (2.26)$$

Для стабільної довготривалої роботи робоча напруга конденсатора обирається із запасом і повинна становити не менше 50 В.

Мінімальна необхідна ємність вхідного конденсатора C_{in} пов'язана з індуктивністю підвідних дротів лінії живлення та падінням напруги при розряді:

$$C_{in} = \frac{L_{PS} \cdot I_{L_max}^2}{\Delta U_{Cin_disch}^2} \quad (2.27)$$

де L_{PS} – паразитна індуктивність живильних провідників;

ΔU_{Cin_disch} – динамічне просідання напруги при імпульсному споживанні струму.

Оскільки точне значення індуктивності монтажних провідників на етапі проектування визначити неможливо, ємність вхідного електролітичного фільтра розраховують за перевіреним практичним правилом: від 1000 мкФ до 2200 мкФ на

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		30

кожен ампер струму споживання в навантаженні. Враховуючи піковий струм каскаду $I_{L_max} = 3,45 \text{ A}$, мінімальна ємність вхідного фільтра становить:

$$C_{in} \approx 1200 \text{ мкФ} \cdot 3,45 \text{ A} \approx 4140 \text{ мкФ} \quad (2.28)$$

Приймаємо до встановлення у силовий блок стандартну конденсаторну збірку загальною ємністю 4700 мкФ з робочою напругою 50 В.

2.10. Розрахунок потужності трансформатора

Габаритна потужність низькочастотного трансформатора розраховується на основі суми активних потужностей його вторинних обмоток з урахуванням інженерного коефіцієнта потужнісного запасу (зазвичай закладається в межах 10–20 %). Приймаємо коефіцієнт запасу рівним 10 %, що є оптимальним з точки зору вартості та масогабаритних параметрів магнітопроводу. Оскільки схема містить одну силову вторинну обмотку, розрахункова потужність становить:

$$P_{расч} = 1,1 \cdot U_{out_max} \cdot I_{L_max} \quad (2.29)$$

Підставляючи числові значення, отримуємо:

$$P_{расч} = 1,1 \cdot 40 \cdot 3,45 = 152 \text{ Вт} \quad (2.30)$$

Коефіцієнт корисної дії (ККД) класичних трансформаторів на броньових чи тороїдальних сердечниках у діапазоні потужностей від 150 до 300 Вт становить $\eta = 0,9 \dots 0,93$. З урахуванням теплових втрат у магнітопроводі та мідних обмотках, фінальна необхідна потужність первинного трансформатора становить:

$$P_{транс} = \frac{P_{расч}}{\eta} = \frac{152}{0,91} \approx 167 \text{ Вт} \quad (2.31)$$

Таким чином, для забезпечення надійної роботи лабораторного блока живлення у всіх режимах навантаження, необхідно використовувати силове джерело габаритною потужністю не менше 170 Вт.

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		31

Розділ 3. Розробка принципової електричної схеми системи керування блоком живлення

3.1. Фактори, що враховуються при розробці системи керування

Під час розробки схемотехнічних рішень для системи керування імпульсним блоком живлення першочерговим фактором є просторове розташування силового комутаційного транзистора. В інженерній практиці виділяють дві фундаментальні конфігурації:

- Ключ нижнього рівня (Low-Side Switch): транзистор інтегрується у розрив негативної шини живлення («мінуса»);
- Ключ верхнього рівня (High-Side Switch): транзистор інтегрується у розрив позитивної шини живлення («плюса»).

При застосуванні структури Low-Side суттєвою перевагою є простота формування сигналів керування затвором, оскільки напруга відмикання прикладається відносно загального дроту («землі»), тобто нульового потенціалу системи. Проте такий підхід критично ускладнює побудову контурів зворотного зв'язку (ВЗЗ). Комутація силового транзистора викликає постійний динамічний зсув потенціалу в точках вимірювання вихідного струму та напруги відносно системної землі, що потребує впровадження складних схемотехнічних рішень для ізоляції та фільтрації вимірювальних сигналів.

У конфігурації High-Side спостерігається протилежний баланс характеристик. Реалізація драйвера затвора дещо ускладнюється, оскільки джерело керуючої напруги повинно бути зміщене відносно високого потенціалу живильної шини. Разом з тим, зняття телеметричних показників для аналогових каналів зворотного зв'язку значно спрощується: опорний потенціал «землі» для вимірювальних вузлів залишається стабільним та незмінним під час роботи пристрою. На основі порівняльного аналізу зазначених топологій для розроблюваного лабораторного джерела живлення було обрано архітектуру з ключем верхнього рівня.

	Виконав				КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ	Арк.
	Керівник					
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		32

Наступним критичним чинником є динаміка відмикання силового MOSFET-транзистора, що зумовлено впливом його внутрішніх паразитних ємностей. Попри теоретичне уявлення про те, що польові транзистори керуються виключно статичним потенціалом, а струм затвора є нехтувано малим, у динамічному імпульсному режимі це твердження є хибним. Швидкість переходу напівпровідникового приладу між станами провідності та відсічки прямо залежить від швидкості перезаряду паразитної вхідної ємності затвора.

Для забезпечення мінімального часу комутації драйверний каскад повинен генерувати значні імпульсні струми. Максимальний струм, який здатний забезпечити вихідний буфер мікроконтролера ATmega328P, обмежений рівнем 50 мА, що є абсолютно недостатнім для ефективного керування потужним MOSFET-транзистором. Комутація затвора безпосередньо від мікроконтролера призведе до затягування фронтів сигналів, тривалого перебування транзистора в лінійному режимі та його теплового руйнування. Тому для покращення динамічних характеристик схеми обов'язковим є впровадження спеціалізованих буферних вузлів – драйверів.

3.2. Драйвер силового транзистора

3.2.1. Допоміжний ключ на MOSFET-транзисторі

Першим дослідженим варіантом архітектури стала схема з використанням Р-канального польового транзистора типу IRF9Z24N у ролі головного комутатора. Даний напівпровідниковий прилад має такі паспортні параметри: гранична напруга сток-істок $V_{DS} = 55$ В, довготривалий струм стока $I_D = 12$ А, опір відкритого каналу $R_{DS(on)} = 0,175$ Ом, паразитна вхідна ємність $C_{iss} = 350$ пФ, вихідна ємність $C_{oss} = 170$ пФ, прохідна ємність $C_{rss} = 92$ пФ, гранична потужність розсіювання (за наявності відповідного теплоотводу) $P_D = 45$ Вт. Вибір цього компонента зумовлений низькими значеннями паразитних ємностей, що дозволяє мінімізувати час перемикання і зменшити теплові втрати.

Для відмикання Р-канального MOSFET-транзистора на його затвор відносно виводу виток необхідно подати негативний потенціал. Оскільки витік силового

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					33
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

комутатора з'єднаний із позитивною шиною живлення пристрою, формування відмикального сигналу здійснюється шляхом притягування затвора до негативної лінії («землі») через допоміжний транзистор низького рівня. Безпосередня комутація є неприпустимою, оскільки амплітуда первинного живлення становить $V_{in} = 40 \text{ В}$, тоді як гранично допустиме напруження затвор-витік для більшості MOSFET обмежене рівнем $V_{GS} = -20 \text{ В}$. З огляду на це, у коло стока допоміжного ключа інтегрується резистивний дільник напруги, розрахований на забезпечення відмикального потенціалу $V_{GS} = -10 \dots -12 \text{ В}$. Принципова схема такого вузла наведена на рисунку 3.1.

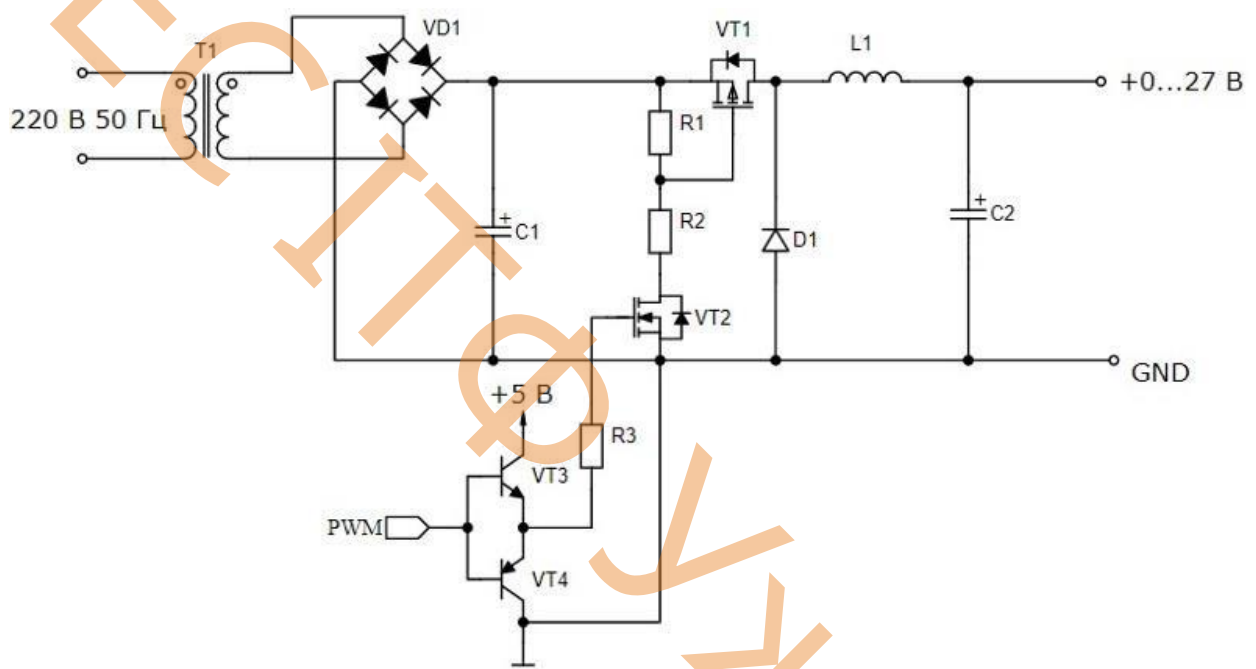


Рисунок 3.1 – Схема драйвера силового ключа на базі допоміжного MOSFET-транзистора

За такої конфігурації ввімкнення процесу заряду та розряду ємності затвора визначаються параметрами еквівалентних RC - ланцюгів. Відповідно до документації на силовий транзистор, власні часові характеристики перемикання за ідеальних умов становлять: часова затримка ввімкнення $t_{d(on)} = 13 \text{ нс}$, час наростання фронту $t_r = 55 \text{ нс}$, затримка вимкнення $t_{d(off)} = 23 \text{ нс}$, час спаду зрізу сигналу $t_f = 37 \text{ нс}$.

