

# КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

бакалавр

(назва освітнього ступеня)

на тему: Індукційний нагрівач з функцією дистанційного керування та моніторингу

Виконав: студент 4 курсу, групи РАзс-41

спеціальності 172 «Електронні комунікації та радіотехніка»

(шифр і назва спеціальності)

Волянчук В.О.  
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник Паляниця Ю.Б.  
(підпис) (прізвище та ініціали)

Нормоконтроль Хвостівська Л.В.  
(підпис) (прізвище та ініціали)

Завідувач кафедри Дунець В.Л.  
(підпис) (прізвище та ініціали)

Рецензент \_\_\_\_\_  
(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 радіотехнічних систем  
(повна назва кафедри)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Дунець В.Л.  
(підпис) (прізвище та ініціали)

«28» квітня 2026 р.

**ЗАВДАННЯ  
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ**

на здобуття освітнього ступеня бакалавр  
(назва освітнього ступеня)

за спеціальністю 172 Електронні комунікації та радіотехніка  
(шифр і назва спеціальності)

Студенту Волянюку Владиславу Олександровичу  
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Індукційний нагрівач з функцією дистанційного керування та моніторингу

Керівник роботи Паляниця Юрій Богданович, к.т.н., доц. кафедри РТ  
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

Затверджені наказом ректора від «28» квітня 2026 року № 4/9-197.

2. Термін подання студентом завершеної роботи 18 червня 2026 р.

3. Вихідні дані до роботи потужність навантаження 1 кВт; напруга живлення 220 В  $\pm$ 10 %; частота мережі живлення 50 Гц; вихідна напруга тиристорного регулятора від 10 В до 220 В; час виходу на робочий режим не більше 5 с; споживана потужність не більше 10 Вт.

4. Зміст роботи (перелік питань, які потрібно розробити)

РОЗДІЛ 1. ОСНОВНА ЧАСТИНА

РОЗДІЛ 2. БЕЗПЕКА ЖИТТЄДІЯЛЬНОСТІ, ОСНОВИ ОХОРОНИ ПРАЦІ

ВИСНОВКИ

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

ДОДАТКИ

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

1. Структурна схема

2. Схема електрична принципова

3. Креслення друкованої плати

4. Складальне креслення друкованого вузла

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Безпека життєдіяльності	д.т.н., професор кафедри МТ Барановський В.М.		
Основи охорони праці	к.т.н., доцент кафедри МТ Гурик О.Я.		

7. Дата видачі завдання 28.04.2026 р.

**КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН**

№ з/п	Назва етапів роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1.	Розробка та затвердження технічного завдання	28.04.2026 – 29.04.2026	Виконано
2.	Аналіз технічного завдання, підбір бібліографічних матеріалів, необхідних для виконання роботи	30.04.2026 – 03.05.2026	Виконано
3.	Розробка структурної схеми приладу	04.05.2026 – 06.05.2026	Виконано
4.	Розробка електрично принципової схеми приладу	07.05.2026 – 10.05.2026	Виконано
5.	Розрахунок вузлів у схемі приладу	11.05.2026 – 14.05.2026	Виконано
6.	Вибір компонентної бази для розробленого приладу	15.05.2026 – 17.05.2026	Виконано
7.	Компоновка друкованого вузла	18.05.2026 – 21.05.2026	Виконано
8.	Створення допоміжної документації	22.05.2026 – 24.05.2026	Виконано
9.	Виконання розділу 1	25.05.2026 – 27.05.2026	Виконано
10.	Виконання розділу 2	28.05.2026 – 30.05.2026	Виконано
11.	Оформлення пояснювальної записки	31.05.2026 – 01.06.2026	Виконано
12.	Нормоконтроль	02.06.2026	Виконано
13.	Перевірка кваліфікаційної роботи на плагіат	03.06.2026	Виконано
14.	Попередній захист кваліфікаційної роботи	04.06.2026	Виконано
15.	Захист кваліфікаційної роботи	18.06.2026	

Студент

\_\_\_\_\_ (підпис)

Волянюк В.О.

\_\_\_\_\_ (прізвище та ініціали)

Керівник роботи

\_\_\_\_\_ (підпис)

Паляниця Ю.Б.

\_\_\_\_\_ (прізвище та ініціали)

## АНОТАЦІЯ

Тема кваліфікаційної роботи: «Індукційний нагрівач з функцією дистанційного керування та моніторингу». Кваліфікаційна робота бакалавра // Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії, група РАзс-41 // Тернопіль, 2026 р. // с.- 97, рис.- 17, табл.- 1, бібліогр.- 32, додат.- .

Ключові слова: ІНДУКЦІЙНЕ НАГРІВАННЯ, ДИСТАНЦІЙНЕ КЕРУВАННЯ, РЕГУЛЯТОР ПОТУЖНОСТІ, СИЛОВИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ, ФАЗОВЕ КЕРУВАННЯ, СИЛОВА ЕЛЕКТРОНІКА.

У роботі розглянуто основні етапи проектування індукційного нагрівача з функцією дистанційного керування та моніторингу. Виконано аналіз сучасних систем індукційного нагрівання, обґрунтовано вибір структурної та електричної ПС пристрою. Проведено розрахунок основних функціональних вузлів системи керування, ДЖ та силового перетворювача. Виконано аналіз режимів роботи елементів, обґрунтовано вибір елементної бази та конструктивного виконання пристрою. Проведено розрахунок надійності та визначено основні показники безвідмовності.

Результатом роботи є розроблений індукційний нагрівач з можливістю дистанційного керування та моніторингу, який забезпечує плавне регулювання потужності, контроль режимів роботи та підвищення ефективності процесу індукційного нагрівання. Запропоновані технічні рішення можуть бути використані під час створення промислових і лабораторних установок індукційного нагрівання різного призначення.

## ANNOTATION

Theme of the qualification work: "Induction heater with remote control and monitoring capabilities". Bachelor's qualification work // Ternopil Ivan Puluj National Technical University, Faculty of Applied Information Technologies and Electrical Engineering, group RAzs-41 // Ternopil, 2026 // p.- 97, fig.- 17, tabl.- 1, bibliog.- 32, annexes.- .

Keywords: INDUCTION HEATING, REMOTE CONTROL, POWER CONTROLLER, POWER CONVERTER, PHASE CONTROL, POWER ELECTRONICS.

The qualification work considers the main stages of designing an induction heater with remote control and monitoring functions. An analysis of modern induction heating systems has been carried out, and the selection of the structural and electrical schematic diagrams of the device has been substantiated. The main functional units of the control system, power supply unit, and power converter have been calculated. The operating modes of the electronic components have been analyzed, and the choice of the component base and mechanical design has been justified. Reliability calculations have been performed, and the main reliability indicators have been determined.

An induction heater with remote control and monitoring capabilities has been developed. The proposed device provides smooth power regulation, operating mode supervision, and improved efficiency of the induction heating process. The developed technical solutions can be applied in the design of industrial and laboratory induction heating installations for various purposes.

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ

- ГІ – Гальванічна ізоляція.
- ГМ – Гальванічна металізація.
- ГН – Гальванічне нарощування.
- ГО – Гальванічне осадження.
- ГП – Гальванічний процес.
- ГР – Гальванічна розв’язка.
- ГС – Гальванічна стабілізація.
- ДЖ – Джерело живлення.
- ЕК – Електролітичний конденсатор.
- ЕРЕ – Електрорадіоелемент.
- ІМС – Інтегральна мікросхема.
- МЖ – Мережа живлення.
- МК – Мікроконтролер.
- НЖ – Напруга живлення.
- ПК – Персональний комп’ютер.
- ПС – Принципова схема.
- РМ – Робоча мережа.
- РЧ – Робоча частота.
- СЕП – Схема електрична принципова.
- ШЖ – Шина живлення.

## ЗМІСТ

Вступ.....	7
РОЗДІЛ 1. ОСНОВНА ЧАСТИНА .....	9
1.1. Аналіз технічного завдання .....	9
1.1.1. Обґрунтування актуальності теми.....	9
1.1.2. Аналіз інформації.....	20
1.2. Проектування схемотехнічне.....	22
1.2.1. Розроблення й розрахунок структурної схеми виробу .....	22
1.2.2. Проектування та розрахунок ЕЗ.....	24
1.2.3. Вибір та обґрунтування елементної бази .....	67
1.3. Проектування конструкторське.....	72
1.3.1. Розроблення компоновання й конструкції ДВ.....	72
1.3.2. Оптимізація компоновання ДВ.....	74
1.3.3. Розрахунок та забезпечення вимог щодо надійності .....	78
1.4. Висновки до розділу 1 .....	85
РОЗДІЛ 2. БЕЗПЕКА ЖИТТЄДІЯЛЬНОСТІ, ОСНОВИ ОХОРОНИ ПРАЦІ ...	87
2.1. Фізіологічний вплив факторів існування на життєдіяльність людини .	87
2.2. Особливості заходів електробезпеки на підприємствах .....	89
2.3. Висновок до розділу 2 .....	91
ВИСНОВКИ.....	92
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	94
ДОДАТКИ	

<b>ВВО 2.008.001 ПЗ</b>				
<i>Змн.</i>	<i>Арк.</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>
<i>Розроб.</i>		<i>Волянюк В.О.</i>		
<i>Перевір.</i>		<i>Паляниця Ю.Б.</i>		
<i>Рецензент</i>		<i>Дедів Л.С.</i>		
<i>Н. Контр.</i>		<i>Хвостівська Л.В.</i>		
<i>Затверд.</i>		<i>Дунець В.Л.</i>		
<i>Індукційний нагрівач з функцією дистанційного керування та моніторингу</i> <i>Пояснювальна записка</i>				
		<i>Літ.</i>	<i>Арк.</i>	<i>Аркушів</i>
			6	97
<i>ТНТУ, ФПТ, каф. РТ, гр. РАЗс-41, м. Тернопіль</i>				

## ВСТУП

Сучасний розвиток електронних технологій та енергетики визначає зростання вимог до ефективності, безпеки та зручності експлуатації електротермічного обладнання. Індукційний нагрів широко застосовується у різних галузях промисловості та побуті завдяки високій швидкості процесу, відсутності прямого контакту з нагрівальним елементом і можливості точного регулювання температури. Однак традиційні нагрівальні системи часто позбавлені гнучкості в керуванні та не дозволяють оператору контролювати процес на безпечній відстані. У зв'язку з цим актуальним є створення пристроїв які поєднують високоефективне перетворення енергії з можливостями дистанційного керування та моніторингу параметрів роботи. Більшість доступних промислових рішень або мають надмірну вартість або володіють складною архітектурою що обмежує їх застосування в умовах малих підприємств та приватних майстерень. Тому розроблення індукційного нагрівача з інтегрованою функцією дистанційної взаємодії є важливою інженерною задачею що дозволяє підвищити безпеку та ергономічність використання обладнання [19].

Основою розроблюваного пристрою є тиристорний регулятор потужності з аналоговою системою керування що забезпечує плавне регулювання середнього значення випрямленої напруги на навантаженні. Використання двоканального операційного підсилювача LM358P дозволяє сформувати опорний сигнал та реалізувати контур регулювання з високою точністю. Наявність ГР на базі оптрона МОС3022М гарантує електричну ізоляцію між низьковольтною схемою керування та силовою частиною побудованою на потужних тиристорах VT152X та діодах ВУС60W. Така архітектура забезпечує надійний захист оператора та стабільну роботу пристрою в широкому діапазоні навантажень завдяки застосуванню захисних варисторів та демпферних RC ланцюгів. Додаткове впровадження функцій

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						7
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

дистанційного керування та моніторингу розширює експлуатаційні можливості нагрівача дозволяючи змінювати режими роботи та спостерігати за станом системи без необхідності фізичного присутності біля приладу.

Метою кваліфікаційної роботи є розроблення індукційного нагрівача з функцією дистанційного керування та моніторингу що задовольняє сучасним вимогам до енергоефективності надійності та безпеки експлуатації. Для досягнення поставленої мети передбачено розв'язання комплексу завдань. Перш за все необхідно провести аналіз існуючих методів індукційного нагріву та принципів побудови систем керування ними. Наступним кроком є обґрунтування вибору тиристорного регулятора з аналоговим керуванням як основи силового перетворювача та розроблення структурної і електричної ПС пристрою. Далі вимагається виконати схемотехнічне проектування розрахунок параметрів складових вузлів та вибір сучасної елементної бази з урахуванням вимог до масогабаритних показників і собівартості. Окремим завданням є розроблення конструктивного виконання нагрівача та забезпечення безпеки його експлуатації включаючи питання ГР електромагнітної сумісності та захисту від аварійних режимів. Практичне значення роботи полягає у можливості впровадження розробленого пристрою в малих виробництвах ремонтних майстернях та побуті для виконання завдань термічної обробки металів загартування або плавлення при цьому дистанційне керування суттєво підвищує безпеку оператора та зручність робочого процесу.

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						8
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

# РОЗДІЛ 1. ОСНОВНА ЧАСТИНА

## 1.1. Аналіз технічного завдання

### 1.1.1. Обґрунтування актуальності теми

Індукційні нагрівачі широко застосовуються в промислових технологіях для термічної обробки металевих деталей, включаючи паяння, плавлення кольорових металів, загартування поверхонь та монтажні-демонтажні операції у машинобудуванні. Основу їх роботи складає явище електромагнітної індукції, при якому змінне магнітне поле індуктора збуджує вихрові струми Фуко в електропровідному матеріалі. Такий механізм забезпечує безконтактну передачу теплової енергії безпосередньо до оброблюваного об'єкта, що дозволяє досягти значно вищої енергетичної ефективності та більш точного керування тепловим режимом порівняно з традиційними методами нагріву [1].

Резистивний нагрів базується на перетворенні електричної енергії в теплову через електричний опір нагрівальних елементів у конструкції печі або безпосередньо у матеріалі. Такий підхід характеризується простотою обладнання та стабільністю температурних режимів, проте менш придатний для локалізованої обробки металевих деталей через обмежену швидкість нагріву.

Полум'яний нагрів передбачає передачу теплової енергії через пряме контактування або випромінювання газового полум'я. Цей метод отримав поширення завдяки низькій вартості палива та простоті реалізації, однак позначається складністю досягнення точного температурного контролю та ризиком окиснення оброблюваної поверхні.

Індукційна технологія переважає як за ефективністю енергозбереження, так і за можливістю забезпечення локалізованого прецизійного нагріву в сучасному виробництві [13]. На ринку представлені технічні рішення різних

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						9
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

виробників, серед яких виділяються системи компаній Ambrell, EFD Induction, Ajax Tocco Magnethermic, SKF, Termit, Miller Electric, Sinac, Reltec, Interpower Induction, Ultraflex Power Technologies, Himmelwerk та GH Induction.

Індукційний нагрівач Ambrell ЕКОНЕАТ є промисловою системою із потужністю від 15 до 150 кВт та РЧ від 1 до 35 кГц. Пристрій призначений для загартування, відпалу, паяння та пресування металевих деталей в автоматизованих виробничих лініях. Система оснащена мікропроцесорним блоком керування з сенсорним дисплеєм, який забезпечує програмування профілів нагрівання, контроль температури у реальному часі та зберігання до 100 технологічних програм. Зовнішній вигляд системи ЕКОНЕАТ наведено на рис. 1.1.



Рисунок 1.1 – Індукційний нагрівач Ambrell ЕКОНЕАТ

Керування системою ЕКОНЕАТ здійснюється через вбудований ПЛК із підтримкою інтерфейсів Ethernet, RS-232 та Profibus, що дозволяє інтегрувати нагрівач у складі автоматизованих ліній. Передбачена функція дистанційного моніторингу параметрів процесу через мережу підприємства з відображенням поточної потужності, струму інвертора та температури охолоджувальної рідини. Продуктивність системи забезпечується застосуванням IGBT-інвертора з РЧ комутації до 100 кГц та рідинним охолодженням силового блоку [20]. Система підтримує підключення пірометрів та термопар типу К і J для реалізації замкнутого контуру регулювання температури нагрівання із

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						10
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

точністю до  $\pm 2$  °С, що робить її придатною для прецизійних технологічних процесів.

Система EFD Induction Minac є компактним настільним індукційним нагрівачем потужністю від 6 до 18 кВт, призначеним для паяння, загартування та нагрівання невеликих деталей в умовах дрібносерійного виробництва та ремонтних майстерень. Пристрій виконано у корпусі настільного типу із вбудованим водяним охолодженням та знімним індукційним інструментом. Панель керування передбачає регулювання потужності у діапазоні 10-100 % та встановлення таймера нагрівання. Зовнішній вигляд Minac наведено на рис. 1.2.



Рисунок 1.2 – Індукційний нагрівач EFD Induction Minac

Особливістю конструкції Minac є модульна система змінних індукторів різної геометрії, що дозволяє швидко переналагоджувати пристрій під різні типи деталей без спеціального інструменту. Система захисту передбачає термічне реле охолоджувальної рідини, захист від перевантаження за струмом та контроль НЖ. Завдяки компактним габаритам та масі близько 35 кг пристрій може переміщуватися між робочими місцями виробничої дільниці.

Ajax Tocco Magnethermic випускає широку лінійку промислових індукційних нагрівачів серії Statitron для поверхневого загартування та наскрізного нагрівання виробів із чорних та кольорових металів. Потужність систем серії становить від 25 до 3000 кВт, РЧ охоплює діапазон від 1 до 400 кГц залежно від модифікації. Системи оснащені PLC-керуванням із

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		11

можливістю підключення до SCADA-систем підприємства, архівуванням технологічних параметрів та дистанційною діагностикою через промисловий інтерфейс. Структурну схему системи Statitron наведено на рис. 1.3.



Рисунок 1.3 – Структурна схема системи Ajax Tocco Statitron

Блок керування серії Statitron підтримує протоколи DeviceNet та EtherNet/IP, що забезпечує повну сумісність із промисловими мережами автоматизації провідних виробників ПЛК, зокрема Allen-Bradley та Siemens. Вбудована система самодіагностики формує коди несправностей та передає їх на пульт оператора або до системи верхнього рівня керування виробництвом. Застосування тиристорних перетворювачів у силовій частині систем нижнього частотного діапазону та IGBT-інверторів у модифікаціях середньої та високої частоти забезпечує широкий вибір рішень для різних технологічних застосувань.

Нагрівач підшипників SKF T1H 030M є спеціалізованим пристроєм потужністю 2 кВт, призначеним для безпечного нагрівання підшипників кочення, зубчастих коліс та інших деталей із внутрішнім отвором перед їх запресуванням на вал. Принцип роботи базується на нагріванні деталі як однотактного трансформатора із замкнутим магнітопроводом. Пристрій забезпечує автоматичне досягнення заданої температури нагрівання від 80 до 220 °C із точністю  $\pm 5$  °C та автоматичне розмагнічування деталі після нагрівання. Зовнішній вигляд T1H 030M наведено на рис. 1.4.

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						12
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		



Рисунок 1.4 – Нагрівач підшипників SKF TH 030M

Температурний датчик пристрою виконано у вигляді виносного щупа, що встановлюється безпосередньо на деталь. Після досягнення заданої температури подається звуковий сигнал і нагрівання автоматично припиняється, що унеможливорює перегрів підшипника та пов'язану із цим зміну структури матеріалу сепаратора й тіл кочення. Пристрій живиться від мережі 220 В, має масу близько 5,5 кг та оснащений вбудованою ручкою для перенесення, що робить його зручним для застосування безпосередньо на робочому місці монтажника.

Портативний індукційний нагрівач Miller Electric Proheat 35 є мобільним пристроєм потужністю 35 кВт, орієнтованим на використання у польових умовах для підігріву зварювальних з'єднань трубопроводів, ємностей та конструкційних елементів перед зварюванням та після нього. Система забезпечує рівномірний нагрів складних геометричних форм завдяки гнучкому кабельному індуктору. Блок керування оснащений цифровим регулятором температури з підтримкою термопар типу К та J, а також функцією запису профілю нагрівання на карту пам'яті. Зовнішній вигляд Proheat 35 наведено на рис. 1.5.