	Виконав				КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ	Арк.
	Керівник					34
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Загальний розрахунковий час відмикання транзистора t_{on} визначається як:

$$t_{on} = t_{d(on)} + t_r = 13 + 55 = 68 \text{ нс} \quad (3.1)$$

Загальний розрахунковий час замикання транзистора t_{off} становить:

$$t_{off} = t_{d(off)} + t_f = 23 + 37 = 60 \text{ нс} \quad (3.2)$$

Для створення часового запасу та компенсації впливу монтажних параметрів приймемо реальний час повного відмикання структури рівним $t_{on_real} = 90 \text{ нс}$. Спираючись на теорію перехідних процесів у RC- контурах, відомо, що ємність досягає 95 % свого цільового заряду за проміжок часу, який дорівнює трьом постійним часу (τ):

$$t_{on} = 3 \cdot \tau = 3 \cdot R \cdot C \quad (3.3)$$

Використовуючи це співвідношення, виразимо номінал резистора заряду R_2 , що працює на паразитну вхідну ємність ключа $C_{iss} = 350 \text{ пФ}$:

$$R_2 = \frac{t_{on}}{3 \cdot C_{iss}} = \frac{90 \cdot 10^{-9}}{3 \cdot 350 \cdot 10^{-12}} \approx 85,7 \text{ Ом} \quad (3.4)$$

Зі стандартного ряду номіналів (E24) обираємо найближче значення $R_2 = 91 \text{ Ом}$.

Для визначення параметрів резистора розряду (підтяжки) R_1 скористаємося умовою формування необхідного потенціалу відмикання. Для повного переведення силового MOSFET у режим насичення та забезпечення мінімального опору відкритого каналу при максимальному струмі навантаження, напруга затвор-витік повинна становити $V_{GS} = -10 \text{ В}$. Відповідно, падіння напруги на резисторі R_2 має дорівнювати $\Delta U_{R2} = 10 \text{ В}$. Оскільки загальна напруга живлення становить 40 В , резистивна пара $R_1 - R_2$ повинна утворювати дільник у пропорції 1 до 3:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_{in} - \Delta U_{R2}}{\Delta U_{R2}} = \frac{40 - 10}{10} = 3 \quad (3.5)$$

$$R_1 = 3 \cdot R_2 = 3 \cdot 91 = 273 \text{ Ом} \quad (3.6)$$

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		35

Обираємо найближче стандартне значення опору розрядного резистора $R_1 = 300 \text{ Ом}$ (значення скориговано в ході подальшої оптимізації для зниження статичних втрат).

Для забезпечення високої швидкості комутації самого допоміжного ключа нижнього рівня було проведено порівняльний аналіз чотирьох типів N-канальних польових транзисторів: стандартних високопотужних IRF640N та IRFZ24N, а також спеціалізованих транзисторів із логічним рівнем керування (Logic-Level) IRL3705N та IRLZ24N. Для розкачування затворів допоміжних ключів застосовано двотактний емітерний повторювач на базі комплементарної пари високочастотних біполярних транзисторів KT316B (NPN) та KT317B (PNP).

З метою забезпечення ідентичних умов порівняння, піковий струм заряду затворів допоміжних ключів було обмежено на безпечному рівні $I_g = 0,1 \text{ А}$ шляхом встановлення послідовного демпфувального резистора між емітерами біполярної пари та затвором MOSFET. Цей елемент унеможливорює вихід із ладу біполярних транзисторів від надструму в початковий момент часу, коли ємність затвора повністю розряджена і еквівалентна короткому замиканню. Номінал обмежувального резистора R_3 розраховується за законом Ома:

$$R_3 = \frac{V_{GS}}{I_g} \quad (3.7)$$

Амплітуда напруги на виході біполярного повторювача V_{GS} визначається вихідною напругою логічної одиниці мікроконтролера (5 В) за вирахуванням падіння напруги на прямому базо-емітерному переході ($\approx 0,7 \text{ В}$):

$$V_{GS} = 5 - 0,7 = 4,3 \text{ В} \quad (3.8)$$

$$R_3 = \frac{4,3}{0,1} = 43 \text{ Ом} \quad (3.9)$$

Відповідно до номінального ряду приймаємо $R_3 = 47 \text{ Ом}$.

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					36
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Теоретичний час динамічного відмикання кожного з тестованих допоміжних транзисторів пов'язаний із величиною повного заряду затвора Q_g (Gate Charge) за формулою:

$$t_{on} = \frac{Q_g}{I_g} \quad (3.10)$$

Проведемо розрахунок часових інтервалів для досліджуваних напівпровідникових приладів:

Для транзистора IRF640N:

$$\bullet \quad t_{on} = \frac{47 \cdot 20 \cdot 10^{-9}}{4,3} = 220 \text{ нс} \quad (3.11)$$

Для транзистора IRFZ24N:

$$\bullet \quad t_{on} = \frac{47 \cdot 8 \cdot 10^{-9}}{4,3} = 87 \text{ нс} \quad (3.12)$$

Для транзистора IRL3705N:

$$\bullet \quad t_{on} = \frac{47 \cdot 60 \cdot 10^{-9}}{4,3} = 660 \text{ нс} \quad (3.13)$$

Для транзистора IRLZ24N:

$$t_{on} = \frac{47 \cdot 10 \cdot 10^{-9}}{4,3} = 110 \text{ нс} \quad (3.14)$$

Час замикання напівпровідникової структури в ідеалізованому випадку має збігатися з часом її відпирання, оскільки процес розряду вхідної ємності затвора реалізується через аналогічний за параметрами контур та через PNP-транзистор комплементарної пари, який за характеристиками відповідає NPN-транзистору фази заряду. Проте при застосуванні реальних дискретних компонентів цей час може суттєво відрізнятись в більшу або меншу сторону.

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		37

Нижче наведено експериментальні графіки та осцилограми (рисунки 3.2–3.10), зняті безпосередньо з виводу затвора силового комутатора. На основі цих даних для кожного конкретного випадку проведено аналітичний розрахунок комутаційних (динамічних) втрат потужності силового транзистора.

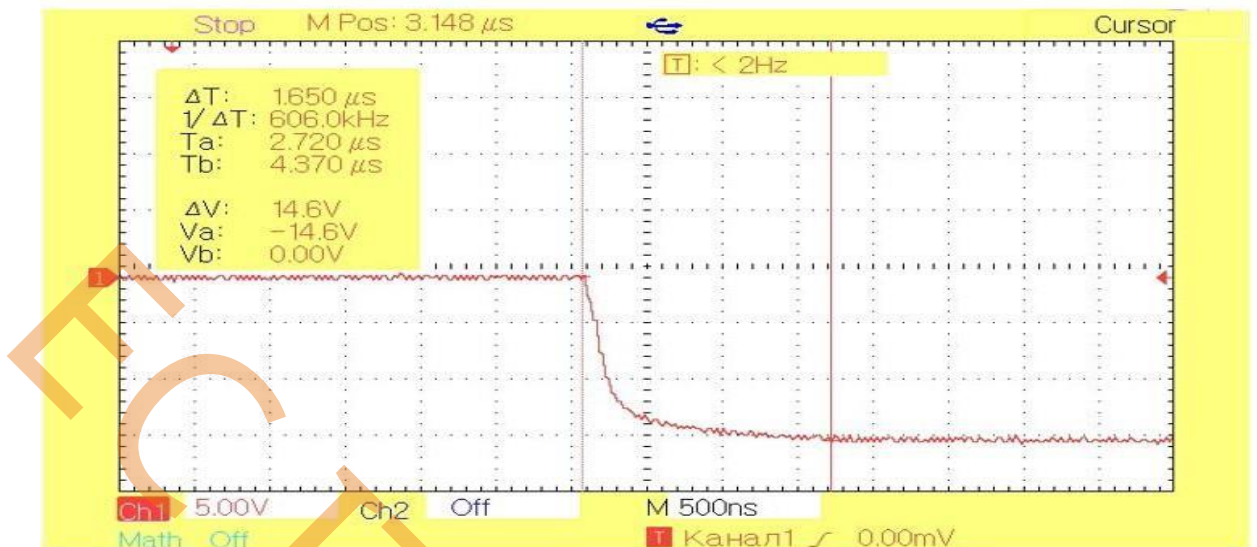


Рисунок 3.2 – Фронт наростання сигналу на затворі силового ключа (допоміжний елемент — IRF640N; вертикальна вісь — напруга, 5 В/под; горизонтальна вісь — час, 500 нс/под)



Рисунок 3.3 – Зріз спаду сигналу на затворі силового ключа (допоміжний елемент — IRF640N; вертикальна вісь — напруга, 5 В/под; горизонтальна вісь — час, 200 нс/под)

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					38
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

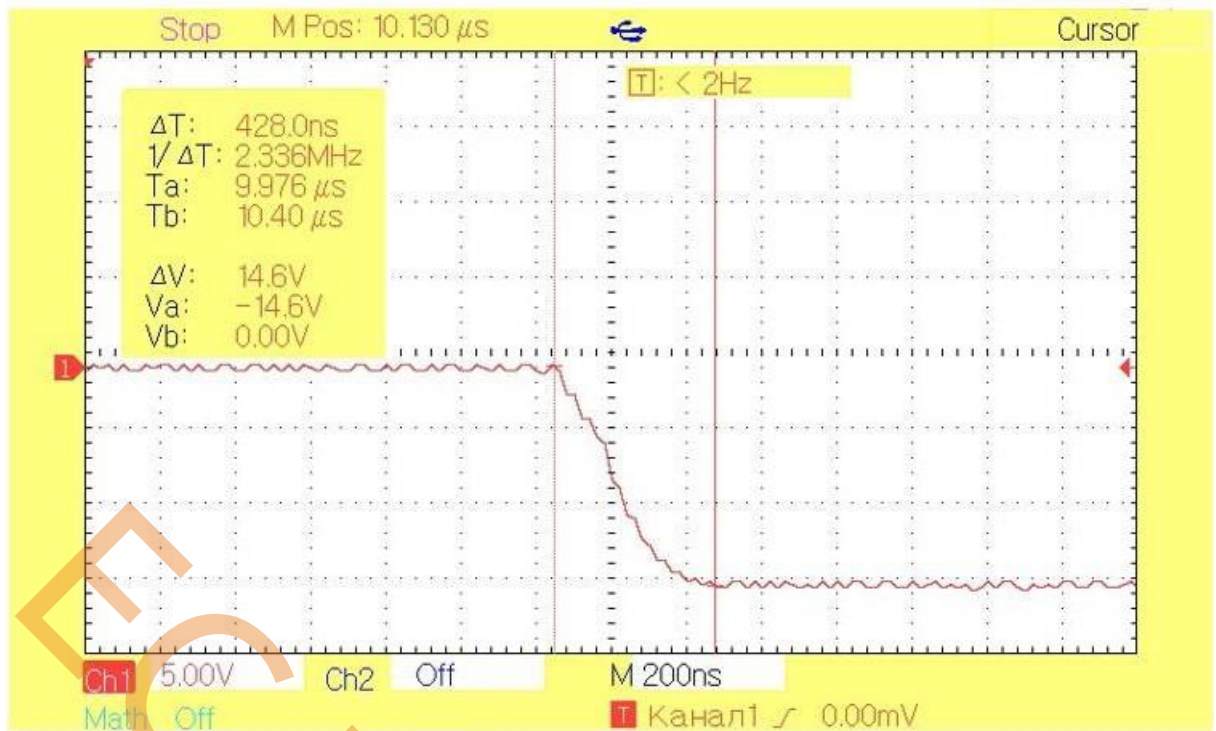


Рисунок 3.4 – Фронт наростання сигналу на затворі силового ключа (допоміжний елемент — IRFZ24N; вертикальна вісь — напруга, 5 В/под; горизонтальна вісь — час, 200 нс/под)