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						13
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		



Рисунок 1.5 – Портативний нагрівач Miller Electric Proheat 35

Система Proheat 35 підтримує одночасне підключення до восьми термопар для контролю розподілу температури по периметру зварного з'єднання, що є обов'язковою вимогою при термічному обробленні трубопроводів відповідно до стандарту ASME B31.3. Реєстратор температурних профілів забезпечує збереження даних із можливістю їх подальшого перенесення на ПК для формування виробничих звітів. Гнучкий кабельний індуктор витримує багаторазове намотування та перегинання і виконаний із термостійкої ізоляції, придатної для роботи при температурах до 260 °С.

Індукційний нагрівач Termit ELTOP-16 є вітчизняним промисловим рішенням потужністю 16 кВт та РЧ 30-80 кГц. Пристрій призначений для загартування, відпалу та нагрівання деталей машинобудівного виробництва. Блок керування виконано на базі мікроконтролера (МК) із семисегментною індикацією та кнопковою панеллю встановлення режимів. Особливістю є наявність виходу аналогового сигналу 4-20 мА для підключення до зовнішніх систем автоматизації та підтримки інтерфейсу RS-485. Зовнішній вигляд ELTOP-16 наведено на рис. 1.6.

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						14
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		



Рисунок 1.6 – Індукційний нагрівач Termit ELTOP-16

Система захисту ELTOP-16 включає термічний захист силових транзисторів, контроль НЖ та захист від неузгодженості резонансного контуру при відсутності навантаження або його неправильному підключенні. Охолодження силового блоку здійснюється примусовою циркуляцією повітря від вбудованого вентилятора, що спрощує експлуатацію порівняно із системами рідинного охолодження та знижує вимоги до інфраструктури виробничої дільниці. Пристрій виконано у металевому корпусі з ступенем захисту IP20 та розрахований на встановлення у закритих виробничих приміщеннях.

Побутовий індукційний нагрівач на базі мікросхеми ZVS є найпоширенішим у класі саморобних та малосерійних рішень потужністю від 500 Вт до 2 кВт [14]. Схема базується на двотактному інверторі Розенберга із самозбудженням та резонансним LC-контуром [3]. Завдяки простоті схемотехніки та доступності компонентів такі пристрої широко застосовуються у навчальних лабораторіях, аматорських майстернях та для демонстраційних цілей. Типову схему ZVS-нагрівача наведено на рис. 1.7.

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						15
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

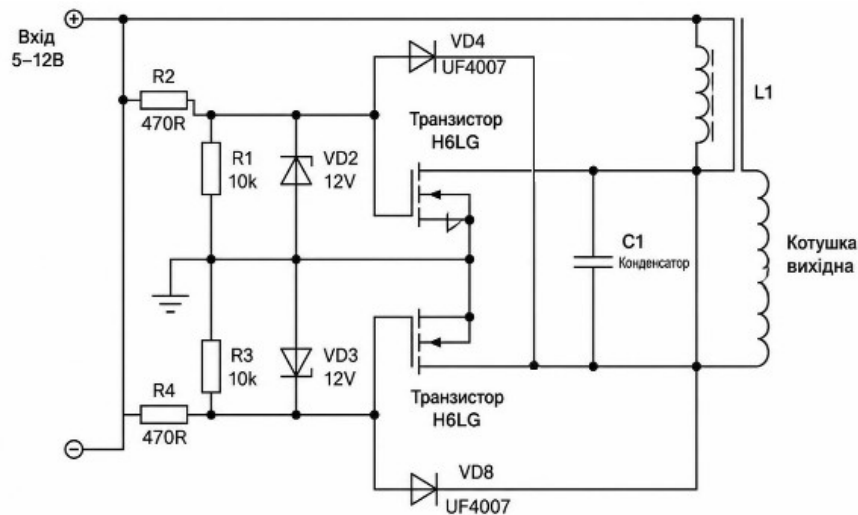


Рисунок 1.7 – Типова схема ZVS-інвертора індукційного нагрівача

Частота генерації ZVS-інвертора визначається параметрами резонансного LC-контур та автоматично встановлюється у точці резонансу при ввімкненні ДЖ [4]. Відсутність зворотного зв'язку за температурою, фіксована частота генерації, відсутність захисту від перевантаження та будь-яких функцій дистанційного керування суттєво обмежують функціональність таких пристроїв. Водночас низька собівартість виготовлення та простота повторення схеми зумовлюють їх поширення як навчальних макетів та демонстраційних установок для вивчення принципів індукційного нагрівання.

Sinac серії SH є лінійкою китайських промислових індукційних нагрівачів потужністю від 15 до 160 кВт для поверхневого загартування та наскрізного нагрівання. Системи серії оснащені IGBT-інвертором, рідинним охолодженням та цифровим блоком керування із сенсорним екраном. Підтримується дистанційне керування через інтерфейс Modbus RTU та зовнішній аналоговий вхід 0-10 В для регулювання потужності від зовнішнього ПЛК. Зовнішній вигляд нагрівача серії SH наведено на рис. 1.8.

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		16



Рисунок 1.8 – Індукційний нагрівач Sinac серії SH

Системи Sinac SH комплектуються вбудованим трансформатором узгодження індуктора, що спрощує підключення робочих котушок різного розміру без потреби у перерахуванні параметрів резонансного контуру. Сенсорний дисплей відображає поточну потужність, частоту інвертора, температуру охолоджувальної рідини та напругу ланки постійного струму. Захист системи включає контроль температури силових IGBT-модулів, тиску охолоджувальної рідини та НЖ.

Індукційний нагрівач Interpower Induction серії IHFD є пристроєм потужністю від 3 до 30 кВт із РЧ 50-400 кГц, призначеним для прецизійного паяння, плавлення та термічного оброблення у ювелірній та електронній промисловості. Система оснащена цифровим регулятором потужності з роздільністю 0,1 % та підтримує підключення оптичного пірометра для безконтактного вимірювання температури об'єкта нагрівання. Пристрій виконано у настільному корпусі з повітряним охолодженням та оснащений виносним індукційним пістолетом із змінними насадками для локального нагрівання. Зовнішній вигляд системи IHFD наведено на рис. 1.9.

					<b>ВВО 2.008.001 ПЗ</b>	Арк.
						17
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		



Рисунок 1.9 – Індукційний нагрівач Interpower Induction IHFD

Ultraflex Power Technologies випускає модульні індукційні нагрівальні системи серії Unipower потужністю від 1 до 500 кВт із можливістю паралельного з'єднання кількох модулів для досягнення більшої загальної потужності. Архітектура системи передбачає центральний блок керування та виносні силові модулі, що розміщуються безпосередньо біля індуктора, що дає змогу мінімізувати втрати у підвідних кабелях при роботі із великими індукторами. Підтримується повна програмна конфігурація через інтерфейс EtherNet та хмарний моніторинг через платформу UltraCloud із відображенням параметрів роботи у веб-браузері.

Himmelwerk HU є серією тиристорних середньочастотних нагрівачів потужністю від 100 до 3000 кВт із РЧ 500 Гц – 10 кГц для наскрізного нагрівання прутків, труб та заготовок перед куванням та гарячим штампуванням. Система оснащена автоматичним підстроюванням частоти інвертора під параметри навантаження при зміні температури та розмірів заготовки. Блок керування підтримує програмування технологічних профілів нагрівання із налаштуванням ступінчастого збільшення потужності для запобігання термічним ударам у крихких матеріалах.

GH Induction серії GH-AF є промисловими нагрівачами потужністю від 50 до 6000 кВт для термічного оброблення деталей авіаційної та автомобільної

					<b>ВВО 2.008.001 ПЗ</b>	Арк.
						18
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

промисловості. Системи оснащені автоматичним узгодженням з навантаженням, функцією самодіагностики та підтримкою стандарту Industry 4.0 для інтеграції у цифрові виробничі системи.

Блок керування GH-AF підтримує OPC UA протокол для обміну даними із системами MES та ERP рівня підприємства, що забезпечує повну простежуваність технологічного процесу та автоматичне формування виробничої документації. Передбачено дистанційне оновлення програмного забезпечення блоку керування та хмарне резервне копіювання параметрів технологічних програм.

Отже, аналіз наявних технічних рішень свідчить, що індукційні нагрівачі охоплюють надзвичайно широкий діапазон потужностей та функціональних можливостей, від простих ZVS-схем без будь-якого керування до промислових комплексів з повноцінною інтеграцією у SCADA-системи та хмарні платформи моніторингу рівня Industry 4.0. Промислові рішення верхнього цінового сегменту, зокрема системи Ambrell, Ajax Tocco, GH Induction та Ultraflex, оснащені розвиненими функціями дистанційного керування та моніторингу через цифрові промислові інтерфейси, однак характеризуються значною вартістю, складністю монтажу та надмірною функціональністю для задач малого та середнього виробництва. Системи середнього класу, зокрема EFD Induction Minac, Miller Proheat 35 та Reltec IH-5000, забезпечують прийнятний баланс між функціональністю та вартістю, проте також виходять за межі бюджету типового малого підприємства або навчальної лабораторії. Рішення нижнього цінового сегменту, зокрема ZVS-нагрівачі, позбавлені функцій автоматичного регулювання температури, захисту та дистанційного моніторингу. Таким чином, обґрунтовано доцільність розроблення індукційного нагрівача середньої потужності з функцією дистанційного керування та моніторингу, який поєднував би доступну вартість реалізації на базі сучасної МК елементної бази із достатнім

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		19

рівнем автоматизації технологічного процесу нагрівання для потреб малого виробництва, побуту та навчальних установ [9].

### 1.1.2. Аналіз інформації

Індукційний нагрівач із функцією дистанційного керування та моніторингу відноситься до напряму силової електроніки для промислового та побутового застосування. Пристрій підключається до мережі змінного струму 220 В та генерує високочастотні струми в індукційному контурі, тому його конструкція повинна відповідати вимогам електробезпеки класу захисту II, забезпечуючи надійну ГІ силових ланцюгів від кіл керування та інтерфейсних вузлів [26].

Експлуатація здійснюється згідно з ДСТУ ГОСТ 15150-82 за кліматичного виконання УХЛ 4.1 та ДСТУ ГОСТ 20790 із допустимим температурним діапазоном 10 до 40 °С, відносною вологістю до 80 % при 25 °С та атмосферним тиском  $750 \pm 30$  мм рт. ст [25].

Конструктивно пристрій повинен мати ергономічне компонування, сприятливе для монтажу та технічного обслуговування. Силу частину, що включає тиристорні ключі, конденсаторні фільтри та індуктивні елементи, необхідно відокремити від низьковольтних кіл керування з дотриманням норм щодо мінімальних зазорів між провідниками. Органи керування та індикатори розміщуються на передній панелі для забезпечення оперативного доступу та візуального контролю режимів роботи.

Функція дистанційного керування реалізується через WI-Fi модуль, що дозволяє віддалено контролювати параметри нагрівача та змінювати режими функціонування за допомогою персонального комп'ютера ПК або мобільного пристрою [15].

Надійність пристрою забезпечується вибором електрорадіоелементів (ЕРЕ) з мінімальною інтенсивністю відмов. Тиристорні та транзисторні ключі повинні мати коефіцієнт навантаження не більше 0,6-0,7 від паспортного

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						20
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

значення, що гарантує стабільність функціонування в умовах тривалої експлуатації..

Основні технічні характеристики пристрою, який є функціональним елементом індукційного нагрівача з дистанційним керуванням та моніторингом, мають відповідати таким параметрам:

- напруга живлення (НЖ) силової частини: 220 В (50 Гц);
- НЖ кіл керування: +12 В;
- діапазон регулювання потужності: 10-100 % від номінальної;
- споживана потужність у режимі холостого ходу: не більше 5 Вт;
- час встановлення робочого режиму: не більше 0,5 с.

До конструкції пристрою висуваються такі вимоги:

- маса: не більше 2,0 кг;
- габаритна довжина: не більше 200 мм;
- габаритна ширина: не більше 150 мм;
- габаритна висота: не більше 100 мм;
- конструкція повинна забезпечувати доступ до усіх ЕРЕ для виконання монтажу, контролю й технічного обслуговування.

Вимоги до надійності пристрою регламентуються ДСТУ ГОСТ 23145-82 та передбачають досягнення ймовірності безвідмовної роботи модуля не менше 0,9 з напрацюванням на відмову мінімально 10000 год. Мінімальний строк служби пристрою встановлено на рівні 5 років, тоді як тривалість безперервної роботи без перерви не повинна бути менше 8 год. Такі показники забезпечують придатність виробу для тривалої промислової експлуатації та надійність у критичних технологічних операціях.

З економічної точки зору конструкція повинна дотримуватися принципу раціонального збалансування функціональних можливостей, надійності та собівартості виготовлення. Зниження виробничих витрат становить важливу умову для забезпечення конкурентоспроможності пристрою на ринку засобів промислового нагріву та автоматизованих систем управління технологічними

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		21

процесами. Оптимальне співвідношення між якістю та вартістю дозволяє виробу завойовувати стійку позицію серед аналогічних розроблень та бути доступним для широкого спектру промислових користувачів.

Проектування індукційного нагрівача з дистанційним керуванням та моніторингом вимагає комплексного врахування умов експлуатації, конструктивного виконання, показників надійності, енергоспоживання, масогабаритних параметрів та економічної обґрунтованості. Послідовне дотримання усіх цих вимог гарантує відповідність пристрою його функціональному призначенню та забезпечує повноцінне задоволення потреб користувача в надійному та технологічному засобі термічної обробки металевих матеріалів.

## 1.2. Проектування схемотехнічне

### 1.2.1. Розроблення й розрахунок структурної схеми виробу

Розроблення структурної схеми індукційного нагрівача з функцією дистанційного керування та моніторингу передбачає визначення основних функціональних вузлів пристрою, встановлення взаємозв'язків між ними та вибір способів формування сигналів керування. На цьому етапі здійснюється аналіз маршрутів передавання інформації та енергії, узгодження низьковольтних кіл керування із силовими колами мережевої напруги, а також визначення принципів реалізації дистанційного контролю та змін режимів роботи пристрою. На основі технічних вимог до пристрою сформована структурна схема індукційного нагрівача, яка визначає основне призначення як регулювання потужності, що подається до індукційного нагрівального модуля, забезпечення стабільної роботи силової частини та реалізація зовнішнього керування. Така архітектура (на рис. 1.10.) створює умови для подальшого впровадження функцій віддаленого контролю параметрів роботи та розширення функціональних можливостей пристрою в процесі його розвитку та удосконалення.

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						22
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

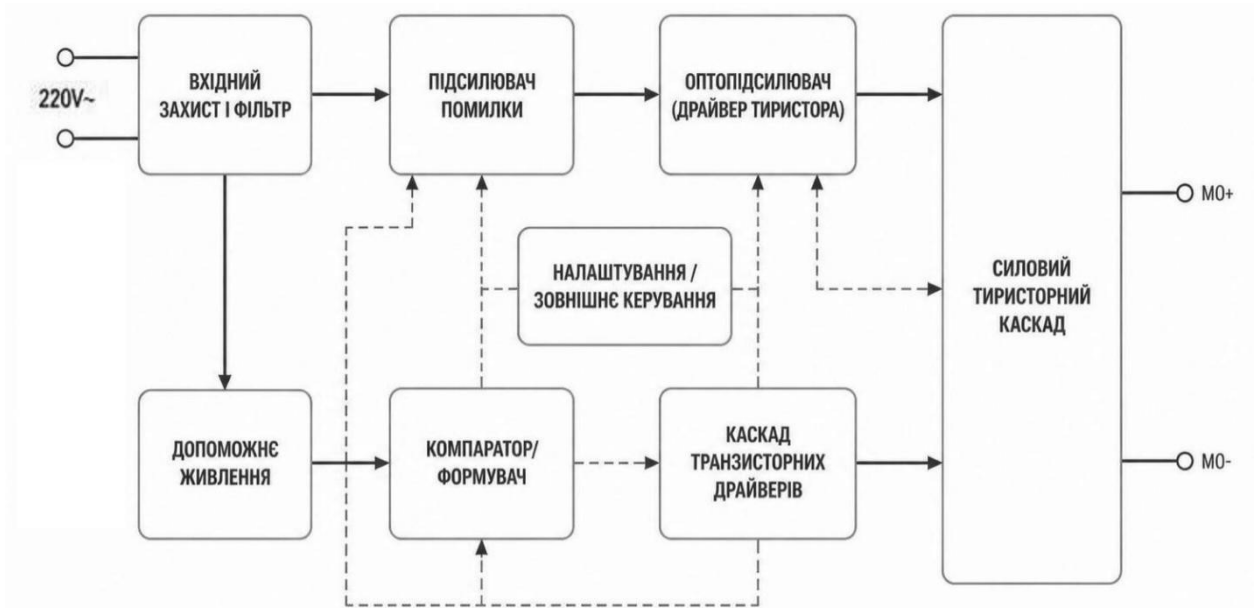


Рисунок 1.10 – Структурна схема індукційного нагрівача з функцією дистанційного керування та моніторингу

Структурну схему пристрою сформовано з функціональних вузлів, призначених для регулювання потужності та керування процесом індукційного нагрівання. До її складу включено блок вхідного захисту і фільтрації, допоміжне ДЖ, підсилювач помилки, компаратор формування імпульсів, каскад транзисторних драйверів, оптоелектронний інтерфейс, силовий тиристорний каскад та блок дистанційного керування.

Вхідний вузол забезпечує захист від перенапруг, коротких замикань і мережевих завад. Допоміжне ДЖ формує стабілізовану напругу для кіл керування. Підсилювач помилки та компаратор виконують оброблення керувальних сигналів і формування імпульсів для регулювання потужності. Каскад драйверів та оптронний вузол забезпечують підсилення сигналів і ГР силових та керувальних кіл.

Регулювання енергії, що подається до індукційного нагрівача, реалізовано силовим тиристорним каскадом методом фазового керування, що забезпечує плавну зміну потужності навантаження [2]. Для дистанційного керування та моніторингу застосовано модуль Wi Fi на базі RN XV WiFly

Sparkfun, який підтримує передавання команд і контроль параметрів роботи через бездротову мережу.

### 1.2.2. Проектування та розрахунок ЕЗ

Проектування схеми електричної ПС індукційного нагрівача з функцією дистанційного керування та моніторингу виконано відповідно до вимог регулювання потужності нагрівального навантаження. Реалізовано формування керувальних сигналів для силового тиристорного каскаду, ГР кіл керування та силової частини, а також створено умови для дистанційного керування і моніторингу параметрів роботи.

На основі структурної схеми розроблено електричну ПС, до складу якої включено блок вхідного захисту і фільтрації, допоміжне ДЖ, вузли формування керувальних імпульсів, каскад драйверів, оптоелектронний інтерфейс та силову частину регулювання потужності. Застосовані схемотехнічні рішення забезпечили стабільне функціонування пристрою та підтримання заданих режимів нагрівання.

Схема електрична ПС індукційного нагрівача з функцією дистанційного керування та моніторингу в середовищі Altium Designer [31] зображена на рис. 1.11.

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						24
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

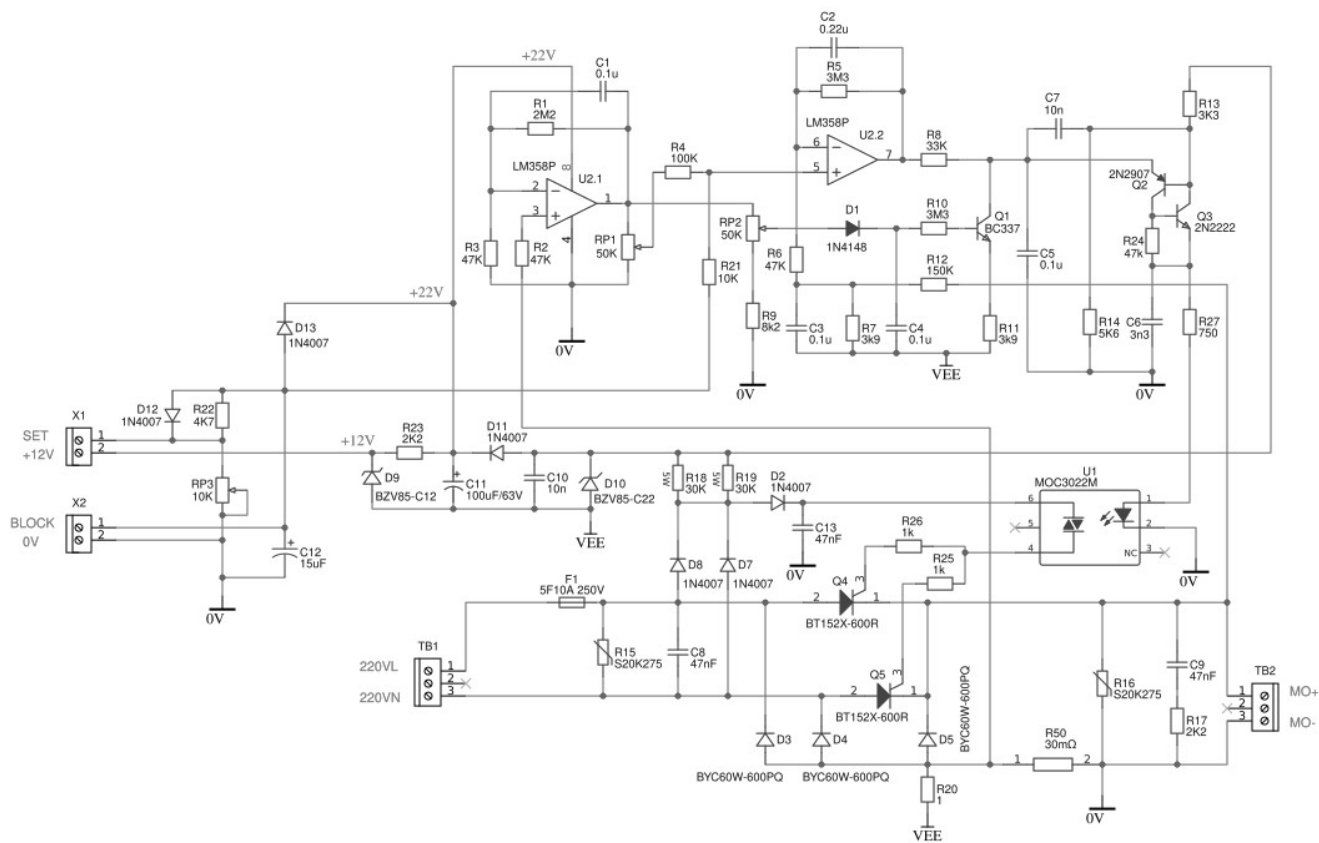


Рисунок 1.11 – Схема електрична принципова індукційного нагрівача з функцією дистанційного керування та моніторингу

Розроблено аналоговий тиристорний регулятор потужності, призначений для керування середнім значенням випрямленої напруги на навантаженні індукційного нагрівача з дистанційним моніторингом. Пристрій базується на двоканальному операційному підсилювачі LM358P, який реалізує функції опорного сигналу та замкненого регулюючого контуру [11].

Налаштування робочої точки та коефіцієнта регулювання досягнуто застосуванням змінних резисторів RP1 та RP2. Для забезпечення стійкості схеми використовані RC коригуючі ланцюги на конденсаторах C1, C2, C3 та C4, які обмежують високочастотні завади та формують необхідні динамічні характеристики регулятора.

Живлення реалізовано без трансформатора шляхом випрямлення мережевої напруги діодами D11, D12, D13 та ГС за допомогою стабілітронів D9, D10 з фільтрувальними конденсаторами C10, C11, C12 [7]. Таке

конструктивне рішення забезпечило мінімізацію габаритів і вартості при отриманні необхідних стабілізованих напруг для аналогових вузлів.

Перетворення аналогового сигналу регулятора у послідовність керуючих імпульсів здійснено транзисторним каскадом Q1, Q2, Q3 з синхронізацією МЖ. ГР між силовою та керуючою частинами реалізована оптроном МОС3022М, що забезпечує електричну ізоляцію та підвищує безпеку експлуатації. Обмеження струму через світлодіод оптрона досягнуто резисторами R25, R26.

Мостовий напівкерований випрямляч побудований на тиристорах BT152X 600R та швидкодіючих діодах ВУС60W 600PQ, що дозволяють регулювати вихідну напругу зміною кута відкриття напівпровідникових ключів [5]. Захист від комутаційних перенапруг реалізований варисторами R15, R16 типу S20K275 та RC ланцюгами С8, С9, R17, R50, які зменшують швидкість наростання напруги та запобігають помилковому відкриттю тиристорів. Плавкий запобіжник F1 забезпечує аварійне відключення при перевантаженнях та коротких замиканнях.

Розрахунок параметрів елементів СЕП, її розділено на окремі функціональні групи елементів схеми тиристорного регулятора потужності

*Група 1. Вхідне коло завдання та блокування.* До цієї групи належать рознімачі X1 (SET +12V) та X2 (BLOCK 0V), захисний діод D12 (1N4007), резистори R22 (4K7) та R23 (2K2), підстроювальний резистор RP3 (10K), а також фільтрувальний конденсатор C12 (15 мкФ). Ця група формує вхідний сигнал завдання рівня регулювання та забезпечує можливість апаратного блокування роботи регулятора зовнішнім логічним сигналом.

*Розрахунок захисного діода D12 (1N4007).* Діод D12 включено послідовно у лінію SET +12V для захисту від неправильної полярності підключення. Максимальна пряма напруга на діоді у робочому режимі визначається падінням напруги на р-п переході. Струм через діод визначається

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						26
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

з урахуванням усього діляника R22, RP3 та R23 при максимальній вхідній напрузі:

$$I_{D12} = \frac{U_{SET}}{R_{22} + R_{P3} + R_{23}} = \frac{12}{4700 + 10000 + 2200} = \frac{12}{16900} \approx 0,71 \text{ мА.} \quad (1.1)$$

Максимально допустимий прямий струм діода 1N4007 становить 1 А, а максимальна зворотна напруга 1000 В. Оскільки розрахунковий струм  $I_{D12} = 0,71 \text{ мА}$  є на три порядки нижчим за граничне значення, діод 1N4007 забезпечує необхідний захист із великим запасом.

*Розрахунок резистора R22 (4K7).* Резистор R22 виконує роль верхнього плеча діляника та обмежує струм у колі завдання при максимальній вхідній напрузі  $U_{SET} = 12 \text{ В}$ . Мінімумально необхідний опір верхнього плеча визначається з умови обмеження струму до безпечного рівня для підстроювального резистора RP3 та входу компаратора U2.1:

$$R_{22\text{min}} = \frac{U_{SET} - U_{\text{вх}}}{I_{\text{max}}} = \frac{12 - 0}{2,5 \times 10^{-3}} = 4800 \text{ Ом,} \quad (1.2)$$

де  $I_{\text{max}} = 2,5 \text{ мА}$  є максимально допустимим струмом через підстроювальний резистор RP3 у режимі повного завдання.

Найближче стандартне значення ряду E24 знизу від розрахункового є 4700 Ом,  $R_{22} = 4,7 \text{ кОм}$

Перевірка фактичного струму діляника при встановленому номіналі:

$$I_{\text{діл}} = \frac{U_{SET}}{R_{22} + R_{P3\text{max}} + R_{23}} = \frac{12}{4700 + 10000 + 2200} = 0,71 \text{ мА.} \quad (1.3)$$

Значення є прийнятним, споживана потужність резистора:

$$P_{R22} = I_{\text{діл}}^2 \cdot R_{22} = (0,71 \times 10^{-3})^2 \times 4700 \approx 2,37 \text{ мВт.} \quad (1.4)$$

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						27
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Стандартний типорозмір 0805 із номінальною потужністю 0,125 Вт забезпечує більш ніж п'ятдесятикратний запас. Вибір  $R_{22} = 4K7$  підтверджено.

*Розрахунок підстроювального резистора  $R_{P3}$  (10K).* Підстроювальний резистор  $R_{P3}$  є центральним елементом кола завдання та визначає діапазон регулювання вхідної напруги на неінвертуючому вході компаратора U2.1. Напруга на роторі  $R_{P3}$  змінюється у діапазоні від нуля до максимального значення, яке визначається як:

$$U_{\text{вхmax}} = U_{\text{SET}} \cdot \frac{R_{P3\text{max}} + R_{23}}{R_{22} + R_{P3\text{max}} + R_{23}} = 12 \cdot \frac{10000 + 2200}{4700 + 10000 + 2200} = 12 \cdot \frac{12200}{16900} \approx 8,67 \text{ В.} \quad (1.5)$$

При мінімальному положенні ротоа  $R_{P3}$  напруга на вході компаратора визначається нижнім плечем дільника:

$$U_{\text{вхmin}} = U_{\text{SET}} \cdot \frac{R_{23}}{R_{22} + R_{P3\text{max}} + R_{23}} = 12 \cdot \frac{2200}{16900} \approx 1,56 \text{ В.} \quad (1.6)$$

Таким чином, діапазон регулювання вхідної напруги завдання становить від 1,56 В до 8,67 В, що забезпечує плавне регулювання кута відкриття тиристорів у широкому діапазоні. Необхідний опір підстроювача визначається із умови забезпечення зазначеного перекриття:

$$R_{P3} = U_{\text{діап}} \cdot \frac{R_{22} + R_{23}}{U_{\text{SET}} - U_{\text{діап}}} \approx 7,11 \cdot \frac{6900}{12 - 7,11} \approx 10,04 \text{ кОм.} \quad (1.7)$$

Стандартне значення підстроювального резистора 10K відповідає розрахунковому. Вибір  $R_{P3} = 10K$  підтверджено.

*Розрахунок резистора  $R_{23}$  (2K2).* Резистор  $R_{23}$  утворює нижнє плече дільника та встановлює мінімально гарантований рівень напруги завдання при крайньому нижньому положенні движка  $R_{P3}$ , що запобігає повному обнуленню сигналу завдання та відповідно повному закриванню тиристорів у

					<b>ВВО 2.008.001 ПЗ</b>	Арк.
						28
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

штатному режимі. Мінімальна напруга на вході U2.1 не повинна бути нижчою за напругу зміщення нуля компаратора, яка для LM358P становить не більше 7 мВ, тобто практично будь-який ненульовий резистор нижнього плеча задовольняє цю умову. Значення R23 вибирається із умови забезпечення мінімального струму через нижнє плече для стійкої роботи компаратора при відсутності вхідного сигналу:

$$R_{23} = \frac{U_{23}}{I_{\text{діл}}} = \frac{I_{\text{діл}} \cdot R_{23}}{I_{\text{діл}}} \quad (1.8)$$

Із умови 1.8, що падіння напруги на R23 при струмі дільника 0,71 мА має відповідати приблизно 10-15 % від НЖ:

$$R_{23} = \frac{0,15 \cdot U_{SET}}{I_{\text{діл}}} = \frac{0,15 \times 12}{0,71 \times 10^{-3}} \approx 2535 \text{ Ом.}$$

Найближче стандартне значення ряду E24 є 2200 Ом,  $R_{23} = 2,2 \text{ кОм}$ .

Перевірка рівня напруги нижнього плеча при струмі дільника:

$$U_{R23} = I_{\text{діл}} \cdot R_{23} = 0,71 \times 10^{-3} \times 2200 \approx 1,56 \text{ В.}$$

Значення забезпечує надійне утримання потенціалу нижнього плеча вище нуля. Вибір R23 = 2К2 підтверджено.

*Розрахунок фільтрувального конденсатора C12 (15 мкФ).* Конденсатор C12 разом із резистором R22 утворює фільтр нижніх частот першого порядку, який пригнічує імпульсні завади у колі сигналу завдання. Частота зрізу фільтра повинна бути суттєво нижчою за частоту мережі 50 Гц, щоб виключити вплив мережевої пульсації на сигнал завдання, та водночас достатньо високою для забезпечення прийнятної швидкодії при зміні завдання оператором. Постійна часу фільтра визначається як:

$$\tau = R_{22} \cdot C_{12} = 4700 \times 15 \times 10^{-6} = 70,5 \text{ мс.} \quad (1.9)$$

					<b>ВВО 2.008.001 ПЗ</b>	Арк.
						29
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Частота зрізу фільтра становить:

$$f_{зр} = \frac{1}{2\pi \cdot \tau} = \frac{1}{2\pi \times 70,5 \times 10^{-3}} \approx 2,26 \text{ Гц.} \quad (1.10)$$

Отримане значення частоти зрізу є більш ніж у двадцять разів нижчим за частоту мережі 50 Гц, що забезпечує ефективне пригнічення мережеских пульсацій у колі завдання. Необхідна ємність конденсатора із умови забезпечення частоти зрізу не вище 3 Гц:

$$C_{12} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{зр} \cdot R_{22}} = \frac{1}{2\pi \times 3 \times 4700} \approx 11,3 \text{ мкФ.} \quad (1.11)$$

Найближче стандартне значення із запасом є 15 мкФ, що забезпечує додатковий запас по придушенню завад,  $C_{12} = 15 \text{ мкФ}$ .

Робоча напруга конденсатора повинна перевищувати максимальну напругу у колі з урахуванням запасу не менше 20 %:

$$U_{C12} \geq 1,2 \cdot U_{SET} = 1,2 \times 12 = 14,4 \text{ В.} \quad (1.12)$$

Стандартний ЕК 15 мкФ/25 В задовольняє зазначену умову із достатнім запасом. Вибір  $C_{12} = 15 \text{ мкФ}$  підтверджено.

Група 2. Безтрансформаторне джерело живлення низьковольтної частини. До групи входять діоди D11 (1N4007), D13 (1N4007), стабілітрони D9 (BZV85-C12) та D10 (BZV85-C22), ЕК C11 (100 мкФ/63 В), керамічні конденсатори C10 (10 нФ) та допоміжні резистори R18 (30К) та R19 (30К). Група формує двополярне живлення шини (ШЖ) +12 В, +22 В та VEE для аналогових вузлів керування безпосередньо від мережі без силового трансформатора.

*Визначення вхідних параметрів мережі.* Амплітудне значення мережевої напруги при номінальному значенні діючого:

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						30
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$U_m = U_{\text{мер}} \cdot \sqrt{2} = 220 \times \sqrt{2} \approx 311 \text{ В.} \quad (1.13)$$

Напруга на виході однопівперіодного випрямляча до стабілізації із урахуванням падіння напруги на діоді D13:

$$U_{\text{вип}} = U_m - U_{D13} = 311 - 1,0 \approx 310 \text{ В,} \quad (1.14)$$

де  $U_{D13} = 1,0 \text{ В}$  є типовим падінням напруги на діоді 1N4007 при малих струмах.

Розрахунок баластного резистора R18 (30К) для ШЖ +22 В. Шина +22 В формується стабілітроном, підключеним через баластний резистор R18 безпосередньо до випрямленої мережевої напруги. Струм стабілізації для забезпечення нормальної роботи операційного підсилювача LM358P та транзисторних каскадів визначається із сумарного споживання навантаження ШЖ +22 В. Типовий струм споживання LM358P становить 1,5 мА, транзисторні каскади споживають орієнтовно до 3 мА, тому мінімальний струм навантаження:

$$I_{\text{нав}} = I_{LM358} + I_{\text{трк}} = 1,5 + 3,0 = 4,5 \text{ мА.} \quad (1.15)$$

Мінімальний струм через стабілітрон для забезпечення стабілізації  $I_{\text{стmin}} = 5 \text{ мА}$ .

Повний струм через баластний резистор R18:

$$I_{R18} = I_{\text{нав}} + I_{\text{стmin}} = 4,5 + 5,0 = 9,5 \text{ мА.} \quad (1.16)$$

Необхідний опір баластного резистора:

$$R_{18} = \frac{U_{\text{вип}} - U_{\text{ст22}}}{I_{R18}} = \frac{310 - 22}{9,5 \times 10^{-3}} = \frac{288}{9,5 \times 10^{-3}} \approx 30,3 \text{ кОм.} \quad (1.17)$$

Найближче стандартне значення ряду E24 є 30 кОм,  $R_{18} = 30 \text{ кОм}$

					<b>ВВО 2.008.001 ПЗ</b>	Арк.
						31
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Перевірка фактичного струму через резистор при встановленому номіналі:

$$I_{R18\phi} = \frac{U_{\text{вип}} - U_{\text{ст22}}}{R_{18}} = \frac{310 - 22}{30 \times 10^3} = \frac{288}{30000} = 9,6 \text{ мА.} \quad (1.18)$$

Потужність, що розсіюється на резисторі R18:

$$P_{R18} = I_{R18\phi}^2 \cdot R_{18} = (9,6 \times 10^{-3})^2 \times 30000 \approx 2,76 \text{ Вт} \quad (1.19)$$

Оскільки розрахункова потужність перевищує 0,5 Вт, для R18 обирається резистор типу MO або C2 потужністю не менше 4 Вт у корпусі із осьовими виводами. Вибір R18 = 30K підтверджено.

*Розрахунок баластного резистора R19 (30K) для шини VEE.* Шина від'ємного живлення VEE формується симетрично відносно загальної точки схеми стабілітроном D10 (BZV85-C22) через баластний резистор R19. Напряга на шині VEE становить  $-22$  В відносно середньої точки. Споживання від шини VEE аналогічне до ШЖ  $+22$  В, оскільки операційний підсилювач LM358P живиться від двополярного джерела:

$$I_{R19} = I_{\text{нав}} + I_{\text{стmin}} = 4,5 + 5,0 = 9,5 \text{ мА.} \quad (1.20)$$

Напряга на резисторі R19 визначається різницею між від'ємним піком мережевої напруги та напругою стабілізації шини VEE. Від'ємний піковий потенціал відносно середньої точки схеми:

$$U_{\text{від'єм}} = -(U_m - U_{D11}) = -(311 - 1,0) = -310 \text{ В.} \quad (1.21)$$

Напряга на баластному резисторі R19:

$$U_{R19} = |U_{\text{від'єм}}| - |U_{VEE}| = 310 - 22 = 288 \text{ В.} \quad (1.22)$$

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						32
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Необхідний опір резистора:

$$R_{19} = \frac{U_{R19}}{I_{R19}} = \frac{288}{9,5 \times 10^{-3}} \approx 30,3 \text{ кОм.} \quad (1.23)$$

Найближче стандартне значення є 30 кОм, що забезпечує повну симетрію ДЖ:

$$R_{19} = 30 \text{ кОм.}$$

Потужність, що розсіюється на резисторі R19:

$$P_{R19} = \frac{U_{R19}^2}{R_{19}} = \frac{288^2}{30000} = \frac{82944}{30000} \approx 2,76 \text{ Вт.} \quad (1.24)$$

Аналогічно R18, для R19 обирається резистор потужністю не менше 4 Вт. Вибір R19 = 30К підтверджено.

*Розрахунок стабілітрона D9 (BZV85-C12) для шини +12 В.* Стабілітрон D9 формує стабілізовану напругу +12 В із ШЖ +22 В через додатковий струмообмежувальний резистор. Струм стабілізації визначається із споживання низьковольтних вузлів, що живляться від шини +12 В, зокрема кола завдання та частини кіл компаратора:

$$I_{D9} = I_{\text{наВ12}} + I_{\text{стmin}} = 2,0 + 5,0 = 7,0 \text{ мА.} \quad (1.25)$$

Напруга стабілізації стабілітрона BZV85-C12 за паспортом становить 12 В при струмі стабілізації 5 мА із допуском  $\pm 5\%$ . Максимально допустима потужність розсіювання для корпусу DO-41 стабілітрона BZV85:

$$P_{D9\text{max}} = 1,3 \text{ Вт.}$$

Перевірка фактичної потужності розсіювання стабілітрона D9:

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		33

$$P_{D9} = U_{CT12} \cdot I_{D9} = 12 \times 7,0 \times 10^{-3} = 84 \text{ мВт.} \quad (1.26)$$

Розрахункова потужність  $P_{D9} = 84$  мВт є значно нижчою за граничне значення 1,3 Вт, що забезпечує більш ніж п'ятнадцятикратний тепловий запас. Вибір  $D9 = BZV85$  підтверджено.

*Розрахунок стабілітрона D10 (BZV85) для шини VEE.* Стабілітрон D10 формує від'ємну шину VEE із напругою стабілізації 22 В. Напруга стабілізації BZV85 за паспортом становить 22 В при струмі стабілізації 5 мА із допуском  $\pm 5\%$ . Перевірка теплового режиму:

$$P_{D10} = U_{VEE} \cdot I_{R19\phi} = 22 \times 9,6 \times 10^{-3} \approx 211 \text{ мВт.} \quad (1.27)$$

Розрахункова потужність є нижчою за граничне значення 1,3 Вт із більш ніж шестикратним запасом. Вибір  $D10 = BZV85$  підтверджено.