Рисунок 3.5 – Зріз спаду сигналу на затворі силового ключа (допоміжний елемент — IRFZ24N; вертикальна вісь — напруга, 5 В/под; горизонтальна вісь — час, 200 нс/под)

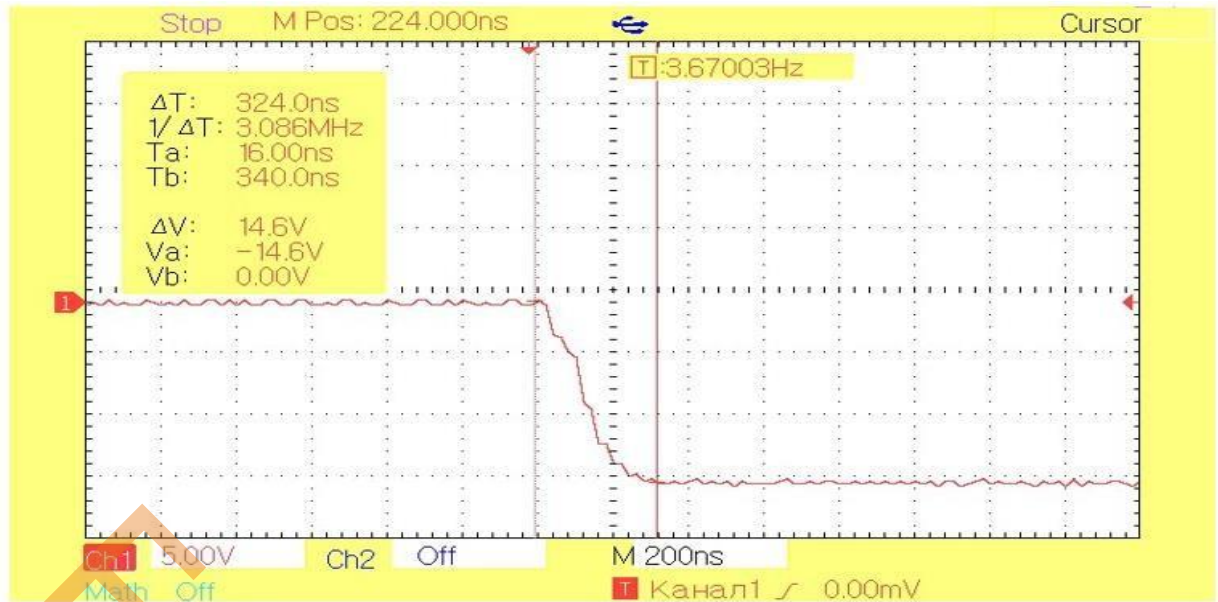


Рисунок 3.6 – Фронт наростання сигналу на затворі силового ключа (допоміжний елемент — IRL3705N; вертикальна вісь — напруга, 5 В/под; горизонтальна вісь — час, 200 нс/под)

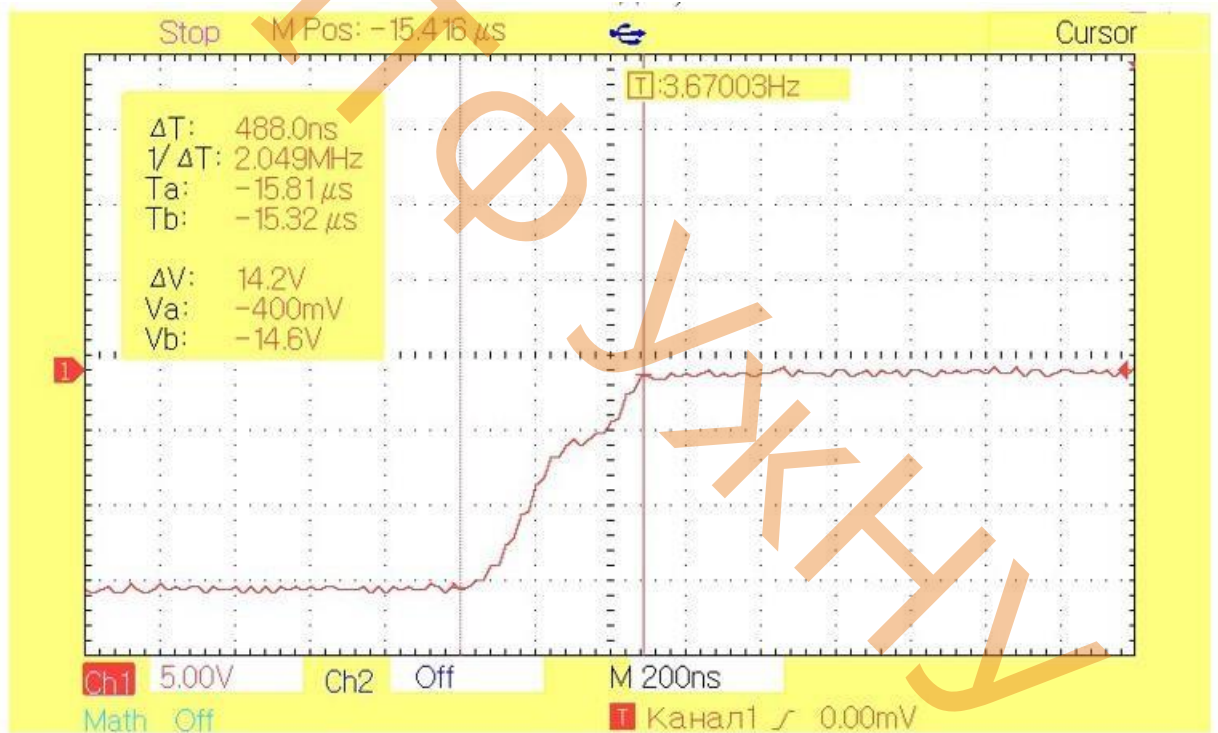


Рисунок 3.7 – Зріз спаду сигналу на затворі силового ключа (допоміжний елемент — IRL3705N; вертикальна вісь — напруга, 5 В/под; горизонтальна вісь — час, 200 нс/под)

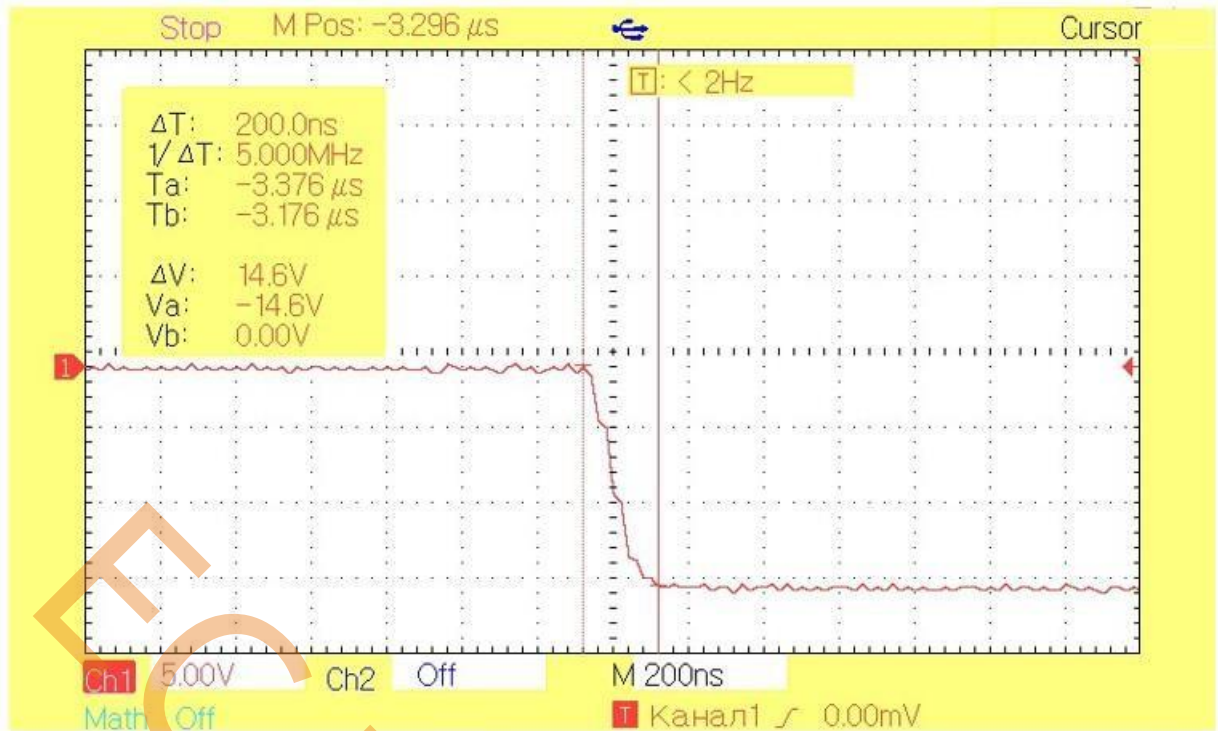


Рисунок 3.8 – Фронт наростання сигналу на затворі силового ключа (допоміжний елемент — IRLZ24N), при опорках дільника $R_1 = 30 \text{ Ом}$, $R_2 = 91 \text{ Ом}$ (вертикальна вісь — напруга, 5 В/под; горизонтальна вісь — час, 200 нс/под)