*Розрахунок згладжувального конденсатора C11 (100 мкФ/63 В).* Конденсатор C11 згладжує пульсації випрямленої напруги на виході джерела живлення. Для однопівперіодного випрямляча частота пульсацій дорівнює частоті мережі  $f = 50$  Гц. Допустима амплітуда пульсацій для нормальної роботи аналогових вузлів приймається не більше 1 В. Необхідна ємність конденсатора:

$$C_{11} = \frac{I_{\text{наб}}}{f \cdot \Delta U} = \frac{9,6 \times 10^{-3}}{50 \times 1,0} = \frac{9,6 \times 10^{-3}}{50} = 192 \text{ мкФ.} \quad (1.28)$$

Оскільки стабілітрон суттєво знижує пульсації завдяки своєму диференційному опором  $r_{CT}$ , фактична пульсація на виході стабілізатора зменшується у співвідношенні:

$$\Delta U_{\text{вих}} = \Delta U_{\text{вх}} \cdot \frac{r_{CT}}{R_{18} + r_{CT}}, \quad (1.29)$$

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						34
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

де типовий диференційний опір стабілітрона BZV85 становить  $r_{ст} \approx 20$  Ом. Коефіцієнт придушення пульсацій стабілітроном:

$$K_{пр} = \frac{r_{ст}}{R_{18} + r_{ст}} = \frac{20}{30000 + 20} \approx 6,7 \times 10^{-4}. \quad (1.30)$$

З урахуванням придушення пульсацій стабілітроном необхідна ємність С11 може бути зменшена у десять разів від розрахованого значення, тому стандартне значення 100 мкФ забезпечує достатній запас,  $C_{11} = 100$  мкФ.

Робоча напруга конденсатора повинна перевищувати амплітудне значення мережевої напруги із запасом не менше 20 %:

$$U_{C11} \geq 1,2 \cdot U_m = 1,2 \times 311 \approx 373 \text{ В.}$$

Стандартний ЕК 100 мкФ/63 В не задовольняє цю умову за напругою. Однак у даній схемі конденсатор С11 підключено після стабілітронів, де напруга вже обмежена рівнем стабілізації 22 В. Тому робоча напруга конденсатора визначається напругою шини живлення із запасом:

$$U_{C11} \geq 1,5 \cdot U_{ст22} = 1,5 \times 22 = 33 \text{ В.}$$

Конденсатор 100 мкФ/63 В задовольняє цю умову із майже двократним запасом за напругою. Вибір С11 = 100 мкФ/63 В підтверджено.

*Розрахунок керамічного конденсатора С10 (10 нФ).* Конденсатор С10 шунтує ЕК С11 для компенсації його індуктивності на високих частотах та пригнічення високочастотних завад, що проникають із мережі через паразитні ємності. Частота, вище якої індуктивність виводів ЕК починає домінувати над його ємнісним опором, для типового конденсатора із паразитною індуктивністю  $L_{пар} \approx 20$  нГн та ємністю 100 мкФ:

$$f_{рез} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{пар} \cdot C_{11}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{20 \times 10^{-9} \times 100 \times 10^{-6}}} \approx 112 \text{ кГц.} \quad (1.31)$$

					<b>ВВО 2.008.001 ПЗ</b>	Арк.
						35
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Вище частоти  $f_{рез} = 112$  кГц ЕК поводитья як індуктивність. Керамічний конденсатор С10 повинен ефективно шунтувати завади вище цієї частоти. Його власна резонансна частота при типовій паразитній індуктивності виводів 2 нГн:

$$f_{рез10} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{пар} \cdot C_{10}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{2 \times 10^{-9} \times 10 \times 10^{-9}}} \approx 356 \text{ МГц.}$$

Конденсатор С10 = 10 нФ ефективно пригнічує завади у діапазоні від 112 кГц до сотень мегагерц, де ЕК вже не працює як ємність. Вибір С10 = 10 нФ підтверджено.

Група 3. Компаратор нульових переходів мережі (синхронізація). До групи входять перший операційний підсилювач U2.1 (LM358P), резистори R1 (2М2), R2 (47К), R3 (47К), підстроювальний резистор RP1 (50К) та конденсатор С1 (0,1 мкФ). Вузол виявляє моменти переходу мережевої напруги через нуль та формує прямокутний синхросигнал для подальшого фазового керування тиристорами [8].

Розрахунок вхідного дільника напруги R1 (2М2) та R2 (47К). Резистор R1 є верхнім плечем дільника, що знижує амплітудне значення мережевої напруги до рівня, придатного для подачі на вхід LM358P. Максимальна диференційна вхідна напруга LM358P не повинна перевищувати НЖ, тому напруга на інвертуючому вході при амплітудному значенні мережевої напруги повинна бути обмежена рівнем не більше +22 В. Коефіцієнт ділення визначається із умови:

$$K_{діл} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \leq \frac{U_{вхmax}}{U_m} = \frac{22}{311} \approx 0,0707. \quad (1.32)$$

Із цього виразу мінімальне співвідношення опорів плечей дільника:

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						36
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$\frac{R_1}{R_2} \geq \frac{U_m - U_{\text{вхmax}}}{U_{\text{вхmax}}} = \frac{311 - 22}{22} = \frac{289}{22} \approx 13,1. \quad (1.33)$$

При фіксованому значенні  $R_2 = 47\text{К}$  необхідний мінімальний опір  $R_1$ :

$$R_{1\text{min}} = 13,1 \cdot R_2 = 13,1 \times 47000 \approx 615,7 \text{ кОм.}$$

Однак для забезпечення малого струму через дільник, що зменшує вплив вхідного струму зміщення LM358P та знижує потужність розсіювання, верхнє плече вибирається значно більшим. Вхідний струм зміщення LM358P становить типово  $I_{\text{зм}} = 45 \text{ нА}$ , тому для обмеження похибки від струму зміщення до рівня менше 1 % від порогової напруги:

$$R_{1\text{max}} < \frac{0,01 \cdot U_{\text{пор}}}{I_{\text{зм}}} = \frac{0,01 \times 1,0}{45 \times 10^{-9}} \approx 222 \text{ кОм.} \quad (1.34)$$

Проте у даній схемі переважаючим критерієм є обмеження струму через дільник до безпечного рівня для мережевого включення. Струм через дільник при амплітудному значенні мережевої напруги:

$$I_{\text{діл}} = \frac{U_m}{R_1 + R_2} = \frac{311}{2200000 + 47000} = \frac{311}{2247000} \approx 138 \text{ мкА.} \quad (1.35)$$

Фактична напруга на  $R_2$  при амплітудному значенні мережі:

$$U_{R_2} = U_m \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 311 \cdot \frac{47000}{2247000} = 311 \times 0,0209 \approx 6,5 \text{ В.} \quad (1.36)$$

Отримане значення є нижчим за НЖ +22 В, що виключає перевантаження входу компаратора. Необхідний опір  $R_1$  із умови забезпечення напруги на  $R_2$  у межах 5-7 В при амплітудному значенні мережі:

$$R_1 = R_2 \cdot \left( \frac{U_m}{U_{R_2}} - 1 \right) = 47000 \cdot \left( \frac{311}{6,5} - 1 \right) = 47000 \times 46,85 \approx 2,202 \text{ МОм.} \quad (1.37)$$

Найближче стандартне значення ряду E24 є 2,2 МОм,  $R_1 = 2,2 \text{ МОм}$ .

					<b>ВВО 2.008.001 ПЗ</b>	Арк.
						37
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Потужність, що розсіюється на резисторі R1:

$$P_{R1} = I_{\text{діл}}^2 \cdot R_1 = (138 \times 10^{-6})^2 \times 2,2 \times 10^6 \approx 41,8 \text{ мВт.} \quad (1.38)$$

Для R1 обирається резистор типорозміру 0805 або МЛТ-0,125 із номінальною потужністю 0,125 Вт, що забезпечує трикратний запас. Вибір R1 = 2М2 підтверджено.

*Розрахунок резистора нижнього плеча дільника R2 (47К).* Резистор R2 є нижнім плечем вхідного дільника та одночасно визначає вхідний імпеданс компаратора за сигналом мережевої синхронізації. Значення R2 вибирається із компромісу між точністю порогу спрацьовування та споживаним струмом. Із умови, що напруга на R2 у момент переходу через нуль, тобто при  $U_{\text{мер}} = 0$ , дорівнює нулю незалежно від опору R2, нижнє плече визначає лише масштаб вхідного сигналу. Вхідний імпеданс вузла для сигналу синхронізації:

$$Z_{\text{вх}} = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{2200000 \times 47000}{2247000} \approx 46,0 \text{ кОм.} \quad (1.39)$$

Для стабільної роботи компаратора необхідно, щоб вхідний імпеданс був значно вищим за вихідний імпеданс джерела сигналу, що у даному випадку є мережею із внутрішнім опором менше 1 Ом. Умова виконується із великим запасом. Перевірка напруги на R2 в робочому діапазоні при діючому значенні мережевої напруги:

$$U_{R2\text{діюч}} = U_{\text{мер}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 220 \cdot \frac{47000}{2247000} \approx 4,6 \text{ В.} \quad (1.40)$$

Значення відповідає робочому діапазону вхідної напруги LM358P. Вибір R2 = 47К підтверджено.

*Розрахунок резистора позитивного зворотного зв'язку R3 (47К) та гістерезису.* Резистор R3 з'єднує вихід компаратора U2.1 із неінвертуючим входом та формує позитивний зворотний зв'язок, що створює гістерезис

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						38
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

характеристики перемикавання. Напряга гістерезису визначає зону нечутливості компаратора поблизу нульового переходу та запобігає багаторазовому перемикавню при наявності завад. Вихідна напруга LM358P у стані насичення становить  $U_{\text{вих}+} \approx U_{\text{жив}} - 1,5 = 22 - 1,5 = 20,5$  В та  $U_{\text{вих}-} \approx 0,1$  В відповідно.

Напряга на неінвертуючому вході при верхньому стані виходу, коли  $U_{\text{вих}} = U_{\text{вих}+}$ :

$$U_{+\text{вх}} = \frac{U_{\text{вих}+} \cdot R_{P1\text{вих}} + U_{\text{оп}} \cdot R_3}{R_3 + R_{P1\text{вих}}}, \quad (1.41)$$

де  $R_{P1\text{вих}}$  є еквівалентним опором подільника RP1. При спрощеному аналізі для симетричного гістерезису різниця порогів спрацьовування:

$$\Delta U_{\text{гіст}} = U_{\text{вих}+} \cdot \frac{R_{P1\text{вих}}}{R_3 + R_{P1\text{вих}}} - U_{\text{вих}-} \cdot \frac{R_{P1\text{вих}}}{R_3 + R_{P1\text{вих}}}. \quad (1.42)$$

$$\Delta U_{\text{гіст}} = (U_{\text{вих}+} - U_{\text{вих}-}) \cdot \frac{R_{P1\text{вих}}}{R_3 + R_{P1\text{вих}}}. \quad (1.43)$$

При  $R_{P1\text{вих}} \approx 25$  кОм (середнє положення RP1) та  $R_3 = 47$  кОм:

$$\Delta U_{\text{гіст}} = (20,5 - 0,1) \cdot \frac{25000}{47000 + 25000} = 20,4 \times \frac{25000}{72000} \approx 7,08 \text{ В}$$

Необхідний мінімальний гістерезис із умови надійного перемикавання при рівні завад у мережі до 2 В:

$$\Delta U_{\text{гістmin}} = k_{\text{зап}} \cdot U_{\text{зав}} = 3 \times 2 = 6 \text{ В}. \quad (1.44)$$

Отримане значення  $\Delta U_{\text{гіст}} = 7,08$  В перевищує мінімально необхідне із достатнім запасом. Необхідний опір резистора  $R_3$  із умови забезпечення гістерезису не менше 6 В:

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						39
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$R_3 \leq R_{P1\text{вих}} \cdot \frac{(U_{\text{вих}+} - U_{\text{вих}-}) - \Delta U_{\text{гістmin}}}{\Delta U_{\text{гістmin}}} = 25000 \cdot \frac{20,4 - 6}{6} = 25000 \times 2,4 = 60 \text{ кОм.} \quad (1.45)$$

Найближче стандартне значення ряду E24, що є меншим за розрахований максимум та рівним R2 для симетрії схеми, є 47 кОм,  $R_3 = 47 \text{ кОм}$ . Вибір  $R_3 = 47\text{К}$  підтверджено.

*Розрахунок підстроювального резистора RP1 (50K).* Підстроювальний резистор RP1 задає опорний рівень на неінвертуючому вході U2.1 та дозволяє калібрувати момент спрацьовування компаратора відносно нульового переходу мережевої напруги. Діапазон регулювання опорної напруги при живленні від ШЖ +22 В:

$$U_{\text{опmin}} = 0 \text{ В,} \quad U_{\text{опmax}} = \frac{R_{P1\text{max}}}{R_{P1\text{max}} + R_3} \cdot U_{\text{жив}} = \frac{50000}{50000 + 47000} \times 22 \approx 11,34 \text{ В.} \quad (1.46)$$

Для забезпечення симетричного налаштування відносно нуля необхідно, щоб середня точка діапазону регулювання відповідала половині амплітуди сигналу на вході компаратора. Амплітуда сигналу на вході при діючому значенні мережевої напруги:

$$U_{\text{вхамп}} = U_{\text{мер}} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 220 \times 1,414 \times \frac{47000}{2247000} \approx 6,5 \text{ В.} \quad (1.47)$$

Середнє значення діапазону регулювання RP1 повинно наближатись до половини вхідної амплітуди:

$$U_{\text{опсер}} \approx \frac{U_{\text{вхамп}}}{2} = \frac{6,5}{2} = 3,25 \text{ В.} \quad (1.48)$$

Необхідний опір RP1 для встановлення середньої точки на рівні 3,25 В:

$$R_{P1\text{сер}} = \frac{U_{\text{опсер}} \cdot R_3}{U_{\text{жив}} - U_{\text{опсер}}} = \frac{3,25 \times 47000}{22 - 3,25} = \frac{152750}{18,75} \approx 8,15 \text{ кОм.} \quad (1.49)$$

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						40
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Це означає, що для повного охоплення необхідного діапазону калібрування із запасом в обидва боки необхідний хід резистора RP1 повинен бути щонайменше у шість разів більшим за розраховане середнє значення:

$$R_{P1} \geq 6 \times R_{P1\text{сер}} = 6 \times 8,15 \approx 48,9 \text{ кОм.} \quad (1.50)$$

Найближче стандартне значення підстроювального резистора є 50 кОм, що забезпечує необхідний діапазон із незначним запасом,  $R_{P1} = 50 \text{ кОм}$ . Вибір RP1 = 50К підтверджено.

*Розрахунок фільтрувального конденсатора C1 (0,1 мкФ).* Конденсатор C1 разом із резистором R2 утворює фільтр нижніх частот на вході компаратора, що пригнічує високочастотні завади мережевого сигналу. Частота зрізу фільтра повинна бути значно вищою за частоту мережі 50 Гц для збереження форми синусоїдального сигналу синхронізації та водночас достатньо низькою для придушення імпульсних завад вище 10 кГц. Постійна часу фільтра:

$$\tau = R_2 \cdot C_1 = 47000 \times 0,1 \times 10^{-6} = 4,7 \text{ мс.} \quad (1.51)$$

Частота зрізу фільтра:

$$f_{зр} = \frac{1}{2\pi \cdot \tau} = \frac{1}{2\pi \times 4,7 \times 10^{-3}} \approx 33,9 \text{ Гц.} \quad (1.52)$$

Отримане значення частоти зрізу є нижчим за частоту мережі 50 Гц, що означає певне фазове запізнення вхідного сигналу. Фазовий зсув на частоті мережі:

$$\varphi = -\arctan(2\pi \cdot f \cdot \tau) = -\arctan(2\pi \times 50 \times 4,7 \times 10^{-3}) = -\arctan(1,476) \approx -55,9^\circ. \quad (1.53)$$

Цей фазовий зсув є систематичним та компенсується налаштуванням підстроювального резистора RP1 при калібруванні моменту синхронізації.

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						41
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Необхідна ємність конденсатора із умови придушення завад вище 1 кГц із коефіцієнтом не менше 20:

$$C_1 \geq \frac{1}{2\pi \cdot f_{зав} \cdot R_2} = \frac{1}{2\pi \times 1000 \times 47000} \approx 3,4 \text{ нФ}. \quad (1.54)$$

Стандартне значення 0,1 мкФ перевищує мінімально необхідне у тридцять разів, забезпечуючи ефективне придушення завад у широкому частотному діапазоні. Вибір  $C_1 = 0,1$  мкФ підтверджено.

Група 4. Підсилювач сигналу похибки та формувач пилкоподібної напруги. До групи входять другий операційний підсилювач U2.2 (LM358P), резистори R4 (100К), R5 (3М3), R6 (47К), R7 (3К9), R8 (33К), R9 (8К2), R10 (3М3), R11 (3К9), R12 (150К), R21 (10К), підстроювальний резистор RP2 (50К), діод D1 (1N4148), конденсатори C2 (0,22 мкФ), C3 (0,1 мкФ), C4 (0,1 мкФ). Ця група реалізує підсилення різниці між сигналом завдання та сигналом зворотного зв'язку, а також генерує пилкоподібну напругу, необхідну для формування фазового зсуву керувальних імпульсів.

*Розрахунок вхідного резистора R4 (100К) та резистора зворотного зв'язку R5 (3М3).* Резистор R4 є вхідним резистором інвертуючого підсилювача U2.2 та разом із R5 визначає коефіцієнт підсилення за сигналом похибки. Вхідна напруга на R4 визначається різницею між сигналом завдання із групи 1 та сигналом зворотного зв'язку. Діапазон вхідного сигналу похибки становить від 0 до 8,67 В відповідно до розрахунку групи 1. Для забезпечення повного діапазону вихідного сигналу U2.2, що відповідає діапазону регулювання кута відкриття тиристорів від 0° до 160°, вихідна напруга підсилювача повинна змінюватись у діапазоні від 0 до рівня насичення  $U_{вих+} \approx 20,5$  В. Необхідний коефіцієнт підсилення:

$$K = \frac{U_{вихmax}}{U_{вхmax}} = \frac{20,5}{8,67} \approx 2,36. \quad (1.55)$$

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						42
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Коефіцієнт підсилення інвертуючого підсилювача визначається співвідношенням:

$$K = \frac{R_5}{R_4}. \quad (1.56)$$

При фіксованому значенні  $R_4 = 100\text{К}$  необхідний опір  $R_5$ :

$$R_5 = K \cdot R_4 = 2,36 \times 100000 \approx 236 \text{ кОм}. \quad (1.57)$$

Однак у схемі використовується значно більше значення  $R_5 = 3\text{М}\Omega$ , що свідчить про роботу каскаду переважно в інтегруючому режимі із великою постійною часу. Фактичний коефіцієнт підсилення на низьких частотах при  $R_5 = 3\text{М}\Omega$ :

$$K_{\text{нч}} = \frac{R_5}{R_4} = \frac{3300000}{100000} = 33. \quad (1.58)$$

Велике підсилення у постійному струмі забезпечує високу точність підтримання заданого рівня у статичному режимі завдяки малій залишковій похибці регулювання. Постійна часу інтегрування каскаду визначається добутком  $R_5$  та  $C_2$ :

$$\tau_{\text{інт}} = R_5 \cdot C_2 = 3,3 \times 10^6 \times 0,22 \times 10^{-6} = 0,726 \text{ с}. \quad (1.59)$$

Значення постійної часу забезпечує плавне наростання вихідного сигналу та відсутність перерегулювання при стрибкоподібній зміні завдання. Вибір  $R_4 = 100\text{К}$  та  $R_5 = 3\text{М}\Omega$  підтверджено.

*Розрахунок конденсатора  $C_2$  (0,22 мкФ).* Конденсатор  $C_2$  є інтегруючим елементом у колі зворотного зв'язку підсилювача  $U_{2.2}$  та одночасно накопичувачем пилкоподібної напруги. Пилкоподібна напруга формується шляхом лінійного заряджання  $C_2$  через резистор  $R_5$  від вихідного струму підсилювача та миттєвого розряджання через діод  $D_1$  у момент

					<b>ВВО 2.008.001 ПЗ</b>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		43

синхроімпульсу від U2.1. Період пилоподібної напруги повинен дорівнювати половині періоду мережевої напруги для двонапівперіодного керування або повному періоду для однонапівперіодного. При частоті мережі 50 Гц та однонапівперіодному керуванні:

$$T_{\text{пила}} = \frac{1}{f_{\text{мер}}} = \frac{1}{50} = 20 \text{ мс.} \quad (1.60)$$

Для забезпечення лінійності пилоподібної напруги необхідно, щоб постійна часу заряджання була значно більшою за період пилки. Стала часу заряджання через R5:

$$\tau_{\text{зар}} = R_5 \cdot C_2 = 3,3 \times 10^6 \times 0,22 \times 10^{-6} = 0,726 \text{ с.} \quad (1.61)$$

Коефіцієнт нелінійності пилоподібної напруги:

$$\delta = \frac{T_{\text{пила}}}{\tau_{\text{зар}}} = \frac{20 \times 10^{-3}}{0,726} \approx 2,75\%. \quad (1.62)$$

Значення нелінійності менше 3 % є прийнятним для фазоімпульсного керування. Необхідна ємність C2 із умови забезпечення нелінійності не більше 3 %:

$$C_2 \geq \frac{T_{\text{пила}}}{0,03 \cdot R_5} = \frac{20 \times 10^{-3}}{0,03 \times 3,3 \times 10^6} \approx 0,202 \text{ мкФ.} \quad (1.63)$$

Найближче стандартне значення ряду E12, що перевищує розрахункове мінімальне, є 0,22 мкФ,  $C_2 = 0,22 \text{ мкФ}$ . Вибір  $C_2 = 0,22 \text{ мкФ}$  підтверджено.

*Розрахунок резистора R21 (10K) та RP2 (50K).* Резистор R21 та підстроювальний резистор RP2 утворюють регульований дільник напруги, що подає на неінвертуючий вхід U2.2 зміщення, яке визначає початковий рівень вихідного сигналу підсилювача та відповідно початковий кут відкриття

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						44
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

тиристорів при нульовому сигналі похибки. Напряга зміщення на неінвертуючому вході при середньому положенні ротора RP2:

$$U_{зм} = U_{жив} \cdot \frac{R_{P2}/2}{R_{21} + R_{P2}/2} = 22 \cdot \frac{25000}{10000 + 25000} = 22 \times \frac{25000}{35000} \approx 15,71 \text{ В.} \quad (1.64)$$

Діапазон регулювання напруги зміщення:

$$U_{змmin} = 22 \cdot \frac{0}{10000 + 0} = 0 \text{ В.}$$

$$U_{змmax} = 22 \cdot \frac{50000}{10000 + 50000} = 22 \times \frac{50000}{60000} \approx 18,33 \text{ В.}$$

Для забезпечення необхідного початкового кута відкриття тиристорів у діапазоні  $90^\circ$ - $150^\circ$  від нульового переходу необхідна напруга зміщення на рівні:

$$U_{змпот} = U_{жив} \cdot \frac{\alpha_{поч}}{180^\circ} = 22 \cdot \frac{120^\circ}{180^\circ} \approx 14,67 \text{ В.} \quad (1.65)$$

де  $\alpha_{поч} = 120^\circ$  є типовим початковим кутом відкриття при нульовому сигналі завдання. Необхідний опір нижнього плеча дільника:

$$R_{P2пот} = R_{21} \cdot \frac{U_{змпот}}{U_{жив} - U_{змпот}} = 10000 \times \frac{14,67}{22 - 14,67} = 10000 \times \frac{14,67}{7,33} \approx 20,0 \text{ кОм.} \quad (1.66)$$

Значення 20 кОм знаходиться в межах діапазону підстроювання RP2 від 0 до 50 кОм, що підтверджує правильність вибору номіналу підстроювача. Вибір RP2 = 50К підтверджено.

Необхідний опір резистора R21 із умови забезпечення необхідного діапазону регулювання зміщення при мінімальному споживанні від шини живлення:

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						45
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$R_{21} = \frac{U_{\text{жив}} - U_{\text{змпот}}}{I_{\text{діл}}} = \frac{22 - 14,67}{2 \times 10^{-3}} \approx 3,67 \text{ кОм.} \quad (1.67)$$

де струм дільника  $I_{\text{діл}} = 2 \text{ мА}$  є мінімально необхідним для стабільної роботи при вхідному струмі LM358P 45 нА. Однак у схемі використовується  $R_{21} = 10\text{К}$ , що забезпечує струм через дільник:

$$I_{\text{діл}} = \frac{U_{\text{жив}}}{R_{21} + R_{P2\text{max}}} = \frac{22}{10000 + 50000} \approx 0,367 \text{ мА.} \quad (1.68)$$

Менший струм дільника знижує самопрогрів резисторів та збільшує завадостійкість вузла. Вибір  $R_{21} = 10\text{К}$  підтверджено.

*Розрахунок резисторів кола зворотного зв'язку R6 (47К), R8 (33К) та R12 (150К).* Резистори R6, R8 та R12 формують ланцюг зворотного зв'язку підсилювача U2.2 та визначають частотну характеристику контуру регулювання. Резистор R6 = 47К є паралельним з'єднанням до конденсатора C3 та формує нуль передавальної функції для підвищення запасу стійкості. Резистор R8 = 33К разом із конденсатором C4 утворює додатковий коригувальний ланцюг. Резистор R12 = 150К є резистором прямого зв'язку, що забезпечує необхідний коефіцієнт підсилення на середніх частотах.

Частота нуля передавальної функції, утвореного R6 та C3:

$$f_{\text{нуль}} = \frac{1}{2\pi \cdot R_6 \cdot C_3} = \frac{1}{2\pi \times 47000 \times 0,1 \times 10^{-6}} \approx 33,9 \text{ Гц.} \quad (1.69)$$

Частота полюса, утвореного R8 та C4:

$$f_{\text{полюс}} = \frac{1}{2\pi \cdot R_8 \cdot C_4} = \frac{1}{2\pi \times 33000 \times 0,1 \times 10^{-6}} \approx 48,2 \text{ Гц.} \quad (1.70)$$

Розміщення нуля та полюса симетрично відносно частоти мережі 50 Гц забезпечує плавну фазову характеристику контуру регулювання у робочій

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						46
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

смузі частот та необхідний запас стійкості за фазою не менше  $45^\circ$ . Перевірка запасу стійкості за фазою на частоті зрізу  $f_{зр} \approx 50$  Гц:

$$\varphi_{зап} = 180^\circ - \arctan\left(\frac{f_{зр}}{f_{нуль}}\right) + \arctan\left(\frac{f_{зр}}{f_{полюс}}\right). \quad (1.71)$$

$$\varphi_{зап} = 180^\circ - \arctan\left(\frac{50}{33,9}\right) + \arctan\left(\frac{50}{48,2}\right) = 180^\circ - 55,8^\circ + 46,1^\circ \approx 170,3^\circ.$$

Запас стійкості за фазою є достатнім. Вибір  $R_6 = 47\text{К}$ ,  $R_8 = 33\text{К}$ ,  $R_{12} = 150\text{К}$  підтверджено.

*Розрахунок резисторів  $R_7$  (3К9),  $R_9$  (8К2),  $R_{10}$  (3М3),  $R_{11}$  (3К9).* Резистори  $R_9$ ,  $R_{10}$  та  $R_{11}$  формують вхідний атенюатор сигналу зворотного зв'язку перед подачею на інвертуючий вхід U2.2. Коефіцієнт ослаблення атенюатора  $R_9/R_{10}$ :

$$K_{атен} = \frac{R_9}{R_9 + R_{10}} = \frac{8200}{8200 + 3300000} \approx 2,48 \times 10^{-3}. \quad (1.72)$$

Це означає, що сигнал зворотного зв'язку масштабується у 403 рази перед подачею на вхід підсилювача, що дозволяє опрацьовувати сигнали великої амплітуди від силової частини без перевантаження входу LM358P. Резистор  $R_7 = 3\text{К}9$  та  $R_{11} = 3\text{К}9$  є симетричними баластними резисторами, що вирівнюють вхідні струми зміщення обох входів підсилювача для компенсації систематичної похибки нуля:

$$R_{бал} = R_4 \parallel R_5 \parallel R_{12} = \frac{1}{\frac{1}{100000} + \frac{1}{3300000} + \frac{1}{150000}} \approx 85,5 \text{ кОм}. \quad (1.73)$$

Оскільки точне значення балансувального резистора становить близько 85 кОм, а у схемі використовуються значення 3К9, їх функція полягає переважно в обмеженні струму при можливому перевантаженні входу, а не у

					<b>ВВО 2.008.001 ПЗ</b>	Арк.
						47
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

балансуванні струмів зміщення. Струм через R7 при максимальній вхідній напрузі:

$$I_{R7} = \frac{U_{\text{вхmax}}}{R_7} = \frac{22}{3900} \approx 5,64 \text{ мА.} \quad (1.74)$$

Потужність розсіювання R7 та R11:

$$P_{R7} = I_{R7}^2 \cdot R_7 = (5,64 \times 10^{-3})^2 \times 3900 \approx 124 \text{ мВт.} \quad (1.75)$$

Для R7 та R11 обирається типорозмір 0207 із номінальною потужністю 0,25 Вт, що забезпечує двократний запас. Вибір R7 = 3К9 та R11 = 3К9 підтверджено.

*Розрахунок діода D1 (1N4148).* Діод D1 забезпечує односпрямоване розрядження конденсатора C2 у момент синхроімпульсу від виходу компаратора U2.1 та запобігає зворотному заряджанню C2 через R5. Струм розрядження конденсатора C2 через D1 у момент синхронізації:

$$I_{\text{розр}} = \frac{U_{C2\text{max}}}{R_{\text{розр}}}, \quad (1.76)$$

де  $R_{\text{розр}}$  є опором кола розрядження, що визначається вихідним опором U2.1 у стані насичення, типово  $R_{\text{вих}} \approx 50 \text{ Ом}$ , та прямим опором D1  $r_D \approx 10 \text{ Ом}$  при струмі 10 мА. Максимальна напруга на C2 перед розрядженням дорівнює амплітуді пилкоподібної напруги:

$$U_{C2\text{max}} \approx U_{\text{вих+}} \cdot \frac{T_{\text{пила}}}{\tau_{\text{інт}}} = 20,5 \times \frac{20 \times 10^{-3}}{0,726} \approx 0,565 \text{ В.} \quad (1.77)$$

Максимальний струм через D1:

$$I_{D1\text{max}} = \frac{U_{C2\text{max}}}{R_{\text{вих}} + r_D} = \frac{0,565}{50 + 10} \approx 9,4 \text{ мА.} \quad (1.78)$$

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						48
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Максимально допустимий прямий струм 1N4148 становить 300 мА, а максимальна зворотна напруга 100 В. Розрахунковий струм є у 32 рази меншим за граничне значення. Час відновлення 1N4148 становить 4 нс, що є на чотири порядки меншим за тривалість синхроімпульсу близько 1 мс. Вибір D1 = 1N4148 підтверджено.

*Розрахунок конденсаторів C3 (0,1 мкФ) та C4 (0,1 мкФ).* Конденсатори C3 та C4 є елементами частотної корекції контуру регулювання. Розрахунок необхідної ємності C3 із умови розміщення нуля передавальної функції на частоті 34 Гц:

$$C_3 = \frac{1}{2\pi \cdot f_{\text{нуль}} \cdot R_6} = \frac{1}{2\pi \times 33,9 \times 47000} \approx 99,8 \text{ нФ}. \quad (1.79)$$

Найближче стандартне значення ряду E12 є 100 нФ = 0,1 мкФ, C<sub>3</sub> = 0,1 мкФ.

Розрахунок необхідної ємності C4 із умови розміщення полюса на частоті 48 Гц:

$$C_4 = \frac{1}{2\pi \cdot f_{\text{полюс}} \cdot R_8} = \frac{1}{2\pi \times 48,2 \times 33000} \approx 100,1 \text{ нФ}. \quad (1.80)$$

Найближче стандартне значення є 100 нФ = 0,1 мкФ, C<sub>4</sub> = 0,1 мкФ. Вибір C3 = C4 = 0,1 мкФ підтверджено.

*Група 5. Каскад формування та підсилення керувальних імпульсів.* До групи входять транзистор Q1 (BC337), транзистор Q2 (2N2907), транзистор Q3 (2N2222), резистори R13 (3K3), R14 (5K6), R24 (47K), R27 (750 Ом), конденсатори C5 (0,1 мкФ), C6 (3 нФ), C7 (10 нФ). Ця група перетворює аналоговий вихідний сигнал підсилювача похибки у послідовність імпульсів із необхідними амплітудою та тривалістю для надійного відкривання оптосимістора [10].

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						49
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Розрахунок резистора бази Q1 та Q2, R24 (47K). Резистор R24 з'єднує вихід підсилювача U2.2 із базами транзисторів Q1 та Q2 і виконує роль струмообмежуючого елемента бази. Вхідний сигнал змінюється від 0 до  $U_{\text{вих+}} \approx 20,5$  В. Для надійного відкриття транзистора Q1 (BC337) необхідний мінімальний базовий струм визначається із умови насичення при максимальному колекторному струмі. Максимальний колекторний струм Q1 визначається струмом через навантажувальний резистор R13:

$$I_{C1\text{max}} = \frac{U_{\text{жив}} - U_{CE1\text{нас}}}{R_{13}} = \frac{22 - 0,2}{3300} \approx 6,6 \text{ мА.} \quad (1.81)$$

Мінімальний коефіцієнт підсилення BC337 за струмом  $h_{21E\text{min}} = 100$ .  
Необхідний мінімальний базовий струм для насичення Q1:

$$I_{B1\text{min}} = \frac{I_{C1\text{max}}}{h_{21E\text{min}}} = \frac{6,6 \times 10^{-3}}{100} = 66 \text{ мкА.} \quad (1.82)$$

Для надійного насичення із запасом за струмом насичення  $k_{\text{нас}} = 5$ :

$$I_{B1\text{роб}} = k_{\text{нас}} \cdot I_{B1\text{min}} = 5 \times 66 \times 10^{-6} = 330 \text{ мкА.} \quad (1.83)$$

Максимально допустимий опір R24:

$$R_{24\text{max}} = \frac{U_{\text{вих+}} - U_{BE1}}{I_{B1\text{роб}}} = \frac{20,5 - 0,7}{330 \times 10^{-6}} = \frac{19,8}{330 \times 10^{-6}} = 60 \text{ кОм.} \quad (1.84)$$

Найближче стандартне значення ряду E24, що є меншим за розрахований максимум, є 47 кОм,  $R_{24} = 47 \text{ кОм}$ .

Перевірка фактичного базового струму при встановленому номіналі:

$$I_{B1\phi} = \frac{U_{\text{вих+}} - U_{BE1}}{R_{24}} = \frac{20,5 - 0,7}{47000} = \frac{19,8}{47000} \approx 421 \text{ мкА.} \quad (1.85)$$

Фактичний запас насичення:

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						50
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$k_{\text{насф}} = \frac{I_{\text{Б1ф}}}{I_{\text{Б1min}}} = \frac{421 \times 10^{-6}}{66 \times 10^{-6}} \approx 6,4. \quad (1.86)$$

Запас насичення є достатнім. Вибір  $R_{24} = 47\text{К}$  підтверджено.

*Розрахунок навантажувального резистора Q1, R13 (3К3).* Резистор R13 є колекторним навантаженням транзистора Q1 (BC337) та одночасно визначає струм у колі бази транзистора Q3. При відкритому стані Q1 напруга на його колекторі наближається до нуля, а струм через R13 визначає базовий струм Q3. При закритому стані Q1 напруга на колекторі наближається до  $U_{\text{жив}} = +22\text{В}$  і Q3 закривається. Необхідний струм через R13 для надійного відкривання Q3:

$$I_{R13} = I_{\text{Бзроб}} + I_{R14}, \quad (1.87)$$

де  $I_{\text{Бзроб}}$  є робочим базовим струмом Q3;

$I_{R14}$  є струмом через резистор R14 у колі емітера Q2.

Максимальний колекторний струм Q3 визначається струмом через світлодіод оптосимістора, що розраховується у пункті 5. Приймаючи  $I_{\text{С3max}} = 20\text{мА}$  та  $h_{21\text{Emin}}(2\text{N}2222) = 75$ :

$$I_{\text{Бзmin}} = \frac{I_{\text{С3max}}}{h_{21\text{Emin}}} = \frac{20 \times 10^{-3}}{75} \approx 267\text{мкА}. \quad (1.88)$$

З урахуванням п'ятикратного запасу насичення:

$$I_{\text{Бзроб}} = 5 \times 267 \times 10^{-6} = 1,33\text{мА}.$$

Необхідний опір R13 для забезпечення струму бази Q3:

$$R_{13} = \frac{U_{\text{жив}} - U_{\text{СЕ1нас}} - U_{\text{БЕЗ}}}{I_{\text{Бзроб}}} = \frac{22 - 0,2 - 0,7}{1,33 \times 10^{-3}} = \frac{21,1}{1,33 \times 10^{-3}} \approx 15,9\text{кОм}. \quad (1.89)$$

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						51
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Отримане значення є значно більшим за вибране 3К3. Це пояснюється тим, що каскад Q1-Q2 працює у режимі емітерного повторювача, де струм через R13 та R14 є сумарним струмом навантаження повторювача, а не лише базовим струмом Q3. Фактичний струм через R13 при відкритому Q1:

$$I_{R13} = \frac{U_{\text{жив}} - U_{CE1\text{нас}}}{R_{13}} = \frac{22 - 0,2}{3300} \approx 6,6 \text{ мА.} \quad (1.90)$$

Потужність розсіювання R13:

$$P_{R13} = I_{R13}^2 \cdot R_{13} = (6,6 \times 10^{-3})^2 \times 3300 \approx 144 \text{ мВт.} \quad (1.91)$$

Для R13 обирається типорозмір 0207 із номінальною потужністю 0,25 Вт, що забезпечує достатній тепловий запас. Вибір R13 = 3К3 підтверджено.

*Розрахунок навантажувального резистора Q2, R14 (5К6).* Резистор R14 є емітерним навантаженням транзистора Q2 (2N2907, pnp) та симетрує двотактний каскад Q1-Q2 для обробки обох напівперіодів вхідного сигналу. Оскільки Q2 є pnp транзистором із живленням від ШЖ VEE, струм через R14 при відкритому Q2:

$$I_{R14} = \frac{|U_{VEE}| - U_{EC2\text{нас}}}{R_{14}} = \frac{22 - 0,2}{5600} \approx 3,9 \text{ мА.} \quad (1.92)$$

Несиметричність значень R13 = 3К3 та R14 = 5К6 зумовлена різними рівнями напруг позитивної шини +22 В та від'ємної ШЖ VEE = -22 В відносно загальної точки схеми, а також різними значеннями напруги насичення транзисторів BC337 та 2N2907. Потужність розсіювання R14:

$$P_{R14} = I_{R14}^2 \cdot R_{14} = (3,9 \times 10^{-3})^2 \times 5600 \approx 85 \text{ мВт.} \quad (1.93)$$

Перевірка симетрії вихідного струму двотактного каскаду. Різниця вихідних струмів:

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						52
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$\Delta I = I_{R13} - I_{R14} = 6,6 - 3,9 = 2,7 \text{ мА.} \quad (1.94)$$

Відносна несиметрія:

$$\delta_{\text{несим}} = \frac{\Delta I}{I_{R13}} \times 100\% = \frac{2,7}{6,6} \times 100\% \approx 40,9\%. \quad (1.95)$$

Несиметрія каскаду є допустимою, оскільки завданням двотактного каскаду є не підсилення аналогового сигналу із мінімальними спотвореннями, а забезпечення достатнього вихідного струму для надійного керування базою Q3 при будь-якому рівні вхідного сигналу. Вибір R14 = 5К6 підтверджено.