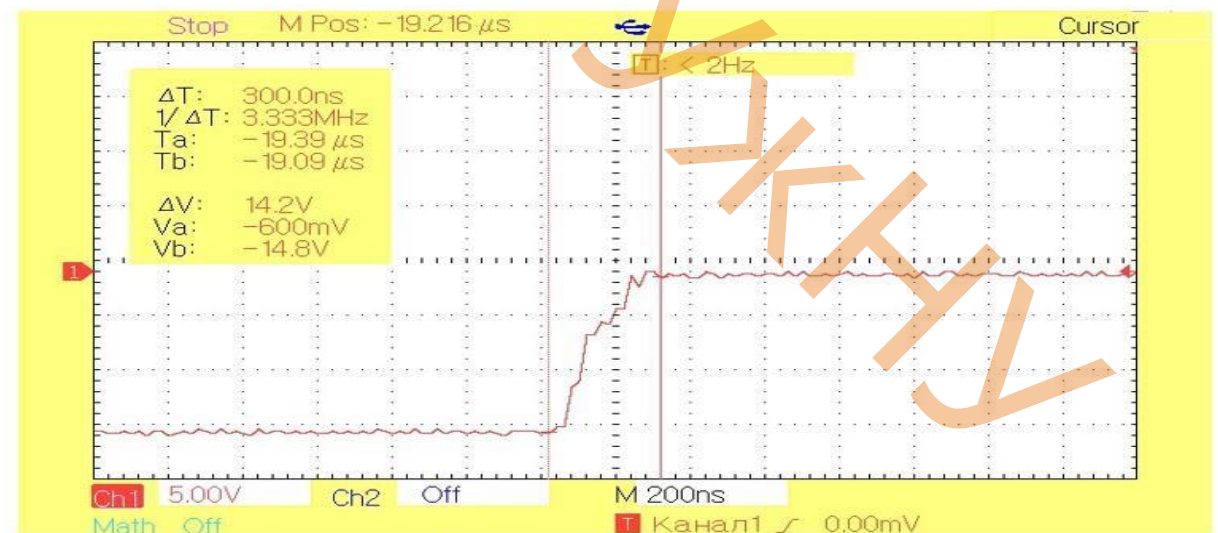


Рисунок 3.9 – Зріз спаду сигналу на затворі силового ключа (допоміжний елемент — IRLZ24N), при опорках дільника $R_1 = 30 \text{ Ом}$, $R_2 = 91 \text{ Ом}$ (вертикальна вісь — напруга, 5 В/под; горизонтальна вісь — час, 200 нс/под)

	Виконав			
	Керівник			
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ

Відповідно до отриманих графічних епюр напруги на затворі силового комутатора для конфігурації, де допоміжним транзистором виступає IRF640N, потужність комутаційних втрат становить:

Аналіз осцилограм керуючої напруги на затворі силового транзистора для випадку, коли роль допоміжного ключа виконує IRF640N, дозволяє визначити величину динамічних втрат:

$$P_{VT_sw} = 3.7 \text{ Вт.} \quad (3.15)$$

Згідно з осцилограмами сигналу на затворі у схемі з допоміжним ключем IRFZ24N, потужність динамічних втрат дорівнює:

$$P_{VT_sw} = 1.4 \text{ Вт.} \quad (3.16)$$

Для модифікації схеми, де комутацію забезпечує транзистор IRL3705N, розраховані за осцилограмами втрати становлять:

$$P_{VT_sw} = 1.5 \text{ Вт.} \quad (3.17)$$

Відповідно до графічних залежностей напруги затвора при застосуванні пристрою IRLZ24N, рівень динамічних втрат знижується до:

$$P_{VT_sw} = 0.9 \text{ Вт.} \quad (3.18)$$

Отримані дані вказують на те, що найбільш ефективним рішенням є впровадження польового транзистора з логічним рівнем керування IRLZ24N.

Водночас експериментальні дослідження виявили значне теплове навантаження на резистивні елементи дільника напруги. У зв'язку з цим виникла потреба в аналізі розсіюваної ними потужності.

Величина статичного струму, що протікає крізь початкові резистори ($R_1 = 30\text{Ом}$, $R_2 = 91\text{Ом}$), становить:

$$I_{stat} = \frac{40}{30 + 91} = 0.33 \text{ А.} \quad (3.19)$$

При цьому рівень теплових втрат на дільнику досягає:

$$P_R = 0.33^2 \cdot 121 = 14.2 \text{ Вт.} \quad (3.20)$$

	Виконав				КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ	Арк.
	Керівник					
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		42

Для підвищення енергоефективності було виконано оптимізацію параметрів резисторів у стоковому колі допоміжного транзистора. Підвищення їхнього номінального опору дозволяє зменшити величину струму у статичці, проте одночасно подовжує тривалість перехідних процесів у силовому ключі. Необхідно визначити компромісні номінали, що мінімізують нагрівання резисторів без суттєвого погіршення динамічних показників MOSFET.

Експериментальна оцінка здійснювалася для трьох комбінацій: $R_1 = 100 \text{ Ом}$, $R_2 = 300 \text{ Ом}$, $R_1 = 150 \text{ Ом}$, $R_2 = 450 \text{ Ом}$ та $R_1 = 200 \text{ Ом}$, $R_2 = 600 \text{ Ом}$.

Для першої пари резисторів статичний струм дорівнює:

$$I_{\text{stat}} = \frac{40}{100 + 300} = 0.1 \text{ А.} \quad (3.21)$$

Потужність теплових втрат на елементах становить:

$$P_R = 0.1^2 \cdot 400 = 4 \text{ Вт.} \quad (3.22)$$

Характер перехідних процесів

Динамічні втрати силового елемента за цих умов становлять:

$$P_{VT_sw} = 1.3 \text{ Вт.} \quad (3.23)$$

Для другої комбінації опорів струм у статичному режимі знижується до:

$$I_{\text{stat}} = \frac{40}{150 + 450} = 0.07 \text{ А.} \quad (3.24)$$

Потужність розсіювання на дільнику набуває значення:

$$P_R = 0.066^2 \cdot 600 = 2.94 \text{ Вт.} \quad (3.25)$$

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		43

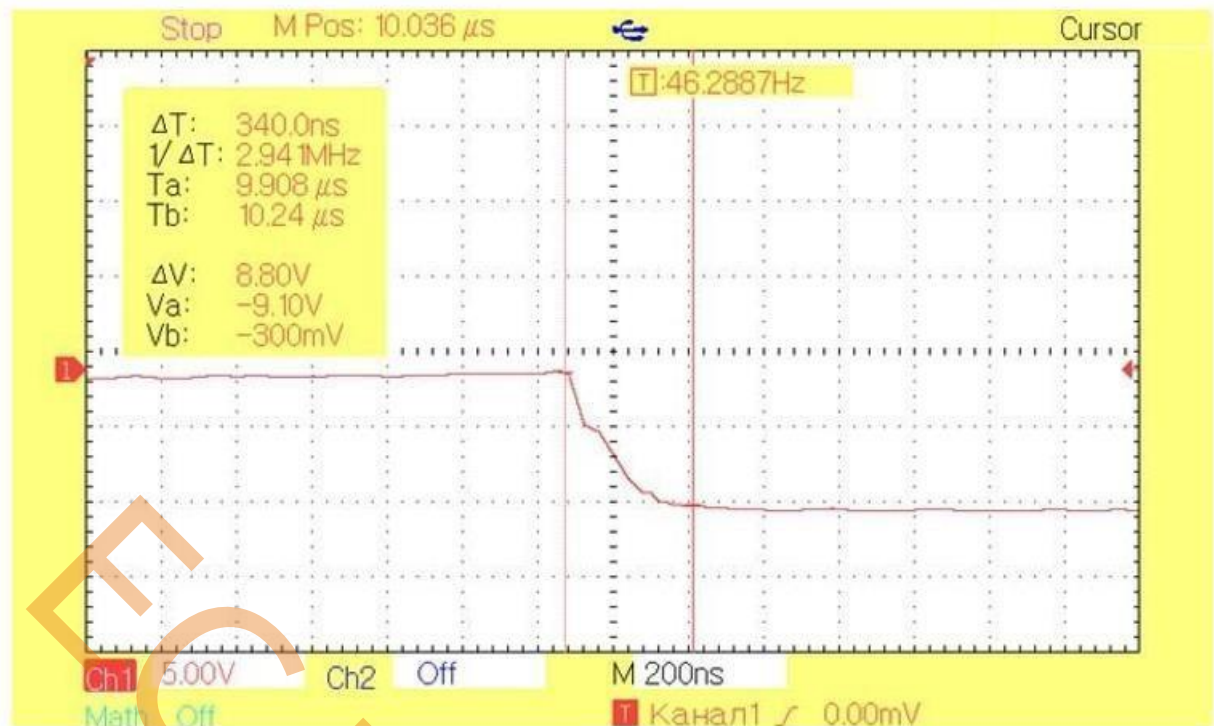


Рисунок 3.10 – Передній фронт керуючого імпульсу на затворі силового транзистора (допоміжний ключ – IRLZ24N), параметри дільника: $R1 = 100 \text{ Ом}$ $R2 = 300 \text{ Ом}$ (масштаб: по вертикалі – 5 В/под, по горизонталі – 200 нс/под)



Рисунок 3.11 – Задній фронт керуючого імпульсу на затворі силового транзистора (допоміжний ключ – IRLZ24N), параметри дільника: $R1 = 100 \text{ Ом}$, $R2 = 300 \text{ Ом}$ (масштаб: по вертикалі – 5 В/под, по горизонталі – 200 нс/под)



Рисунок 3.12 – Процес відмикання силового ключа (допоміжний транзистор – IRLZ24N), параметри дільника: $R1 = 150 \text{ Ом}$, $R2 = 450 \text{ Ом}$ (масштаб: по вертикалі – 5 В/под, по горизонталі – 200 нс/под)



Рисунок 3.13 – Процес замикання силового ключа (допоміжний транзистор – IRLZ24N), параметри дільника: $R1 = 150 \text{ Ом}$, $R2 = 450 \text{ Ом}$ (масштаб: по вертикалі – 5 В/под, по горизонталі – 200 нс/под)

	Виконав			
	Керівник			
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ

Арк.

45

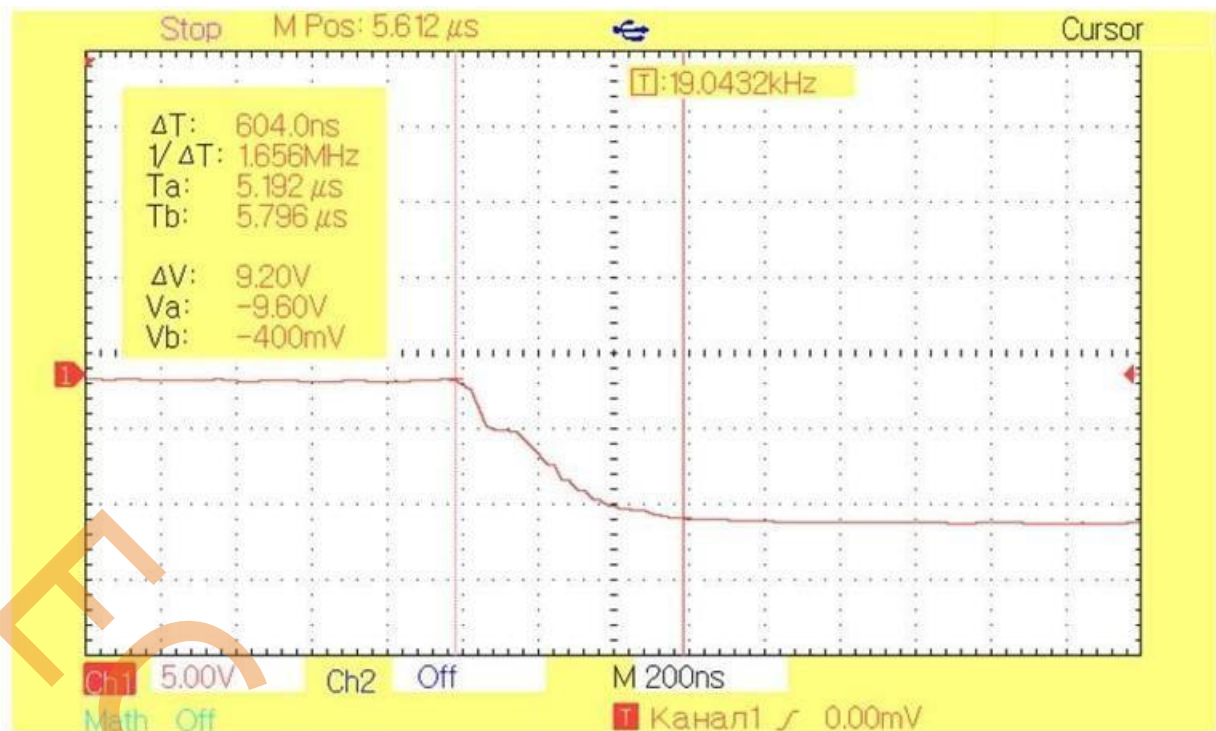


Рисунок 3.14 – Динаміка наростання напруги на затворі силового елемента (допоміжний ключ – IRLZ24N), параметри дільника: $R_1 = 200 \text{ Ом}$, $R_2 = 600 \text{ Ом}$ (масштаб: по вертикалі – 5 В/под, по горизонталі – 200 нс/под)