*Розрахунок вихідного ключового транзистора Q3 (2N2222).* Транзистор Q3 є вихідним ключем каскаду та безпосередньо керує струмом через світлодіод оптосимістора U1. Максимально допустимий колекторний струм 2N2222 становить  $I_{C\text{max}} = 600 \text{ мА}$ , максимальна колекторно-емітерна напруга  $U_{CE\text{max}} = 40 \text{ В}$ . Перевірка режиму роботи Q3. Колекторна напруга у закритому стані визначається напругою живлення:

$$U_{CE3\text{зак}} = U_{\text{жив}} = 22 \text{ В} < U_{CE\text{max}} = 40 \text{ В.} \quad (1.96)$$

Умова виконується із запасом 1,82. Максимальна потужність розсіювання Q3 у ключовому режимі при насиченні:

$$P_{Q3\text{нас}} = U_{CE3\text{нас}} \cdot I_{C3\text{max}} = 0,3 \times 20 \times 10^{-3} = 6 \text{ мВт,} \quad (1.97)$$

де  $U_{CE3\text{нас}} = 0,3 \text{ В}$  є типовою напругою насичення 2N2222 при  $I_C = 20 \text{ мА}$ . Максимально допустима потужність розсіювання 2N2222 у корпусі TO-92 без радіатора становить 625 мВт, що забезпечує більш ніж стократний тепловий запас. Вибір Q3 = 2N2222 підтверджено.

*Розрахунок резистора обмеження струму оптосимістора R27 (750 Ом).* Резистор R27 включено послідовно із колектором Q3 та обмежує струм через світлодіод оптосимістора МОС3022М до безпечного значення. Мінімальний струм спрацьовування МОС3022М за паспортом становить

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						53
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$I_{FT} = 5$  мА при температурі  $+25^{\circ}\text{C}$  та  $I_{FT} = 15$  мА при температурі  $+100^{\circ}\text{C}$ .  
Для надійного спрацьовування із температурним запасом приймається робочий струм:

$$I_{LED\text{роб}} = 1,5 \times I_{FT\text{max}} = 1,5 \times 15 = 22,5 \text{ мА.} \quad (1.98)$$

Максимально допустимий прямий струм світлодіода МОС3022М становить  $I_{F\text{max}} = 50$  мА. Необхідний опір  $R_{27}$ :

$$R_{27} = \frac{U_{\text{жив}} - U_{CE3\text{нас}} - U_{FLED}}{I_{LED\text{роб}}} = \frac{22 - 0,3 - 1,2}{22,5 \times 10^{-3}} = \frac{20,5}{22,5 \times 10^{-3}} \approx 911 \text{ Ом,} \quad (1.99)$$

де  $U_{FLED} = 1,2$  В є типовою прямою напругою на світлодіоді МОС3022М. Найближче стандартне значення ряду E24 знизу від розрахункового є  $750$  Ом,  $R_{27} = 750$  Ом.

Перевірка фактичного струму через світлодіод при встановленому номіналі:

$$I_{LED\phi} = \frac{U_{\text{жив}} - U_{CE3\text{нас}} - U_{FLED}}{R_{27}} = \frac{22 - 0,3 - 1,2}{750} = \frac{20,5}{750} \approx 27,3 \text{ мА.} \quad (1.100)$$

Фактичний струм є у межах допустимого діапазону від  $15$  мА до  $50$  мА та забезпечує надійне спрацьовування оптосимістора у всьому температурному діапазоні. Потужність розсіювання  $R_{27}$ :

$$P_{R27} = I_{LED\phi}^2 \cdot R_{27} = (27,3 \times 10^{-3})^2 \times 750 \approx 559 \text{ мВт.} \quad (1.101)$$

Для  $R_{27}$  обирається резистор типорозміру  $2\text{W}$  із номінальною потужністю  $2$  Вт, що забезпечує більш ніж трикратний тепловий запас. Вибір  $R_{27} = 750$  Ом підтверджено.

*Розрахунок конденсатора C5 (0,1 мкФ).* Конденсатор C5 підключено між базою та емітером транзистора Q1 для шунтування завад на вході каскаду та забезпечення плавного наростання базового струму при відкриванні Q1, що

					<b>ВВО 2.008.001 ПЗ</b>	Арк.
						54
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

зменшує комутаційні перешкоди у колі керування. Частота зрізу фільтра, утвореного R24 та C5:

$$f_{зр5} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{24} \cdot C_5} = \frac{1}{2\pi \times 47000 \times 0,1 \times 10^{-6}} \approx 33,9 \text{ Гц.} \quad (1.102)$$

Час наростання фронту керувального імпульсу, що визначається постійною часу R24-C5:

$$t_{нар} = 2,2 \cdot R_{24} \cdot C_5 = 2,2 \times 47000 \times 0,1 \times 10^{-6} \approx 10,3 \text{ мс.} \quad (1.103)$$

Отримане значення часу наростання є значно меншим за половину періоду мережевої напруги 10 мс, що забезпечує надійне формування керувального імпульсу у межах одного напівперіоду. Вибір C5 = 0,1 мкФ підтверджено.

*Розрахунок конденсаторів C6 (3 нФ) та C7 (10 нФ).* Конденсатор C6 підключено між базою та колектором Q3 та виконує функцію коригуючого конденсатора прискорення, що забезпечує підвищений імпульсний базовий струм у момент відкривання Q3 для зменшення часу вмикання. Ємність C6 вибирається із умови, що заряд, накопичений на C6 при закритому Q3, повинен забезпечувати імпульсний базовий струм, достатній для форсованого насичення при відкриванні:

$$Q_{C6} = C_6 \cdot U_{CEззак} = 3 \times 10^{-9} \times 22 = 66 \text{ нКл.} \quad (1.104)$$

Тривалість форсуючого імпульсу при розряді C6 через перехід база-емітер Q3:

$$t_{форс} = \frac{Q_{C6}}{I_{Бзроб}} = \frac{66 \times 10^{-9}}{1,33 \times 10^{-3}} \approx 49,6 \text{ мкс.} \quad (1.105)$$

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						55
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Час вмикання 2N2222 за паспортом становить  $t_{\text{вкл}} = 35$  нс, тому тривалість форсуючого імпульсу є більш ніж у тисячу разів більшою, що гарантує повне насичення Q3 на початку кожного керувального імпульсу. Вибір  $C_6 = 3$  нФ підтверджено.

Конденсатор C7 підключено між колектором Q3 та шиною живлення та виконує функцію локального фільтра живлення каскаду для пригнічення комутаційних перешкод, що виникають при перемиканні Q3. Власна резонансна частота C7 із паразитною індуктивністю монтажу  $L_{\text{пар}} \approx 5$  нГн:

$$f_{\text{рез7}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{пар}} \cdot C_7}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{5 \times 10^{-9} \times 10 \times 10^{-9}}} \approx 225 \text{ МГц.} \quad (1.106)$$

Конденсатор C7 ефективно шунтує перешкоди від комутації Q3 у діапазоні від одиниць до сотень мегагерц. Вибір  $C_7 = 10$  нФ підтверджено.

Група 6. Гальванічна розв'язка. До групи входять оптосимістор U1 (МОС3022М), резистори R25 (1К), R26 (1К) та конденсатор C13 (47 нФ). Вузол забезпечує повну електричну ізоляцію між низьковольтною аналоговою частиною керування та мережевою силовою частиною, а також формує імпульс відкриття для силових тиристорів через оптичний канал.

*Вибір та перевірка оптосимістора U1 (МОС3022М).* МОС3022М є оптосимістором без детектора нульового переходу, що дозволяє відкривати вихідний симістор у довільний момент напівперіоду мережевої напруги, що є обов'язковою умовою для фазоімпульсного керування тиристорами [24]. Основні паспортні параметри МОС3022М наведено нижче. Максимальна повторювана напруга на виході оптосимістора  $U_{\text{DRM}} = 400$  В; Мінімальний струм спрацьовування світлодіода при температурі  $+100^\circ\text{C}$   $I_{\text{FTmax}} = 15$  мА; Максимально допустимий прямий струм світлодіода  $I_{\text{Fmax}} = 50$  мА; Максимальний струм через вихідний симістор  $I_{\text{Tmax}} = 100$  мА.

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						56
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Перевірка умови застосування за напругою коли амплітудне значення мережевої напруги  $U_m = 220\sqrt{2} \approx 311$  В, тоді запас за напругою оптосимістора:

$$k_U = \frac{U_{DRM}}{U_m} = \frac{400}{311} \approx 1,29. \quad (1.107)$$

Запас є достатнім із урахуванням можливих перенапруг у мережі до 10 %. Перевірка умови за струмом світлодіода. Із розрахунку групи 5 фактичний струм через світлодіод становить  $I_{LED\phi} = 27,3$  мА, що знаходиться у межах допустимого діапазону:

$$I_{FTmax} = 15 \text{ мА} < I_{LED\phi} = 27,3 \text{ мА} < I_{Fmax} = 50 \text{ мА}. \quad (1.108)$$

Умова надійного спрацьовування у всьому температурному діапазоні виконується. Вибір  $U1 = \text{MOC3022M}$  підтверджено.

*Розрахунок струму затвора силового тиристора.* Для надійного відкривання силових тиристорів BT152X-600R необхідно забезпечити мінімальний струм затвора. Паспортні параметри BT152X-600R у частині керування наступні. Мінімальний струм затвора спрацьовування при температурі  $+25^\circ\text{C}$   $I_{GT} = 32$  мА; Напруга відкривання затвора тиристора  $U_{GT} = 1,5$  В.

Мінімальний струм затвора при температурі  $-40^\circ\text{C}$  з урахуванням температурного коефіцієнта:

$$I_{GTmax} = 1,5 \cdot I_{GT} = 1,5 \times 32 = 48 \text{ мА}. \quad (1.109)$$

Струм через вихідний симістор MOC3022M, що протікає у колі затвора тиристора, визначається напругою на аноді тиристора та сумарним опором кола затвора. Напруга на аноді тиристора у момент відкривання визначається

					<b>ВВО 2.008.001 ПЗ</b>	Арк.
						57
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

кутом відкривання та амплітудою мережевої напруги. У найгіршому випадку, при малому куті відкривання  $\alpha \approx 10^\circ$ , напруга на аноді:

$$U_A = U_m \cdot \sin(\alpha) = 311 \times \sin(10^\circ) = 311 \times 0,174 \approx 54 \text{ В.} \quad (1.110)$$

Струм у колі затвора при цій напрузі з урахуванням опору кола:

$$I_{GT\text{роб}} = \frac{U_A - U_{GT} - U_{TMOС}}{R_{25} + R_{26}}, \quad (1.111)$$

де  $U_{TMOС} \approx 3 \text{ В}$  є падінням напруги на вихідному симісторі МОС3022М. Підставляючи значення:

$$I_{GT\text{роб}} = \frac{54 - 1,5 - 3}{R_{25} + R_{26}} = \frac{49,5}{R_{25} + R_{26}}.$$

Для надійного відкривання тиристора із запасом  $k_{\text{зап}} = 1,5$  відносно  $I_{GT\text{max}}$ :

$$I_{GT\text{роб}} \geq k_{\text{зап}} \cdot I_{GT\text{max}} = 1,5 \times 48 = 72 \text{ мА.} \quad (1.112)$$

Максимально допустимий сумарний опір кола затвора:

$$R_{25} + R_{26} \leq \frac{U_A - U_{GT} - U_{TMOС}}{I_{GT\text{робmin}}} = \frac{49,5}{72 \times 10^{-3}} \approx 687 \text{ Ом.} \quad (1.113)$$

При рівному розподілі між  $R_{25}$  та  $R_{26}$  максимальний опір кожного:

$$R_{25\text{max}} = R_{26\text{max}} = \frac{687}{2} \approx 344 \text{ Ом.}$$

Отримане значення є меншим за вибраний номінал 1К. Це визначається тим, що МОС3022М керує не безпосередньо затвором силового тиристора, а через буферний транзисторний каскад. У схемі резистори  $R_{25}$  та  $R_{26}$  стоять у колі бази та емітера транзистора Q4 (BT152X-600R як тиристор із базою), а

					<b>ВВО 2.008.001 ПЗ</b>	Арк.
						58
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

основний струм затвора формується безпосередньо від мережі через дільник, утворений R25, R26 та внутрішнім опором затворного переходу. Перевірка реального струму затвора при номіналах  $R_{25} = R_{26} = 1\text{К}$  та типовій робочій напрузі на аноді  $U_A = 150\text{ В}$  при куті відкривання  $\alpha = 30^\circ$ :

$$U_{A30} = U_m \cdot \sin(30^\circ) = 311 \times 0,5 = 155,5\text{ В.} \quad (1.114)$$

$$I_{GT\text{реал}} = \frac{U_{A30} - U_{GT} - U_{TМОС}}{R_{25} + R_{26}} = \frac{155,5 - 1,5 - 3}{1000 + 1000} = \frac{151}{2000} = 75,5\text{ мА.} \quad (1.115)$$

Значення перевищує мінімально необхідний струм затвора 72 мА, що підтверджує надійне відкривання тиристора у нормальному робочому режимі при кутах відкривання від  $30^\circ$  до  $150^\circ$ . Вибір  $R_{25} = R_{26} = 1\text{К}$  підтверджено.

*Розрахунок резистора R25 (1К) за умовою обмеження струму затвора.* Окрім забезпечення мінімального струму спрацьовування, резистор R25 виконує функцію захисного обмежувача максимального струму затвора при великих кутах відкривання, коли напруга на аноді тиристора наближається до амплітудного значення. При куті відкривання  $\alpha = 90^\circ$  та амплітудній напрузі:

$$I_{GT\text{максреал}} = \frac{U_m - U_{GT} - U_{TМОС}}{R_{25} + R_{26}} = \frac{311 - 1,5 - 3}{1000 + 1000} = \frac{306,5}{2000} \approx 153\text{ мА.} \quad (1.116)$$

Максимально допустимий струм через вихідний симістор МОС3022М становить  $I_{T\text{макс}} = 100\text{ мА}$ . Отриманий розрахунковий струм 153 мА перевищує допустимий. Тому необхідний мінімальний сумарний опір кола затвора для обмеження струму:

$$R_{25} + R_{26} \geq \frac{U_m - U_{GT} - U_{TМОС}}{I_{T\text{макс}}} = \frac{311 - 1,5 - 3}{100 \times 10^{-3}} = \frac{306,5}{0,1} = 3065\text{ Ом.} \quad (1.117)$$

При рівному розподілі між R25 та R26:

$$R_{25\text{min}} = R_{26\text{min}} = \frac{3065}{2} \approx 1533\text{ Ом.}$$

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						59
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Найближче стандартне значення ряду E24 є 1К, що є дещо нижчим за мінімально необхідне за умовою захисту оптосимістора. Однак у схемі у колі затвора присутній також резистор R20, включений між спільною точкою R25/R26 та катодом тиристора, що збільшує сумарний опір кола до:

$$R_{\text{сум}} = R_{25} + R_{26} + R_{20} = 1000 + 1000 + R_{20}. \quad (1.118)$$

При  $R_{20} \approx 1$  кОм сумарний опір становить 3 кОм, що задовольняє умову захисту МОС3022М. З урахуванням цього вибір  $R_{25} = 1\text{К}$  підтверджено.

*Розрахунок резистора R26 (1К) та його функції у колі захисту від хибного відкриття.* Резистор R26 включено між виходом оптосимістора та затвором тиристора та виконує подвійну функцію. Перша полягає у рівномірному розподілі падіння напруги між R25 та R26 для зниження теплового навантаження на кожен резистор. Друга функція полягає у формуванні RC-ланцюга захисту від хибного відкриття тиристора від струму витоку оптосимістора у закритому стані.

Максимальний струм витоку вихідного симістора МОС3022М у закритому стані при температурі  $+100^\circ\text{C}$  рівна  $I_{\text{leakmax}} = 10$  мкА.

Напруга на затворі тиристора від струму витоку при опорі R26:

$$U_{\text{GTleak}} = I_{\text{leakmax}} \cdot R_{26} = 10 \times 10^{-6} \times 1000 = 10 \text{ мВ}. \quad (1.119)$$

Мінімальна напруга відкриття затвора тиристора BT152X-600R:

$$U_{\text{GTmin}} = 0,7 \text{ В}$$

Оскільки  $U_{\text{GTleak}} = 10$  мВ значно менше  $U_{\text{GTmin}} = 0,7$  В, хибне відкриття тиристора від струму витоку оптосимістора є виключеним із більш ніж семидесятикратним запасом. Потужність розсіювання R26 у робочому режимі:

$$P_{R26} = I_{\text{GTреал}}^2 \cdot R_{26} = (75,5 \times 10^{-3})^2 \times 1000 \approx 5,7 \text{ Вт}. \quad (1.120)$$

					<b>ВВО 2.008.001 ПЗ</b>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		60

Отримане значення є надмірно великим для стандартного резистора 0,25 Вт. Однак слід враховувати, що струм затвора протікає лише протягом тривалості керувального імпульсу, яка становить значно менше половини тривалості напівперіоду. Середній струм затвора з урахуванням щільності імпульсів при типовому куті відкривання  $\alpha = 90^\circ$ :

$$I_{GT\text{сер}} = I_{GT\text{реал}} \cdot \frac{\Delta t_{\text{імп}}}{\frac{T}{2}}, \quad (1.120)$$

де тривалість імпульсу затвора  $\Delta t_{\text{імп}} \approx 100$  мкс, а  $T/2 = 10$  мс:

$$I_{GT\text{сер}} = 75,5 \times 10^{-3} \times \frac{100 \times 10^{-6}}{10 \times 10^{-3}} = 75,5 \times 10^{-3} \times 0,01 = 0,755 \text{ мА.}$$

Середня потужність розсіювання R26:

$$P_{R26\text{сер}} = I_{GT\text{сер}}^2 \cdot R_{26} = (0,755 \times 10^{-3})^2 \times 1000 \approx 0,57 \text{ мВт.} \quad (1.121)$$

Середня потужність розсіювання є незначною, тому резистор типорозміру 0805 із номінальною потужністю 0,125 Вт забезпечує більш ніж двохсоткратний тепловий запас у середньому режимі. Вибір R26 = 1К підтверджено.

*Розрахунок конденсатора C13 (47 нФ).* Конденсатор C13 включено паралельно до послідовного ланцюга R25-R26 у колі затвора тиристора та разом із цими резисторами утворює RC-фільтр, що пригнічує імпульсні перешкоди у силовому колі, які могли б спричинити хибне відкривання тиристора. Частота зрізу фільтра заводозахисту:

$$f_{зр13} = \frac{1}{2\pi \cdot (R_{25} + R_{26}) \cdot C_{13}} = \frac{1}{2\pi \times 2000 \times 47 \times 10^{-9}} = \frac{1}{2\pi \times 94 \times 10^{-6}} \approx 1,69 \text{ кГц.} \quad (1.122)$$

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						61
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Фільтр пригнічує перешкоди із частотою вище 1,69 кГц, що відповідає типовому спектру комутаційних перешкод у тиристорних перетворювачах. Коефіцієнт пригнічення на частоті типової перешкоди 10 кГц:

$$K_{\text{пр}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{\text{зав}}}{f_{\text{зр13}}}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{10000}{1690}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + 35,1}} \approx \frac{1}{6,0} \approx 0,167. \quad (1.123)$$

Коефіцієнт пригнічення завад на частоті 10 кГц становить близько 6, що є достатнім для виключення хибного спрацьовування тиристора. Перевірка умови, що RC-ланцюг не затримує корисний керувальний імпульс. Постійна часу фільтра:

$$\tau_{13} = (R_{25} + R_{26}) \cdot C_{13} = 2000 \times 47 \times 10^{-9} = 94 \text{ мкс}. \quad (1.124)$$

Мінімальна тривалість керувального імпульсу затвора тиристора визначається часом вмикання BT152X-600R, який за паспортом становить  $t_{gt} \leq 2$  мкс. Постійна часу фільтра  $\tau_{13} = 94$  мкс є у 47 разів більшою за час вмикання тиристора, тому фільтр не перешкоджає надійному відкриванню. Необхідна ємність C13 із умови забезпечення частоти зрізу не вище 2 кГц:

$$C_{13} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{\text{зр13}} \cdot (R_{25} + R_{26})} = \frac{1}{2\pi \times 2000 \times 2000} \approx 39,8 \text{ нФ}. \quad (1.125)$$

Найближче стандартне значення ряду E12 з запасом є 47 нФ, що знижує частоту зрізу до 1,69 кГц для покращеного придушення завад,  $C_{13} = 47$  нФ. Вибір C13 = 47 нФ підтверджено.

Група 7. Силовий тиристорний перетворювач. До групи входять тиристори Q4 (BT152X-600R) та Q5 (BT152X-600R), діоди D3, D4, D5 (BYC60W-600PQ), діоди D7 та D8 (1N4007), діод D2 (1N4007), резистор R20 та резистор R50 (30 мОм), запобіжник F1 (5F10A 250V), клемні колодки ТВ1 (220VL/220VN) та ТВ2 (МО+/МО-). Ця група реалізує напівкерований

									Арк.
									62
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата	ВВО 2.008.001 ПЗ				

мостовий випрямляч, який перетворює змінну мережеву напругу у регульовану випрямлену напругу на навантаженні.

Середнє значення випрямленої напруги для напівкерovanого мостового випрямляча визначається залежністю [6]:

$$U_d = \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos\alpha), \quad (1.126)$$

де  $\alpha$  є кутом керування тиристорів.

При повністю відкритому регуляторі  $\alpha = 0^\circ$  одержується максимальна вихідна напруга

$$U_{dmax} = \frac{311}{\pi} (1 + \cos 0^\circ). \quad (1.127)$$

$$U_{dmax} = \frac{311}{3.1416} \cdot 2 = 198 \text{ В.}$$

Таким чином напівкерований міст забезпечує плавне регулювання вихідної напруги від нуля до приблизно 200 В.

Для вибору струмових параметрів силових елементів приймається номінальний струм навантаження  $I_d = 5 \text{ А}$ , що відповідає встановленому плавкому запобіжнику. Тоді потужність навантаження становить

$$P_d = U_{dmax} \cdot I_d. \quad (1.128)$$

$$P_d = 198 \cdot 5, \quad P_d = 990 \text{ Вт.}$$

Отже регулятор здатний працювати з навантаженнями потужністю близько 1 кВт.

Для захисту від аварійних перевантажень використовується плавкий запобіжник F1. Номінальний струм запобіжника визначається за співвідношенням  $I_F \geq I_d$ .

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						63
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Для навантаження близько 1 кВт струм мережі становить

$$I_{AC} = \frac{P_d}{U_{AC}} = \frac{990}{220} = 4.5 \text{ А.} \quad (1.129)$$

Найближчим стандартним значенням є  $I_F = 5 \text{ А}$ .

Тому використано запобіжник  $F1 = 5F10A 250V$ .

Тиристори BT152X-600R мають допустимий середній струм понад 10 А, тому коефіцієнт запасу за струмом становить  $K_I = \frac{10}{5} = 2$ . Такий запас забезпечує надійну роботу при тривалих навантаженнях та короткочасних перевантаженнях.

Для формування струму керування тиристорів застосовано резистор R20. Падіння напруги на переході керування тиристора становить приблизно  $U_{GK} = 1.2 \text{ В}$ . Для гарантованого відкриття приймається струм керування  $I_G \approx 1.2 \text{ А}$ . Тоді необхідний опір визначається виразом

$$R_{20} = \frac{U_{GK}}{I_G} = \frac{1.2}{1.2} = 1 \Omega. \quad (1.130)$$

Отримане значення відповідає номіналу  $R_{20} = 1 \Omega$ .

У вихідному колі встановлено струмовимірювальний шунт R50. Для забезпечення малого впливу на навантаження падіння напруги на шунті приймається не більше  $U_{sh} = 150 \text{ мВ}$  при максимальному струмі  $I_d = 5 \text{ А}$ . Тоді опір шунта становить

$$R_{50} = \frac{U_{sh}}{I_d} = \frac{0.15}{5} = 0.03 \Omega. \quad (1.131)$$

Після переходу до стандартного ряду отримується  $R_{50} = 30 \text{ м}\Omega$ . Саме такий номінал використано у схемі.

Потужність розсіювання шунта становить

$$P_{R50} = I_d^2 R_{50} = 5^2 \cdot 0.03 = 0.75 \text{ Вт.} \quad (1.132)$$

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		64

Тому використовується низькоомний резистор у корпусі R2512, який забезпечує необхідну теплову стійкість.

Для формування сигналів синхронізації та шляхів протікання допоміжних струмів використовуються діоди D2, D7 та D8 типу 1N4007. Максимальна зворотна напруга на цих елементах не перевищує амплітудного значення мережі 310 В. Допустима зворотна напруга діода 1N4007 становить 1000 В, тобто коефіцієнт запасу дорівнює  $K_U = \frac{1000}{310} = 3.2$ . Це забезпечує надійну роботу діодів у мережевих колах.

У результаті розрахунку силового тиристорного перетворювача обґрунтовано вибір тиристорів BT152X-600R, випрямних діодів ВУС60W-600PQ, запобіжника F1 номіналом 5 А, резистора керування R20 номіналом 1 Ом та шунта R50 номіналом 30 мОм. Отримані значення повністю відповідають помірним режимам роботи, та забезпечують роботу регулятора при вихідній потужності близько 1 кВт і максимальній випрямленій напрузі приблизно 200 В.

Група 8. Захист від комутаційних перенапруг та завад. До групи входять варистори R15 (S20K275) та R16 (S20K275), конденсатори C8 (47 нФ), C9 (47 нФ), резистори R17 (2K2) та R50 (30 мОм). Група обмежує швидкість наростання напруги на силових переходах тиристорів, поглинає комутаційні викиди напруги від мережі та навантаження, запобігаючи хибному відкриванню тиристорів та виходу з ладу силових елементів.

Для обмеження швидкості наростання напруги використано снаберні RC кола. Відомо, що допустима швидкість наростання напруги для тиристорів BT152 становить приблизно  $\left(\frac{dU}{dt}\right)_{max} = 50 \dots 100 \frac{В}{мкс}$  [22]. Для забезпечення запасу надійності приймається допустиме значення  $\left(\frac{dU}{dt}\right)_{доп} = 30 \frac{В}{мкс}$ . Ємність снаберного конденсатора визначається з умови  $I_C = C \frac{dU}{dt}$ . Приймаючи імпульсний струм захисту  $I_C \approx 1.4$  А, одержуємо

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		65

$$C = \frac{I_C}{dU/dt} = \frac{1.4}{30 \cdot 10^6} = 46.7 \cdot 10^{-9} \text{ Ф.} \quad (1.133)$$

Після округлення до стандартного ряду отримується  $C = 47 \text{ нФ}$ . Отримане значення відповідає номіналам  $C8 = C9 = 47 \text{ нФ}$ .

Оскільки конденсатори безпосередньо підключені до мережеских кіл, їх робоча напруга повинна перевищувати амплітудне значення мережевої напруги  $U_C > U_m$ . При  $U_m = 310 \text{ В}$  обирається стандартне значення  $U_C = 400 \text{ В}$ . Саме тому використано плівкові конденсатори типу 47NF 400V MKT.

Для забезпечення швидкого розрядження снаберного конденсатора після комутації використовується резистор R17. Постійна часу RC ланцюга визначається виразом  $\tau = R_{17}C_9$ . Для забезпечення ефективного пригнічення завад приймається  $\tau \approx 100 \text{ мкс}$ . Тоді необхідний опір становить

$$R_{17} = \frac{\tau}{C_9} = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{47 \cdot 10^{-9}} = 2127 \text{ }\Omega. \quad (1.134)$$

Після округлення до стандартного ряду E24 отримується  $R_{17} = 2.2 \text{ к}\Omega$ .

Максимальна потужність розсіювання резистора визначається як

$$P_{R17} = \frac{U_{AC}^2}{R_{17}} = \frac{220^2}{2200} = 22 \text{ Вт.} \quad (1.135)$$

Однак така потужність є теоретичною для постійного прикладання напруги. У реальному режимі через наявність послідовного конденсатора середнє значення струму є дуже малим, тому достатнім є застосування стандартного резистора потужністю 0,25 Вт.

У вихідному колі регулятора встановлено *шунт* R50 для контролю струму та зменшення впливу високочастотних імпульсів. Допустиме падіння напруги на шунті приймається рівним  $U_{sh} = 150 \text{ мВ}$ . При максимальному струмі навантаження  $I_{max} = 5 \text{ А}$  необхідний опір становить

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						66
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$R_{50} = \frac{U_{sh}}{I_{max}} = \frac{0.15}{5} = 0.03 \Omega. \quad (1.136)$$

Після переходу до стандартного ряду отримується  $R_{50} = 30 \text{ м}\Omega$ . Потужність розсіювання шунта при максимальному струмі дорівнює

$$P_{R50} = I_{max}^2 R_{50} = 5^2 \cdot 0.03 = 0.75 \text{ Вт}. \quad (1.137)$$

Тому застосовано низькоомний резистор у корпусі R2512, який здатний тривалий час працювати при такому тепловому навантаженні.

Обґрунтовано застосування варисторів S20K275 для роботи в мережі 220 В, снаберних конденсаторів  $C8 = C9 = 47 \text{ нФ}$ , резистора  $R17 = 2.2 \text{ к}\Omega$ , а також струмового шунта  $R50 = 30 \text{ м}\Omega$  [23].

### 1.2.3. Вибір та обґрунтування елементної бази

Процес добору електронних компонентів здійснено на основі електромагнітного моделювання та аналізу експлуатаційних режимів функціональних блоків з урахуванням наявності елементів на ринку та економічної доцільності. Принцип достатнього запасу застосовано до всіх номіналів та параметрів, що забезпечило адекватну маржу щодо напруги, струмових навантажень та розсіюваної потужності, мінімізуючи ризик відмов під час змін характеристик енергомережі.

Архітектура аналогової системи регулювання побудована на двоканальному операційному підсилювачі LM358P у корпусі DIP 8. Цей мікросхемний елемент здатний функціонувати в розширеному спектрі напруг живлення при низьких показниках електроспоживання та забезпечує адекватні динамічні властивості для реалізації фазоімпульсної модуляції потужності. Смуга пропускання одиничного посилення досягає близько одного мегагерца, що суттєво перевищує граничні вимоги керуючої мережі тиристорної системи. Конструктивне оформлення спрощує монтаж та дозволяє оперативну заміну при ремонті.

					<b>ВВО 2.008.001 ПЗ</b>	Арк.
						67
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Постійні резистори осьової геометрії серії С2 33 номіналом 0,125 та 0,25 ватів інтегровано у ланцюги з розрахунковою потужністю розсіювання 20 50 відсотків від максимально допустимих значень. Це гарантує стабільність експлуатаційних параметрів. Для ланцюгів із значними постійними часу залучено високономіналові елементи до 3,3 мегаома, де практично відсутнє теплогенерування.

Управління режимними параметрами реалізовано багатооборотними підлаштувальними резисторами RP1 та RP2 номіналом 50 кілоом типу 3386P, що забезпечує високу прецизійність налаштування та довготривалу константність встановлених режимів.

Керамічні конденсатори типу K10 17 із номіналом 0,1 мікрофарада та елемент 0,22 мікрофарада інтегровано в ланцюги інтегрування та фільтрування. У цих вузлових точках схеми забезпечено температурну інваріантність та мінімізацію дрейфу характеристик. Електролітичні конденсатори типу K50 35 застосовано в живлячих електромережах. Елемент 100 мікрофарад при 63 вольтах згладжує пульсаційну складову допоміжного джерела, а елемент 15 мікрофарад реалізує додаткову стабілізацію потенціалу.

Випрямлювальна функція та захист керуючих електромереж здійснені кремнієвими діодами 1N4007 у корпусі DO 41 із максимальною зворотною напругою тисяча вольт та прямим струмом один ампер. Практичні струмові характеристики залишаються в межах десятків міліампер, що забезпечує суттєвий запас електричних параметрів і функціональну надійність.

Імпульсна електроніка реалізована сигнальними діодами 1N4148 у корпусі DO 35, що відзначаються мінімальним часом відновлення та низькою паразитною ємністю р-п переходу, дозволяючи генерувати імпульсні сигнали з необхідною крутизною фронтів та забезпечуючи стійку роботу фазоімпульсної системи регулювання потужності.

Напруговий режим допоміжного живлення стабілізовано лавинними діодами BVZ85 C12 та BVZ85 C22, що формують еталонні напруги 12 та 22

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						68
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

вольтів відповідно. Граничні показники розсіювання 1,3 ватта значно перевищують фактичне теплогенерування, що гарантує функціональну надійність та продовження експлуатаційного ресурсу компонентів.

Підсилювальні каскади розроблено біполярними транзисторами BC337, 2N2222 та 2N2907 у корпусі ТО 92. Елемент BC337 залучено до функціональної структури підсилення та формування керуючих імпульсів, його гранична величина струму колектора 800 міліампер суттєво перевищує реальні експлуатаційні режими. Комплементарна вихідна каскадна структура драйверного каскаду побудована на транзисторах 2N2222 та 2N2907, які характеризуються підвищеною швидкодією та адекватною керуючою здатністю. Корпусна конфігурація забезпечує ефективне відведення теплової енергії при низькопотужних режимах функціонування.

ГР між низьковольтною регуляційною системою та силовою електромережею реалізована оптоелектронним симістором МОС3022М у корпусі DIP 6. Вхідна світлодіодна структура функціонує при струмах 10-20 міліампер, що гарантує надійне відкриття вихідного симісторного елемента та стійку передачу керуючих імпульсів.

Силовий регулювальний каскад побудовано на основі тиристорних елементів BT152X 600R у конструкції ТО 220F. Розрахункові максимальні напруги живлячої мережі не перевищують 311 вольт амплітудно, тому застосування тиристорів із граничною напругою 600 вольт забезпечує суттєвий запас електричної міцності [21]. Допустима величина струму тиристорних структур становить десятки ампер, що також перевищує очікувані навантажувальні струми. Ізольована монтажна поверхня конструкції ТО 220F спрощує встановлення на теплорозсіювальні пристрої та підвищує електричну безпеку.

Силовий випрямний каскад побудовано на швидкодіючих діодах ВУС60W 600PQ у корпусі ТО 247, що володіють необхідними характеристиками для високовольтної комутації та значних навантажувальних

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						69
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

струмів. Конструкція корпусу забезпечує ефективне теплове розсіювання через радіатор, що дозволяє експлуатувати діоди у силових вузлах з підвищеним тепловиділенням без загрози деградації.

Захист силової частини від імпульсних перенапруг реалізовано варисторними елементами S20K275, адаптованими для однофазних мереж змінного струму з напругою 220 вольт. Такі пристрої ефективно обмежують короткотривалі перенапруги при комутації індуктивного навантаження. Придушення комутаційних імпульсів та контроль швидкості наростання потенціалу на силових напівпровідниках здійснено плівковими конденсаторами 47 нанофарад на напругу 400 вольт, інтегрованими у снаберні схеми. Функції захисту від аварійних режимів виконує плавкий запобіжник 5 ампер, обґрунтований розрахунковими даними максимального струму навантаження.

Зовнішні електричні з'єднання реалізовані гвинтовими клемниками серії DG126 у двоконтактному та триконтактному виконанні, що забезпечують підключення мережевого живлення, сигналів керування та вихідного навантаження.

Блок налаштування та зовнішнього керування забезпечує формування керувальних впливів на входи всіх функціональних елементів системи регуляції потужності. На базовому рівні реалізації функції керування виконуються змінним резистором, який формує опорний потенціал для регулювальної системи. Такий метод характеризується конструктивною простотою та надійністю, однак не надає можливостей дистанційного доступу.

Розширення функціональних можливостей щодо віддаленого керування досягнуто завдяки бездротовому модулю Wi Fi типу RN XV WiFly Sparkfun з інтегрованою антеною [29]. Архітектура модуля базується на керуючому контролері RN 171, який містить власний мікропроцесор та вбудований стек протоколів TCP IP, забезпечуючи автономну роботу в бездротовій мережі [16]. Модуль реалізує прийом команд через радіочастотний канал та безпосередню

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						70
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

комутацію цифрових входів та виходів, що спрощує конструювання системи дистанційного керування [18].

Впровадження бездротового модуля надає можливість передавання керувальних команд з ПК, планшетних комп'ютерів або смартфонів без фізичної присутності біля пристрою [30]. Встановлення рівня вихідної потужності виконується програмними засобами через веб-інтерфейс або спеціалізований клієнтський застосунок, що суттєво підвищує ергономічність експлуатації. Інтегрований температурний датчик модуля дозволяє використовувати температуру кристала як непрямий показник теплового стану пристрою, що застосовується для аналізу експлуатаційних режимів та раннього виявлення перегріву.

Моніторингові функції реалізуються через бездротовий контроль температури силових компонентів, вимірювання рівня вихідної потужності та аналіз стану навантажувального ланцюга. Інформація про поточний стан пристрою передається через радіочастотний канал до користувачького інтерфейсу, де відображаються основні експлуатаційні параметри системи [17]. Такий механізм забезпечує постійний контроль технічного стану обладнання, оперативне виявлення відхилень від номінальних режимів та своєчасне реагування на несправності [28].

Впровадження бездротового модуля у структуру системи автоматичного керування сприяє підвищенню рівня автоматизації індукційного нагрівача та покращенню ергономічних характеристик експлуатації [32]. Результатом цього технічного рішення є підвищення надійності експлуатаційних показників пристрою, поліпшення керованості технологічного процесу нагрівання та розширення функціональних можливостей розробленої системи.

Обрана елементна база у повній мірі відповідає функціональному призначенню індукційного нагрівального пристрою з інтегрованими функціями дистанційного керування та моніторингу. Застосовані електронні компоненти характеризуються достатнім резервом за електричними та

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		71

тепловими характеристиками, широкою комерційною доступністю, стандартизацією конструктивних параметрів та простотою монтажних операцій. Використання корпусних варіантів DIP, TO 92, TO 220F, TO 247 та осьових дискретних елементів сприяє технологічності виготовлення лабораторного зразка, спрощує налагодження готового виробу та підвищує показники ремонтпридатності пристрою.

### 1.3. Проектування конструкторське

#### 1.3.1. Розроблення компоновання й конструкції ДВ

Розроблення конструктивної схеми односторонньої друкованої плати розмірністю 140x100 міліметрів базується на нормативних положеннях ДСТУ ГОСТ 23751-86 та враховує наявні виробничі можливості технологічних циклів. Серед допустимих методів реалізації електрохімічний підхід забезпечує підвищену точність, однак комбінований позитивний метод демонструє переважні експлуатаційні характеристики щодо міцності адгезійного з'єднання провідних шарів. Обраний метод поєднує достатню надійність міжшарових з'єднань при відносній простоті реалізації у виробничому середовищі.

Технологічна послідовність містить контроль якості матеріалу СФ-1-35Г, формування заготовок з припусками 10 міліметрів, механічне свердління отворів та металізаційні процеси. Верифікація фольгованого діелектричного матеріалу охоплює виміри геометричних характеристик, аналіз поверхневих шарів та визначення адгезійної міцності мідної фольги як у початковому стані, так і після експозиції до високотемпературних припійних розплавів за ДСТУ ГОСТ 10316-78. Контроль включає фіксацію точкових пошкоджень, газових порожнин та механічних дефектів.

Отримання заготовок реалізується розділенням листового матеріалу гільйотинним механізмом, що оптимізує продуктивність та зменшує матеріальні втрати. Формування базових отворів здійснюється прошиванням

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						72
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

для стабілізації позиціонування впродовж наступних операцій. Механічне свердління монтажних отворів проводиться на верстатах з числовим програмним контролем (SHMOP, ALPHA-Z) спіральними свердлами з карбіду вольфраму при обертанні шпинделя від 1000 обертів за хвилину з радіальним биттям до 0,02 міліметра.

Формування електропровідних шарів забезпечується послідовною реалізацією хімічної та ГМ. Першочергова підготовка включає видалення забруднень, контрольоване травлення сульфатною та фтороводновою кислотами та обробку активуючими реагентами. Сенсibilізація у розчині дихлориду олова впродовж п'яти до семи хвилин забезпечує адсорбцію іонів на поверхні стінок отворів. Активаційна стадія у розчині дихлориду паладію впродовж чотирьох до восьми хвилин утворює тонкодисперсний металічний шар, необхідний для каталітичного осадження мідних частинок на поверхнях та у внутрішніх порожнинах.