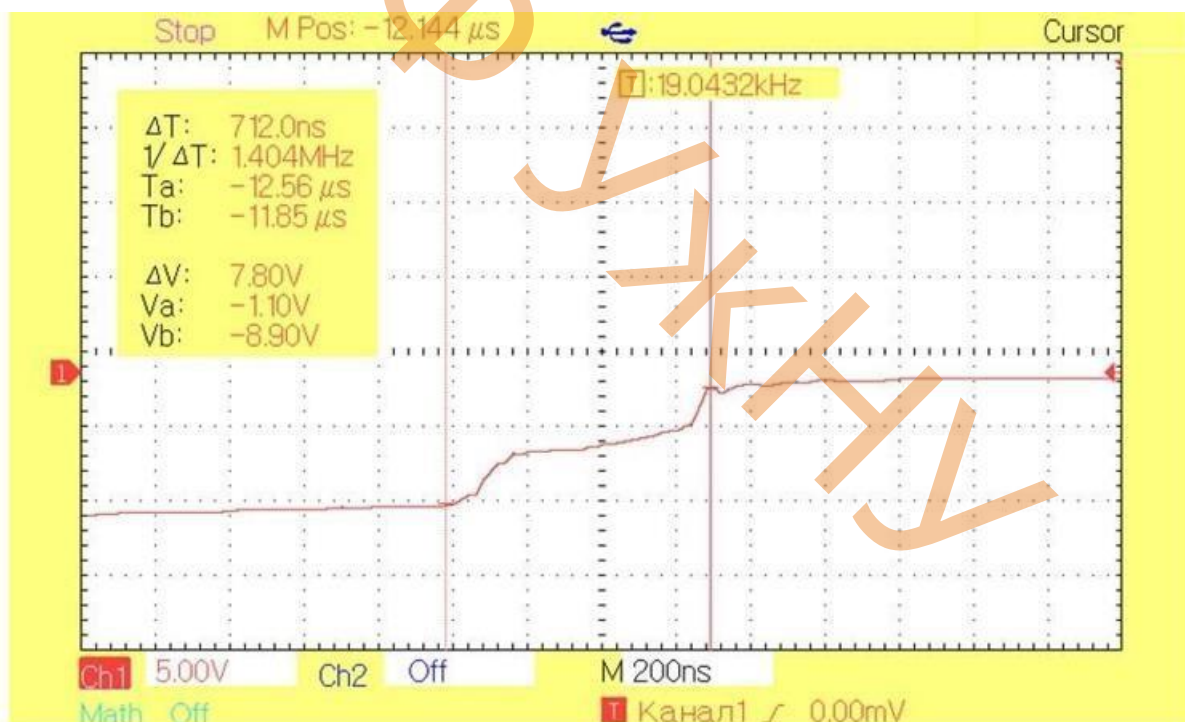


Рисунок 3.15 – Спад напруги на затворі силового елемента при закриванні (допоміжний ключ – IRLZ24N), параметри дільника: $R_1 = 200 \text{ Ом}$, $R_2 = 600 \text{ Ом}$ (масштаб: по вертикалі – 5 В/под, по горизонталі – 200 нс/под)

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		46

Осцилограми напруги на затворі наведено на рисунках (Рисунок 3.15, Рисунок 3.16). Динамічні втрати на транзисторі становитимуть:

$$P_{VT_sw} = 2.2 \text{ Вт.} \quad (3.25)$$

Звідси, при перевірці третього варіанта номіналів ($R_1 = 200 \text{ Ом}$, $R_2 = 600 \text{ Ом}$), струм у статичному режимі обмежений значенням:

$$I_{stat} = \frac{40}{200 + 600} = 0.05 \text{ А.} \quad (3.26)$$

Виділення теплової потужності на резисторах діляника для цієї пари мінімізується до показника:

$$P_R = 0.05^2 \cdot 800 = 2.0 \text{ Вт.} \quad (3.27)$$

Експериментальні осцилограми процесу наведено на рисунках (Рисунок 3.17, Рисунок 3.18). Комутаційні втрати потужності силового транзистора через суттєве затягування фронтів комутації становлять:

$$P_{VT_sw} = 2.5 \text{ Вт.} \quad (3.28)$$

Зіставлення одержаних результатів наочно демонструє, що використання пари резисторів з опорами $R_1 = 100 \text{ Ом}$ та $R_2 = 300 \text{ Ом}$ дозволило зменшити паразитну теплову потужність діляника у 3 рази. При цьому тривалість комутаційних фронтів силового ключа збільшилась незначно, а динамічні втрати зросли всього на 0.4 Вт від первісного мінімуму. Подальше масштабування опорів показувало набагато гірші результати, тому для даної схеми конфігурація з номіналами $R_1 = 100 \text{ Ом}$ та $R_2 = 300 \text{ Ом}$ затверджена як оптимальна.

3.2.2 Мікросхема-драйвер IR2117

Наступна фаза модернізації передбачала дослідження роботи ключа зі спеціалізованою мікросхемою драйвера. Для цього було обрано драйвер верхнього рівня типу IR2117. Особливість комутації N-канального MOSFET у такій конфігурації полягає в необхідності створення плаваючого (бутстрепного) джерела живлення затвора. Це зумовлено тим, що для

	Виконав				КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ	Арк.
	Керівник					47
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

стабільного утримання транзистора у відкритому стані потенціал затвора має перевищувати потенціал витoku, який при повному відмиканні піднімається до рівня напруги живлення ($V_{in} = 40V$). Застосування транзисторів логічного рівня у цій топології втрачає доцільність, тому було використано стандартний MOSFET IRFZ24N, для насичення якого достатньо забезпечити різницю потенціалів $V_{GS} = 10V$. За класичного підходу це вимагало б додаткового ізолюваного джерела на 50 В відносно загального дроту, проте бутстрепний контур дозволяє обмежитися лише напругою $V_{GS} = 10V$.

Принципову схему цього рішення зображено на Рисунку 3.19.

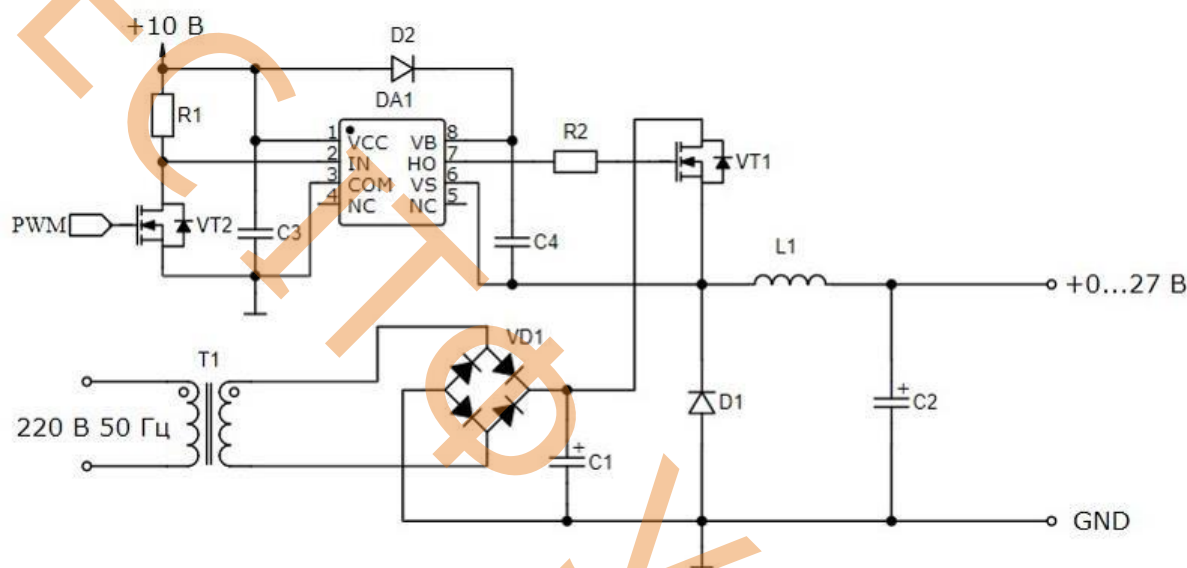


Рисунок 3.19 – Схема з застосуванням інтегрального драйвера IR2117

Безпосереднє підключення ШІМ-сигналу до входу драйвера є неможливим через високий поріг розпізнавання логічної одиниці мікросхеми ($V_{IH} = 9.5V$). Для узгодження рівнів інтегровано додатковий транзистор IRLZ24N, що виконує роль інвертора: за відсутності сигналу на його затворі на вхід драйвера підводиться високий потенціал, а при відмиканні інвертора вхід заземлюється. Блокування завад у колі живлення ІС здійснюється паралельним керамічним конденсатором $C = 100\text{ нФ}$.

Основна функція бутстрепного діода полягає в ізоляції низьковольтної частини від високої напруги силової шини під час провідного стану верхнього ключа. Цей компонент повинен мати ультрашвидке зворотнє відновлення для

	Виконав			
	Керівник			
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ

Арк.

48

запобігання витоку накопиченого заряду назад у джерело живлення. Відповідно до інженерних рекомендацій компанії International Rectifier, оптимальний час відновлення має складати $t_{rr} = 100$ нс. Керуючись цим, було обрано діод MUR4100, який задовольняє вказаній вимозі.

Розрахунок мінімально необхідної ємності бутстрепного конденсатора виконується на основі математичного виразу:

$$C \geq \frac{2 \cdot (2 \cdot Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{cbs(ут.)}}{f})}{V_{cc} - V_f - V_{LS}} \quad (3.29)$$

де $I_{qbs(max)}$ – струм спокою для контуру драйвера верхнього рівня,

Q_{ls} – заряд зсуву рівнів, необхідний для одного циклу,

$I_{cbs(ут.)}$ – струм витоку бутстрепного конденсатора,

V_{cc} – напруга живлення мікросхеми,

V_f – падіння напруги на бутстрепному діоді,

V_{LS} – падіння напруги на навантаженні.

При подачі на затвор силового ключа напруги $V_{GS} = 10$ В заряд затвора для IRFZ24N становить $Q_g = 13$ нКл. Струм спокою драйвера, згідно з документацією, становить $I_{qbs(max)} = 240$ мкА частота перетворень $f = 31250$ Гц, а внутрішній заряд зсуву рівнів мікросхеми становить $Q_{ls} = 5$ нКл. За умови використання керамічного конденсатора струмом витоку $I_{cbs(ут.)}$ можна знехтувати. Напруга живлення логіки становить $V_{cc} = 10$ В, падіння напруги на діоді приймаємо рівним $V_f = 0.7$ В, а падіння на діоді Шоттки, що замикає струм навантаження у паузах, становить $V_{LS} = 0.4$ В.

Крім того, значення ємності конденсатора, отримане з наведеного вище рівняння, є мінімально необхідним, однак через принцип роботи бутстрепного контуру використання конденсатора з низькими значеннями номіналу може призвести до перезаряду, що в свою чергу може спричинити вихід з ладу ІС. Тому

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					49
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

на практиці, для того щоб звести до мінімуму ризик перезаряду, значення ємності, отримане з рівняння, слід помножити на 15.

Таким чином, ємність конденсатора становитиме:

$$C_{\text{real}} = 1.73 \cdot 15 = 0.13 \text{ мкФ.} \quad (3.30)$$

З наявних у наявності був обраний конденсатор ємністю $C = 10 \text{ мкФ}$.

Резистор у колі затвора має захисну функцію, щоб при розряді бутстрепного конденсатора не перевищити вихідний струм драйвера. Оскільки граничний імпульсний струм для мікросхеми IR2117 становить $I_{\text{out}} = 250 \text{ мА}$. Задамо це значення як величину струму затвора, тоді за законом Ома значення опору затворного резистора становить:

$$R_g = \frac{10}{0.25} = 40 \text{ Ом.} \quad (3.31)$$

З номінального ряду вибираємо значення опору $R_g = 47 \text{ Ом}$

Потужність, що виділяється на резисторі, становитиме:

$$P_{Rg} = 13 \cdot 10^{-9} \cdot 10 \cdot 31250 = 2.1 \text{ Вт.} \quad (3.32)$$

Результати застосування даної схеми на практиці наведені в додатку (Рисунок 3.20, Рисунок 3.21). Динамічні втрати на транзисторі становлять:

$$P_{VT_sw} = 1.5 \text{ Вт.} \quad (3.33)$$

Дана схема показала середній результат у плані ефективності за потужністю, що розсіюється на транзисторі. Це пов'язано з тривалістю часу відкриття і закриття. Незважаючи на те, що був підібраний транзистор з низькими значеннями паразитних ємностей, вихідного струму $I_{\text{out}} = 250 \text{ мА}$ недостатньо для швидкого переключення. Дану проблему теоретично можливо вирішити, застосовуючи мікросхему-драйвер з більшим вихідним струмом.

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		50

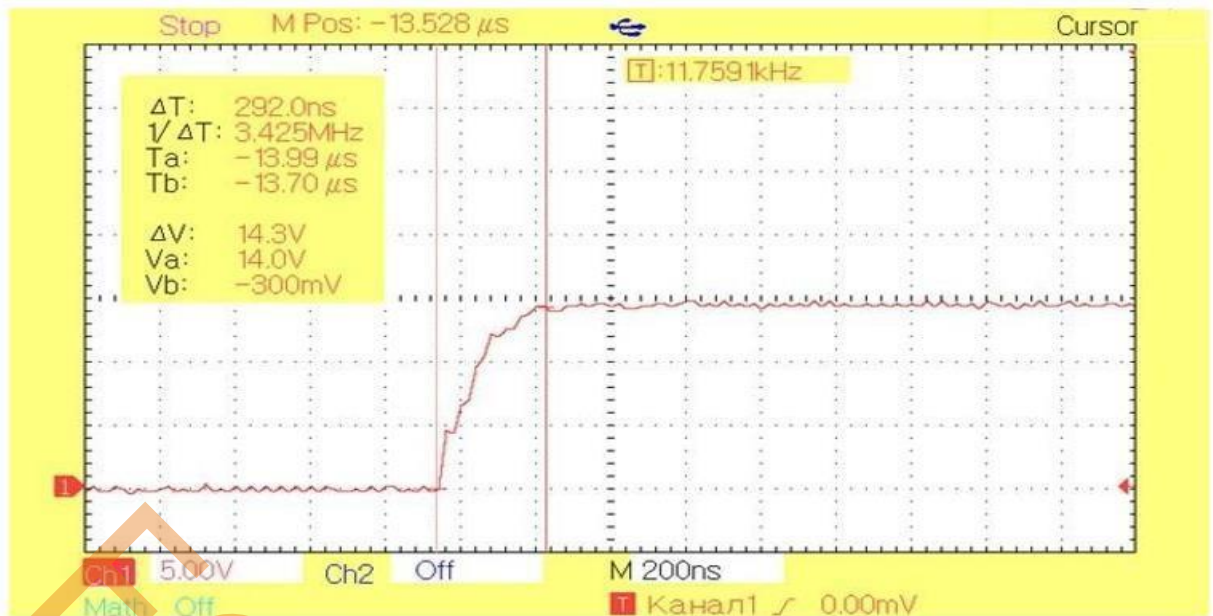


Рисунок 3.20 – Наростання сигналу на затворі силового ключа при використанні IR2117 (вертикальна вісь - напруга, 5 В/под; горизонтальна - час, 200 нс/под)



Рисунок 3.21 – Спад сигналу на затворі силового ключа при використанні IR2117 (вертикальна вісь - напруга, 5 В/под; горизонтальна - час, 200 нс/под)

3.2.3 Мікросхема-драйвер IR2110

Наступним кроком є перевірка роботи схеми з мікросхемою IR2110. Даний драйвер здатний забезпечити вихідний струм у розмірі 2 А.

У даній схемі $VDD = 5 \text{ В}$ є живленням логіки мікросхеми. Це дозволить подавати сигнал з мікроконтролера безпосередньо, не використовуючи перетворювач рівня логічної «1», як у випадку з IR2117. Для фільтрації живлення встановлені електролітичний конденсатор $C4$ ємністю 22 мкФ і керамічний $C5$ ємністю 100 нФ. $VCC = 10 \text{ В}$ – напруга, що подається на бутстрепний конденсатор. Бутстрепний діод і конденсатор використовуються такі ж, як у варіанті з IR2117, але опір резистора затвора необхідно перевизначити. Схема наведена нижче (Рисунок 3.22).

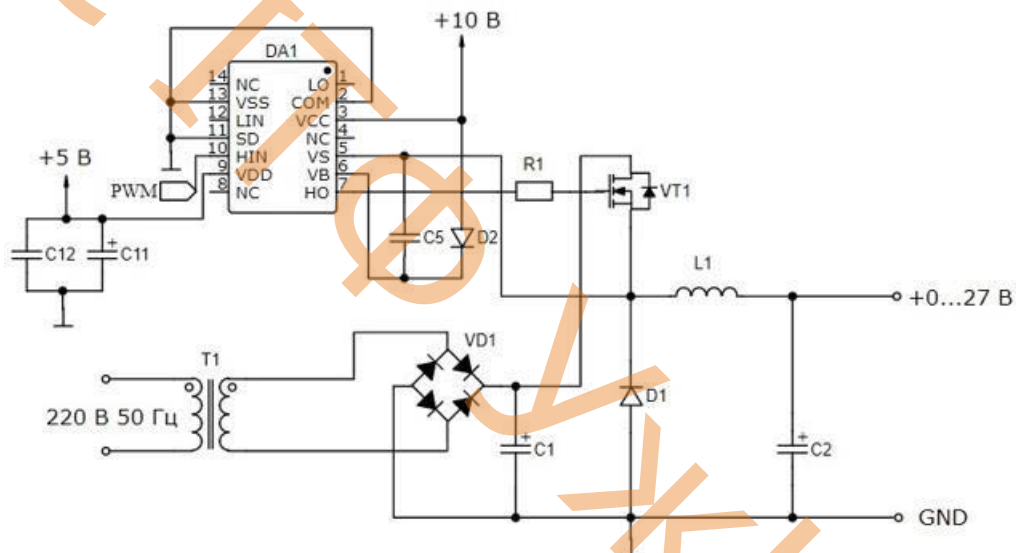


Рисунок 3.22 – Схема з застосуванням драйвера IR2110

Виходячи з максимального вихідного струму мікросхеми $I_{out} = 2 \text{ А}$, значення опору затворного резистора не повинно бути меншим за:

$$R_g = \frac{10}{2} = 5 \text{ Ом.} \quad (3.34)$$

Потужність, що виділяється на резисторі такого номіналу, становитиме:

$$P_{Rg} = 13 \cdot 10^{-9} \cdot 10 \cdot 31250 = 0.004 \text{ Вт.} \quad (3.35)$$

	Виконав				КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ	Арк.
	Керівник					52
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Результати застосування даної схеми на практиці наведені на рисунках нижче (Рисунок 3.23, Рисунок 3.24). Динамічні втрати на транзисторі становлять:

$$P_{VT_sw} = 0.22 \text{ Вт.} \quad (3.36)$$

В результаті перевірки схеми можна зробити висновок, що хоч схема і показала один із найкращих показників за значенням динамічних втрат на силовому транзисторі, дане рішення визнано нераціональним з тієї причини, що вище було розглянуто рішення з порівнянними втратами на силовому елементі при значно менших втратах на допоміжних елементах, а також таке, що вимагає менше фінансових витрат на компоненти.

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



Рисунок 3.23 – Наростання сигналу на затворі силового ключа при використанні IR2110 (вертикальна вісь - напруга, 5 В/под; горизонтальна - час, 200 нс/под)

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		53



Рисунок 3.24 – Спад сигналу на затворі силового ключа при використанні IR2110 (вертикальна вісь - напруга, 5 В/под; горизонтальна - час, 200 нс/под)

3.3 Зворотний зв'язок за напругою

Для реалізації функції регулювання за напругою необхідно ввести зворотний зв'язок, щоб мікроконтролер міг відстежувати дійсну напругу на навантаженні та регулювати шпаруватість імпульсів, що подаються на силовий ключ.

Аналоговий порт мікроконтролера здатний обробляти вхідну напругу від 0 В до опорної напруги. У нашому випадку опорна напруга $V_{ref} = 5$ В. Враховуючи, що на навантаженні напруга має регулюватися в діапазоні $V_{out} = 0 \div 27$ В, для забезпечення зворотного зв'язку необхідно використовувати резистивний дільник напруги. При цьому потрібно враховувати, що використовуваний у тестовому зразку трансформатор має амплітудну напругу вторинної обмотки $U_{in} = 40$ В. тому обмеження на максимальну вихідну напругу блока живлення буде встановлено в програмі. Однак для того щоб однозначно запобігти потраплянню на вхід АЦП напруги вище опорної, резистивний дільник необхідно розраховувати з урахуванням максимальної напруги живлення схеми.

Для того щоб розрахувати номінали резисторів R1 і R2, які складають дільник, необхідно отримати співвідношення їхніх величин залежно від вхідної та вихідної напруг. Якщо $V_{in(max)} = 40$ В, тоді $V_{out(max)} = 5$ В. Струм, що протікає через дільник, визначається за формулою:

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					54
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$I = \frac{V_{in(max)}}{R_1 + R_2} \quad (3.37)$$

Тоді вихідна напруга визначається як:

$$V_{out} = I \cdot R_2 \quad (3.38)$$

Тоді, враховуючи, що:

$$V_{out} = V_{in(max)} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.39)$$

Дане співвідношення справедливе для всіх напруг у діапазоні регулювання, тому отримуємо для R_1 і R_2 :

$$5 = 40 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.40)$$

$$5 \cdot (R_1 + R_2) = 40 \cdot R_2 \quad (3.41)$$

$$5 \cdot R_1 + 5 \cdot R_2 = 40 \cdot R_2 \quad (3.42)$$

$$5 \cdot R_1 = 35 \cdot R_2 \quad (3.43)$$

$$R_1 = 7 \cdot R_2 \quad (3.44)$$

Відповідно до технічного опису на мікроконтролер ATmega328P, сумарний опір резисторів не повинен перевищувати 10 кОм для досягнення максимальної точності вимірювання. Таким чином отримуємо:

$$R_1 + R_2 \leq 10 \text{ кОм} \Rightarrow 7 \cdot R_2 + R_2 \leq 10 \text{ кОм} \Rightarrow 8 \cdot R_2 \leq 10 \text{ кОм} \Rightarrow R_2 \leq 1250 \text{ Ом.} \quad (3.45)$$

З номінального ряду вибираємо найближчий за номіналом $R_2 = 1.2 \text{ кОм}$. Опір R_1 у такому випадку має становити:

$$R_1 = 7 \cdot R_2 = 7 \cdot 1200 = 8400 \text{ Ом.} \quad (3.46)$$

Найближчими до розрахованого значення є номінали 8.2 кОм і 9.1 кОм.

Приймаємо $R_1 = 9.1 \text{ кОм}$, оскільки інакше напруга зворотного зв'язку при максимальній вхідній напрузі перевищить значення опорної напруги АЦП.

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		55

Підсумкова схема наведена нижче. На даній схемі кнопка SW1 передбачена для ввімкнення/вимкнення блока живлення, а кнопка SW2 – для переключення режиму регулювання: струм або напруга. Світлодіоди LED1 і LED2 служать для індикації поточного режиму роботи, а світлодіод LED3 при загорянні сигналізує про те, що в режимі стабілізації напруги вихідний струм перевищив поріг 95 % від максимального. Якщо струм перевищить максимально допустимий, то блок живлення автоматично переключиться в режим стабілізації струму. Змінні резистори R19 и R20 служать для встановлення бажаної напруги або струму на виході. RC-коло, що складається з резистора R18 і C3, – апаратний спосіб усунення брязкання контакту кнопки, це дозволить уникнути багаторазового реєстрування натискання, а відповідно і переключення між режимами регулювання. Також після вхідного конденсатора встановлений параметричний стабілізатор для живлення напругою 5 В логічної частини схеми.

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		56

ВИСНОВКИ

У кваліфікаційній роботі бакалавра успішно розв'язано інженерне завдання з проєктування та дослідження цифрового лабораторного блока живлення (ЛБЖ) з двома режимами регулювання — струму та напруги.

На основі проведеного порівняльного аналізу архітектур вторинних джерел живлення обґрунтовано вибір імпульсного DC-DC перетворювача понижувального типу (Buck Converter). Така топологія забезпечує високий ККД пристрою (до 96 %) та мінімальні масогабаритні показники порівняно з лінійними аналогами. Для гарантування абсолютної безпеки оператора під час макетування та роботи, на вході схеми застосовано низькочастотний мережевий трансформатор, який виконує функцію гальванічної розв'язки та знижує напругу промислової мережі до безпечного рівня.

У ході виконання проєкту було отримано такі основні результати:

Проведено аналітичний розрахунок елементів силового каскаду під задані технічні вимоги ($U_{in} = 40 \text{ В}$ $I_{out} = 3 \text{ А}$, частота ШІМ $f = 31,25 \text{ кГц}$)

Визначено оптимальні параметри силового дроселя ($L \geq 355 \text{ мкГн}$) та вихідного Low ESR конденсатора фільтра ($C = 2200 \text{ мкФ}$), що забезпечує рівень високочастотних пульсацій напруги в межах 5 %.

Здійснено порівняльний аналіз драйверів керування затворним каскадом силового N-канального транзистора IRFZ24N на основі реальних осцилограм. Досліджено три ключові конфігурації: дискретний драйвер на MOSFET-компонентах, а також інтегральні мікросхеми IR2117 та IR2110. За критеріями енергетичної ефективності та мінімізації вартості елементної бази найкращим компромісним рішенням визнано каскад на логічному транзисторі IRLZ24N з оптимізованим дільником $R_1 = 100 \text{ Ом}$ $R_2 = 300 \text{ Ом}$. Це дозволило знизити статичні втрати на дільнику у 3 рази за збереження високої швидкодії комутації.

Розраховано прецизійну ланку зворотного зв'язку за напругою для підключення до АЦП мікроконтролера ATmega328P. З урахуванням обмеження вхідного імпедансу АЦП (до 10 кОм), затверджено номінали резисторів дільника $R_1 = 9,1 \text{ кОм}$ та $R_2 = 1,2 \text{ кОм}$.

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					57
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Розроблено повну принципову електричну схему пристрою, яка об'єднує силовий модуль, обчислювальне ядро Arduino Uno, цифрову систему відображення телеметрії, органи керування та вузли параметричного захисту від перевантажень і брязкання контактів.

Впроваджені алгоритми мікроконтролерного керування забезпечують гнучке налаштування вихідних параметрів та автоматичне перемикання між режимами стабілізації струму й напруги при досягненні критичних режимів роботи. Графічну і конструкторську документацію проєкту успішно виконано за допомогою сучасних інженерних САПР. Створений лабораторний зразок повністю відповідає критеріям технічного завдання і готовий до практичної експлуатації.

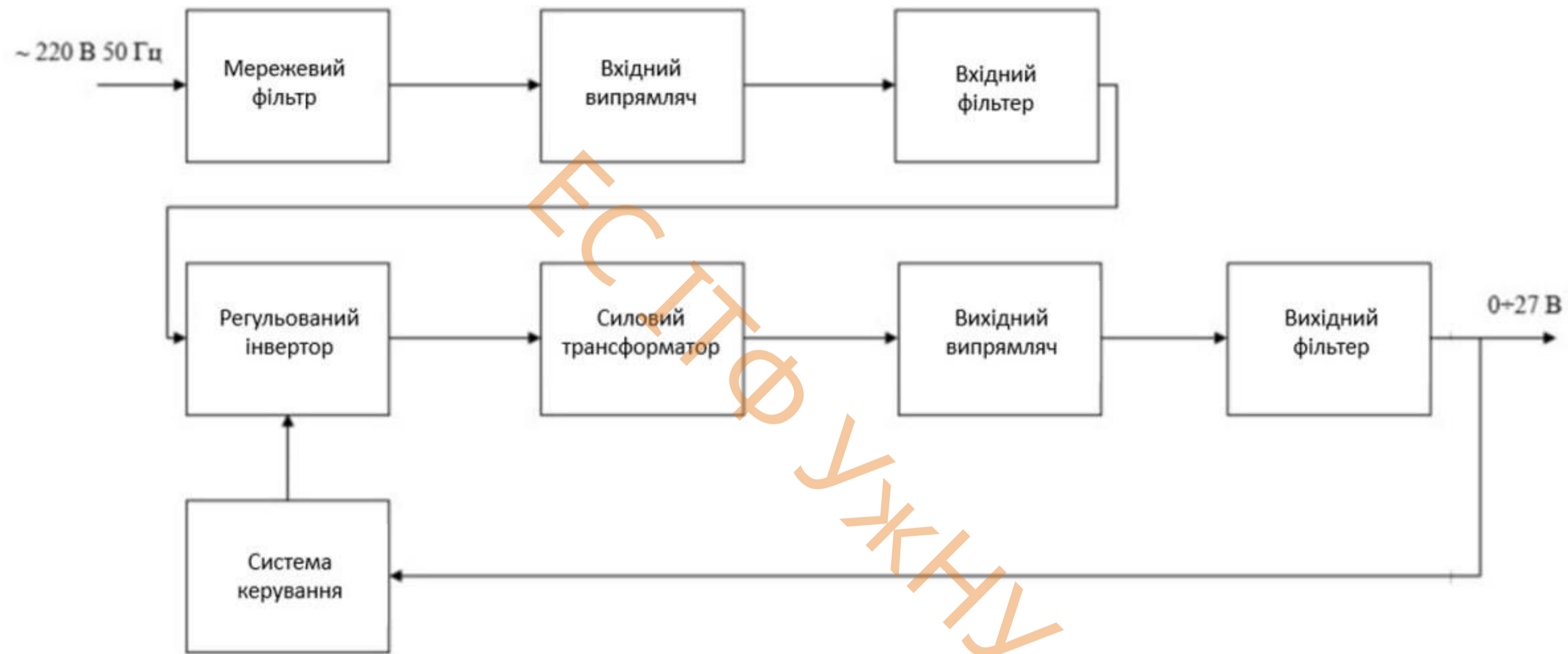
ПРОЄКТ

	Виконав				<i>КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ</i>	Арк.
	Керівник					58
<i>Вим.</i>	<i>Арк.</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>		

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Бас А. А., Козелецький В. П., Тимчук В. О. Силова електроніка: підручник для студ. вищ. навч. закл. Київ: Каравела, 2019. 432 с.
2. Заяць Т. М. Методичні вказівки до виконання кваліфікаційних робіт бакалавра для студентів спеціальності 171 «Електроніка». Ужгород: ДВНЗ «УжНУ», 2024. 48 с.
3. Мельник О. В., Бойко Ю. М. Мікроконтролерні системи керування пристроями силової електроніки. Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2021. 288 с.
4. Руденко В. С., Ромашко В. Я., Морозов Ю. В. Проектування пристроїв силової електроніки: Навчальний посібник. Київ: ІСДО, 2017. 320 с.
5. Юркін І. М., Копча Л. С. Напівпровідникові компоненти інтегральних інверторів та драйверів керування. *Науковий вісник Ужгородського університету. Серія: Фізика*. 2025. № 57. С. 89–96.
6. Маляр А. В., Маляр В. С. Теоретичні основи електротехніки: Підручник. Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2022. 384 с.
7. Ткаченко О. О. Комп'ютерне проектування електронних засобів у середовищі САПР. Харків: ХНУРЕ, 2020. 216 с.
8. Бойко В. С., Бойко В. В. Схемотехніка електронних систем: У 3-х кн. Кн. 2: Цифрова схемотехніка. Київ: Вища школа, 2018. 415 с.
9. Erickson R. W., Maksimovic D. *Fundamentals of Power Electronics*. 3rd ed. Springer, 2020. 1023 p.
10. Mohan N., Undeland T. M., Robbins W. P. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. 3rd ed. Hoboken: John Wiley & Sons, 2003. 824 p.
11. Rashid M. H. *Power Electronics Handbook*. 4th ed. Butterworth-Heinemann, 2018. 1496 p.
12. Pressman A., Billings K., Taylor T. *Switching Power Supply Design*. 3rd ed. McGraw-Hill Education, 2019. 880 p.
13. Kazimierczuk M. K. *Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters*. 2nd ed. Wiley, 2021. 544 p.
14. International Rectifier. *HV Floating MOS-Gate Driver ICs. Application Note AN-978*. URL: <https://www.infineon.com> (дата звернення: 12.02.2026).
15. Microchip Technology Inc. *ATmega328P 8-bit AVR Microcontroller with 32K Bytes In-System Programmable Flash. Datasheet*. URL: <https://www.microchip.com> (дата звернення: 20.02.2026).
16. Texas Instruments. *Understanding Buck Power Stages in Switch-Mode Power Supplies. Application Report*. URL: <https://www.ti.com> (дата звернення: 05.03.2026).
17. STMicroelectronics. *AN4070: Voltage and current sensing in buck converters*. URL: <https://www.st.com> (дата звернення: 18.03.2026).

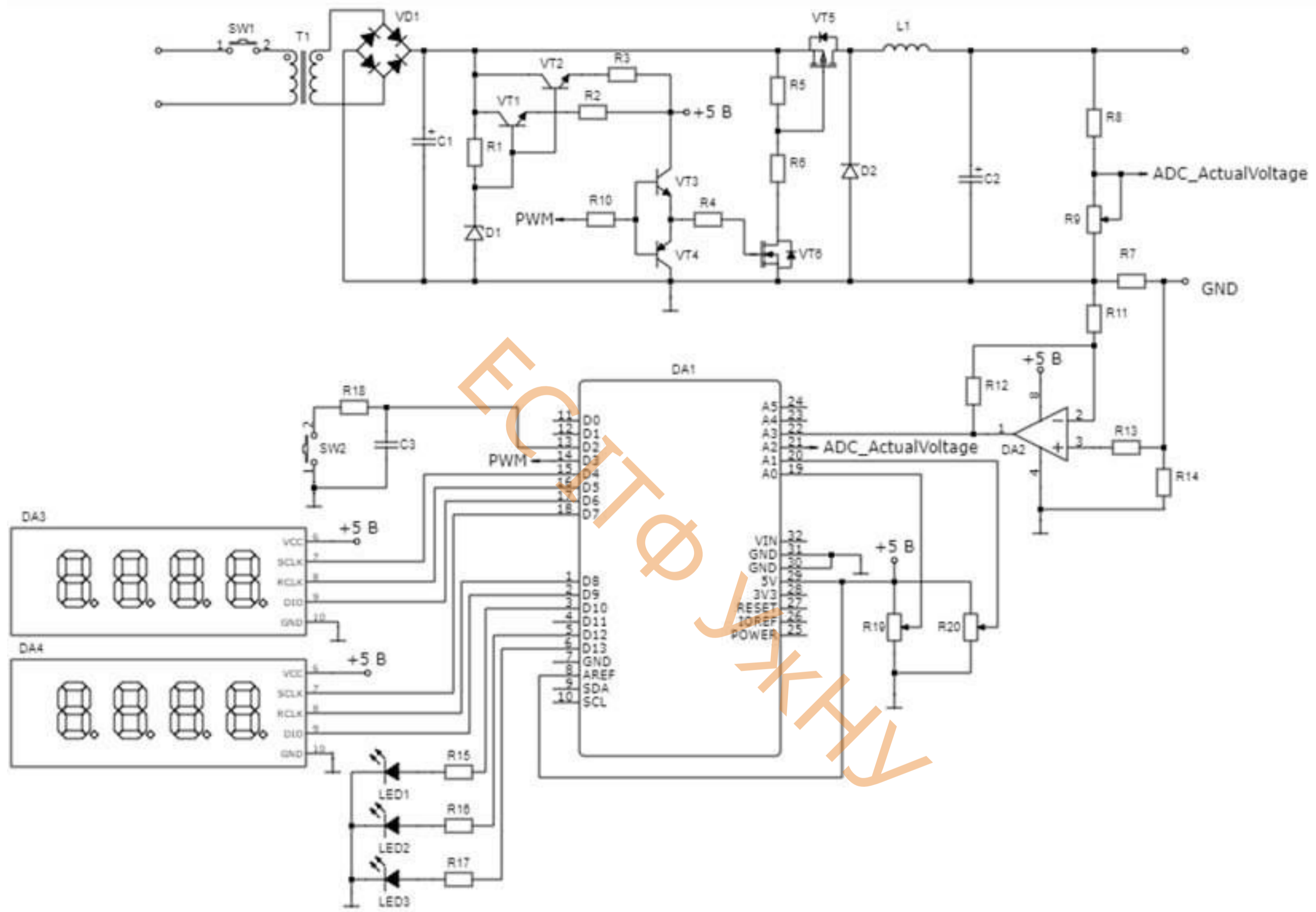
	Виконав				КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ	Арк.
	Керівник					
Вим.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		59



					КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ		
Зм. Арк.	№ докум.	Пізн.	Дата		Контроль	Арх.	Автомат.
Розроб.	Сави А.С.				Г		Г
Перевір.	Зачь Т.М.						
№ копії					КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ		
Затв.							

КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ

Центр досліджень
блок живлення



				КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ			
Эк. Арх.	№ докум.	План.	Заяв.	Испр.	Арх.	Автом.	
Разроб.	Сави А.С.						
Провер.	Завья Т.М.						
№ катр.							
Заяв.							
				Цифровой лабораторный блок питания			
				КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ			

Поз. позначення	Найменування	Кіл.	Примітки
	<u>Конденсатори</u>		
C1, C2,C3	C1 — ЕСАР К50-35 - 10000 мкФ C2 — ЕСАР К50-35 - 1000 мкФ C3 — К50-17Б - 0,1 мкФ	3	
	<u>Резистори</u>		
R1	CF-25 (C1-4) - 1 кОм	1	
R2, R3	CF-25 (C1-4) - 5 Ом	2	
R4	CF-50 (C1-4) - 47 Ом	1	
R5	KNP-200 - 100 Ом	1	
R6	SQP-5 - 300 Ом	1	
R7	SMD 2512 - 0,1 Ом	1	
R8	CF-25 (C1-4) - 1,2 кОм	1	
R9	СП5-2ВВ - 10 кОм	1	
R10	CF-25 (C1-4) - 200 Ом	1	
R11, R13	CF-25 (C1-4) - 1 кОм	2	
R12, R14	CF-25 (C1-4) - 10 кОм	2	
R15, R16	CF-25 (C1-4) - 300 Ом	2	
R17	(Позиція порожня на зображенні)	1	
КРБ.ЕС. 10314671.001.ПЗ			
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис
Розробив	Копча Л.С.		
Перевірів	Заяць Т. М.		
Т/Контр.			
Н/Контр.	Патт О.В.		
Затвердив	Заяць Т. М.		
Цифровий лабораторний блок живлення		Літера	Аркуш
		У	1
		Аркушів	
		1	
		УжНУ, ІТФ	
		4 курс, гр. ЕС	

Додаток 2.

ДОВІДКА
про результати перевірки на унікальність
кваліфікаційної, навчальної (курсової) роботи

Автор роботи	Котла Леонід Сергійович
Назва роботи	Цифровий лабораторний бюк числення
Спеціальність	171 Електроніка
Курс	4
Факультет	Менеджерно-технічний
Кафедра	Електронні системи
Керівник роботи	Заяць Тарас Михайлович
Роботу перевірено в програмі	
Додано до бази даних	
Ідентифікаційний номер роботи	
Результати перевірки	
Показник унікальності тексту через перевірку роботи у внутрішній базі кафедри ЕС ІТФ ДНВЗ УжНУ	99.5
Показник унікальності тексту в мережі Інтернет	

Відповідальна особа/
Науковий керівник роботи

Заяць Т. М.
(прізвище, ініціали)

18.06.26
Дата


Підпис

Додаток 1

Завідувачу кафедри ЕС ІТФ ДНВЗ УжНУ

к.т.н. Зячків Тарас Михайлович

Студента (-ки) 4 курсу
спеціальності 171 Електроніка
Котла І.С.
(прізвище, ініціали)

ЗАЯВА

щодо самостійного виконання
навчальної/кваліфікаційної роботи здобувачем освіти

Я, Котла Ірина Сергійівна
(прізвище, ім'я, по батькові),

Студент(-ка) дочка, Івано-Франківський, 4
(форма навчання, факультет, курс)

заявляю: моя письмова робота на тему: Цифровий лабораторний
блок живлення

виконана самостійно і в ній не міститься елементів плагіату.

Всі запозичення з друкованих та електронних джерел, а також із захищених раніше робіт мають відповідні посилання. Я ознайомлений(а) з діючим Положенням, згідно з яким виявлення плагіату є підставою для відмови в допуску навчальної/кваліфікаційної роботи до захисту та притягнення до академічної відповідальності.

18.06.2026
Дата

[Підпис]
Підпис



i Метадані

ДОКУМЕНТ

Заголовок

2026_КБР_КОПЧІ Л.С. (2) (2)

Автор

Леонід Копча

Науковий керівник / Експерт

Ігор Михайлович Юркін

ІД документу

334337835

ОРГАНІЗАЦІЯ

Назва організації

Uzhhorod National University

підрозділ

Department

ЗВІТ

Дата звіту

6/16/2026

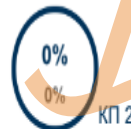
Дата редагування

Обсяг знайдених подібностей

Коефіцієнт подібності визначає, який відсоток тексту по відношенню до загального обсягу тексту було знайдено в різних джерелах. Зверніть увагу, що високі значення коефіцієнта не автоматично означають плагіат. Звіт має аналізувати компетентна / уповноважена особа.

**25**

Довжина фрази для коефіцієнта подібності 2

**5382**

Кількість слів

**46143**

Кількість символів