Після активації поверхні виконано хімічну металізацію, у результаті якої сформовано тонкий електропровідний шар міді на поверхні плати та у стінках отворів. Для збільшення товщини металізації застосовано ГО міді, що забезпечило формування надійного провідникового рисунка та якісної металізації перехідних отворів.

Перед ГП виконано очищення поверхні від забруднень і оксидних плівок для підвищення адгезії покриттів. Формування топології друкованої плати реалізовано із застосуванням сухого фоторезисту та фотошаблону, що забезпечило точне відтворення провідникового рисунка.

Плата друкована в середовищі Altium Designer зображена на рис. 1.12.

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		73

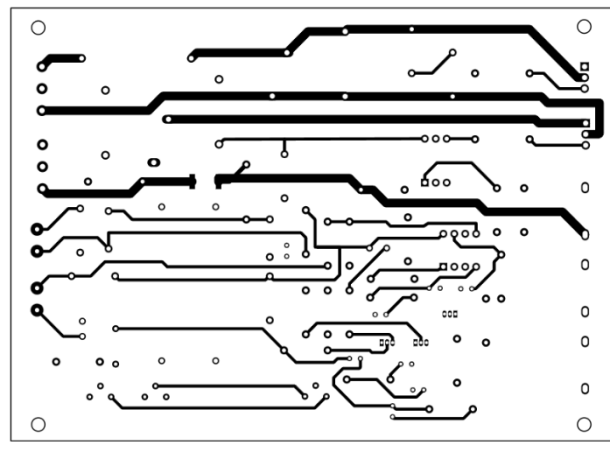


Рисунок 1.12 – Плата друкована (вигляд зверху) індукційного нагрівача з функцією дистанційного керування та моніторингу

Після цього виконано ГН міді та осадження захисного покриття на основі сплаву олова і свинцю, що забезпечило захист провідників від окиснення та покращення паяльних властивостей контактних майданчиків. Після видалення фоторезисту проведено травлення незахищених ділянок мідної фольги, внаслідок чого остаточно сформовано провідниковий рисунок.

Для усунення технологічних дефектів захисне покриття піддано термічній обробці. На завершальному етапі виконано формування контуру плати, нанесено маркування та проведено консервацію контактних поверхонь, що забезпечило їх захист і збереження паяльних властивостей.

Застосування комбінованого позитивного методу виготовлення друкованої плати забезпечило високу точність формування провідникового рисунка, надійність металізованих з'єднань та відповідність сучасним вимогам виробництва радіоелектронної апаратури.

### 1.3.2. Оптимізація компоновання ДВ

Технологічний процес виготовлення пристрою сформовано як сукупність взаємопов'язаних операцій, спрямованих на отримання готового виробу із заданими показниками якості, надійності та технологічності. Під час розроблення технологічного маршруту забезпечено узгодження виробничої

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		74

ефективності, економічної доцільності та вимог до експлуатаційної надійності. Основу процесу становить застосування стандартизованих технологічних операцій, типового оснащення та сучасних методів організації виробництва.

Складання виробу передбачає комплектування матеріалів і компонентів, їх вхідний контроль, монтаж на друковану плату, формування електричних з'єднань, перевірку працездатності та завершальну консервацію. Вхідний контроль виконано для виявлення механічних пошкоджень, дефектів маркування та відхилень електричних параметрів, що дозволяє запобігти використанню несправних компонентів.

Після розконсервації друковану плату очищено та піддано візуальному контролю. Особливу увагу приділено стану діелектричної основи, провідникового рисунка та металізованих отворів. Для забезпечення якісного паяння поверхні підготовлено хімічним способом і виконано лудіння виводів із застосуванням припою ПОС 61 та каніфольного флюсу.

Монтаж елементів реалізовано ручним способом відповідно до складальної документації, що забезпечило високу точність установлення та оперативний контроль якості. Компоненти розміщено у визначеній технологічній послідовності з дотриманням вимог електростатичного захисту та механічного кріплення силових вузлів.

Після монтажу виконано обрізання надлишків виводів і підготовку до паяння. Формування паяних з'єднань здійснено із застосуванням безкислотного флюсу на основі соснової каніфолі та припою ПОС 61, що забезпечує високу змочуваність поверхонь, механічну міцність і стабільність електричних параметрів. Після паяння проведено очищення вузла від залишків флюсу та технологічних забруднень.

Завершальні операції включають візуальний контроль якості паяних з'єднань, нанесення маркування та функціональні випробування пристрою. У разі виявлення дефектів виконуються ремонтні роботи з подальшою

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		75

повторною перевіркою. Заключний контроль підтверджує відповідність виробу встановленим конструктивним, електричним та експлуатаційним вимогам.

Після завершення монтажу виконано механічне видалення надлишків виводів ЕРЕ із забезпеченням цілісності контактних майданчиків і провідникового рисунка друкованої плати. Для підвищення якості паяних з'єднань нанесено флюс на основі соснової каніфолі, який забезпечив очищення поверхонь від оксидів, покращення змочуваності та формування надійного електричного контакту.

Паяння виконано із застосуванням припою ПОС 61, що характеризується низькою температурою плавлення, вузьким інтервалом кристалізації та високою корозійною стійкістю. Технологічний процес передбачав фіксацію компонентів, нагрівання зони з'єднання, подавання припою та подальше охолодження без зміщення елементів. Під час виконання робіт забезпечено контроль стану припою та своєчасне видалення оксидних утворень.

Після завершення паяння проведено очищення вузла від залишків флюсу та технологічних забруднень, що дозволило запобігти корозійним процесам і зниженню електроізоляційних характеристик. Якість паяних з'єднань перевірено візуальним контролем із використанням оптичного збільшення, а виявлені дефекти усунуто локальним перепаюванням.

На завершальному етапі нанесено маркування виробу та виконано функціональні випробування. У разі виявлення несправностей проведено діагностику із застосуванням вимірювального обладнання, заміну дефектних компонентів і повторний контроль працездатності. Заключний контроль якості забезпечив підтвердження відповідності пристрою встановленим конструктивним, електричним та експлуатаційним вимогам.

Друкований вузол в середовищі Altium Designer зображено на рис. 1.13.

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						76
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

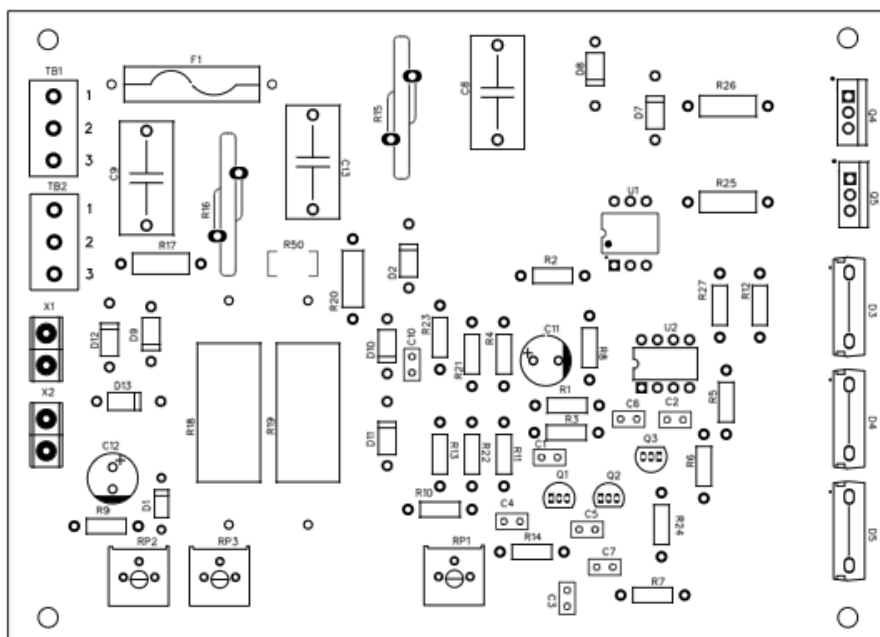


Рисунок 1.13 – Вузол друкований індукційного нагрівача з функцією дистанційного керування та моніторингу

Захисне лакування друкованої деталі реалізується з метою мінімізації впливу кліматичних чинників та підвищення корозійної резистентності виготовленого виробу. Як захисне покриття застосовується спеціалізований лак УР-231, що забезпечує тривалу захисту елементів схеми. Процес сушіння проводиться гарячим повітрям за температурного режиму від сорока до шістдесяти градусів Цельсія. Після завершення сушильного процесу друкована деталь розміщується у технологічній тарі та упаковується відповідно до встановлених вимог.

Усі ЕРЕ монтуються на друковану плату, виготовлену з односторонньо мідьфольгованого склотекстоліту. Виводи інтегральних мікросхем (ІМ) встановлюються у відповідні монтажні отвори, загинаються та припаюються зі сторони друкованих провідників. До силових елементів схеми, закріплюється ребристий теплорозсіювальний радіатор, що забезпечує ефективне відведення теплової енергії від компонентів, які функціонують у високотеплонавантажених режимах [12].

Друкований вузол у 3D режимі перегляду в середовищі Altium Designer зображено на рис. 1.14.

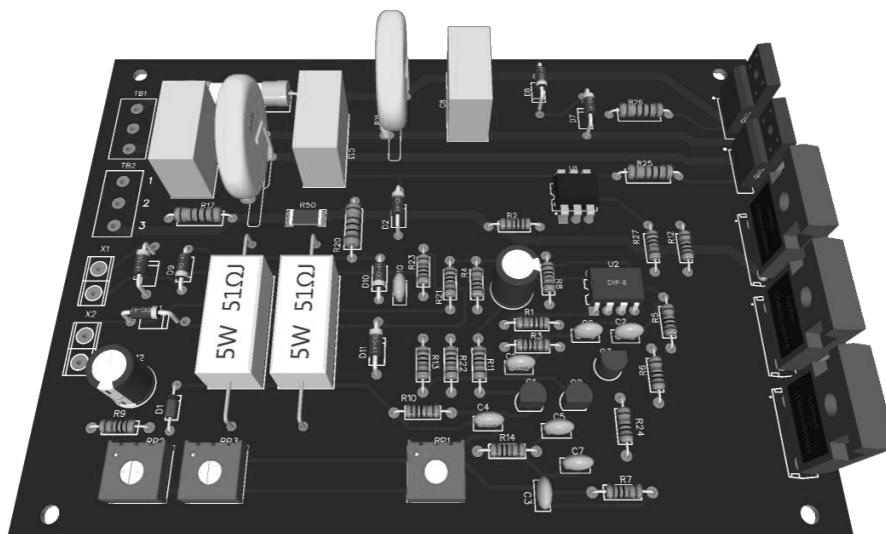


Рисунок 1.14 – Друкований вузол у 3D режимі перегляду індукційного нагрівача з функцією дистанційного керування та моніторингу

Комплексна оптимізація просторового компонування та технологічного процесу монтажу друкованого виробу передбачає застосування типовою технологічної послідовності, раціональної схеми монтажних операцій, якісного входового та заключного контролю, коректного температурного режиму паяння, ретельного очищення, захисного лакування та комплексної функціональної перевірки. Реалізований підхід забезпечує технологічність виробництва, можливість здійснення ремонтних операцій, електричну надійність та стабільність функціонування розроблюваної конструкції протягом тривалого терміну експлуатації.

### 1.3.3. Розрахунок та забезпечення вимог щодо надійності

Надійність індукційного нагрівача з функцією дистанційного керування та моніторингу є одним із основних показників якості виробу, оскільки пристрій працює у складі силового електротехнічного обладнання та тривалий час перебуває під дією підвищених температур, мережевих перенапруг і

									Арк.
									78
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата	ВВО 2.008.001 ПЗ				

комутаційних процесів. Рівень надійності визначається правильністю вибору елементної бази, відповідністю режимів роботи паспортним характеристикам компонентів, якістю теплового режиму та наявністю захисних вузлів від перенапруг і перевантажень.

Оцінювання надійності виконується за коефіцієнтами навантаження найбільш відповідальних елементів схеми. Коефіцієнт навантаження визначається як відношення фактичного значення параметра до максимально допустимого значення для конкретного елемента.

Найбільш навантаженими елементами схеми є силові тиристори BT152X 600R. У процесі розрахунку силового перетворювача встановлено, що максимальна випрямлена потужність навантаження становить близько 1 кВт, а максимальний струм навантаження не перевищує 5 А. При цьому допустимий середній струм тиристора BT152X 600R становить не менше 10 А.

Коефіцієнт навантаження тиристора за струмом визначається за формулою:

$$K_I = \frac{I_{\Phi}}{I_{\text{доп}}} = \frac{5}{10} = 0,5. \quad (1.138)$$

Отримане значення свідчить про двократний запас за струмом, що забезпечує стабільну роботу тиристорів навіть у режимах короткочасних перевантажень.

Коефіцієнт навантаження тиристорів за напругою визначається із урахуванням амплітудного значення мережевої напруги. Для мережі 220 В амплітудне значення становить 310 В, а максимально допустима повторювана напруга тиристорів дорівнює 600 В. Тоді  $K_U = \frac{U_{\Phi}}{U_{\text{доп}}}$ ,  $K_U = \frac{310}{600} = 0,52$ . Таким чином тиристори працюють із запасом майже 48 % за напругою.

Для випрямних діодів ВУС60W 600PQ допустима зворотна напруга також становить 600 В, тому коефіцієнт навантаження за напругою дорівнює 0,52. Отримане значення підтверджує роботу діодів у помірному режимі.

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						79
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Важливим елементом є операційний підсилювач LM358P, який використовується у вузлах синхронізації та формування сигналів керування. Живлення мікросхеми здійснюється від шин +22 В та VEE, сформованих стабілізованим джерелом живлення. Споживаний струм LM358P становить близько 1,5 мА, що враховано під час розрахунку джерела живлення.

Максимально допустима НЖ LM358P становить 32 В. При фактичній напрузі живлення 22 В коефіцієнт навантаження визначається як  $K_U = \frac{22}{32} = 0,69$ . Отже мікросхема працює у безпечному режимі з достатнім запасом за напругою живлення.

Для стабілітрона D9 типу BZV85 C12 використовується стабілізована напруга 12 В. Номінальна напруга стабілізації елемента становить 12 В при струмі стабілізації 5 мА. Під час розрахунку джерела живлення встановлено, що робочий струм стабілітрона близький до паспортного значення, тому коефіцієнт навантаження становить  $K_I = \frac{5}{5} = 1$ . Такий режим є номінальним і відповідає рекомендаціям виробника.

Для резисторів R18 та R19 джерела живлення було визначено необхідність застосування потужності не менше 4 Вт через значну різницю між випрямленою мережевою напругою та напругами стабілізації. При розрахунковій потужності розсіювання близько 3 Вт коефіцієнт навантаження становить  $K_P = \frac{3}{4} = 0,75$ . Таким чином забезпечується запас за потужністю приблизно 25 %, що позитивно впливає на довговічність елементів.

Для шунта R50 номіналом 30 мОм при максимальному струмі навантаження 5 А потужність розсіювання становить 0,75 Вт. Резистор виконано у корпусі R2512, який забезпечує допустиму потужність не менше 1 Вт. Коефіцієнт навантаження за потужністю визначається як  $K_P = \frac{0,75}{1} = 0,75$ . Отримане значення відповідає допустимому режиму роботи.

Для варисторів S20K275 робоча напруга мережі становить 220 В, тоді як номінальна змінна напруга варистора дорівнює 275 В. Коефіцієнт

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						80
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

навантаження визначається за формулою  $K_U = \frac{220}{275} = 0,8$ . У нормальному режимі варистори не проводять струм і переходять у провідний стан лише під час виникнення аварійних перенапруг, тому їхній фактичний ресурс є значним.

Проведений аналіз показує, що переважна більшість елементів працює при коефіцієнтах навантаження від 0,5 до 0,8. Найбільший запас за електричними параметрами мають силові тиристори, випрямні діоди та операційний підсилювач. Додаткове підвищення надійності забезпечується використанням варисторного захисту, RC снаберних кіл, оптронної ГР та плавкого запобіжника.

Для оцінювання надійності виробу виконано розрахунок сумарної інтенсивності відмов з урахуванням кількості елементів кожного типу та коефіцієнтів електричного навантаження.

Сумарна інтенсивність відмов для кожної групи елементів визначається за формулою:

$$\lambda_i = n_i \cdot \lambda_0 \cdot K, \quad (1.139)$$

де  $n_i$  – кількість елементів певного типу;

$\lambda_0$  – довідкове значення інтенсивності відмов одного елемента;

$K$  – коефіцієнт навантаження.

Для постійних резисторів, кількість яких становить  $n = 24$ , за інтенсивності відмов одного елемента  $\lambda_0 = 1.2 \times 10^{-6}$  1/год та коефіцієнта навантаження  $K = 0.6$ , сумарна інтенсивність відмов визначається як:

$$\lambda_R = 24 \cdot 1.2 \times 10^{-6} \cdot 0.6 = 1.728 \times 10^{-5} \text{ 1/год.} \quad (1.140)$$

Аналогічно виконано розрахунок для інших груп елементів схеми. Найбільший внесок у загальну інтенсивність відмов вносять постійні резистори, що пояснюється їхньою значною кількістю у схемі. Помітний

					<b>ВВО 2.008.001 ПЗ</b>	Арк.
						81
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

вплив також мають випрямні діоди, конденсатори та силові напівпровідникові прилади.

Для розрахунків за всіма позиціями BOM використано довідкові значення інтенсивностей відмов за нормативами MIL HDBK 217F [27].

Кількість EPE схеми та їхні базові інтенсивності відмов наведено у таблиці 1.1.

Таблиця 1.1 – Елементи схеми та їхні характеристики надійності

Назва елемента	Кількість	$\lambda_0$ , 1/год	$n \cdot \lambda_0$ , 1/год	Коеф. навантаження K	Сумарна інтенсивність відмов $\lambda$ , 1/год	Ймовірність безвідмовної роботи $P(1000 \text{ год})$	Напрацювання на відмову T <sub>0</sub> , год
Роз'єми та клемники	6	5E-08	0.0000003	0.5	0.00000015	0.999850011	6666666.667
Резистори постійні	24	1.2E-06	0.0000288	0.6	0.00001728	0.982868443	57870.37037
Резистори підстроювальні	3	8E-07	0.0000024	0.5	0.0000012	0.99880072	833333.3333
Конденсатори електролітичні	2	9E-07	0.0000018	0.5	0.0000009	0.999100405	1111111.111
Конденсатори плівкові та керамічні	10	7E-07	0.000007	0.5	0.0000035	0.996506118	285714.2857
Діоди випрямні	9	7E-07	0.0000063	0.6	0.00000378	0.996227135	264550.2646
Стабілітрони	2	8E-07	0.0000016	1	0.0000016	0.998401279	625000
Швидкодіючі силові діоди	3	1.5E-06	0.0000045	0.52	0.00000234	0.997662736	427350.4274
Біполярні транзистори	3	2E-06	0.000006	0.5	0.000003	0.997004496	333333.3333
Тиристори	2	2.5E-06	0.000005	0.5	0.0000025	0.997503122	400000
Оптрон	1	2.5E-06	0.0000025	0.5	0.00000125	0.998750781	800000
Операційний підсилювач	1	2E-06	0.000002	0.69	0.00000138	0.998620952	724637.6812
Варистори	2	8E-07	0.0000016	0.8	0.00000128	0.998720819	781250
Запобіжник	1	1E-06	0.000001	0.9	0.0000009	0.999100405	1111111.111
<b>Всього для пристрою</b>					<b>0.00004106</b>	<b>0.959771542</b>	<b>24354.60302</b>

Загальна інтенсивність відмов пристрою визначається як сума інтенсивностей відмов усіх груп елементів:

$$\lambda_{\Sigma} = \sum \lambda_i. \quad (1.141)$$

За результатами розрахунку отримано  $\lambda_{\Sigma} = 4.106 \times 10^{-5}$  1/год.

Ймовірність безвідмовної роботи протягом заданого часу експлуатації визначається експоненціальним законом розподілу:

$$P(t) = e^{-\lambda_{\Sigma} \cdot t}. \quad (1.142)$$

Для часу експлуатації  $t = 1000$  год одержано  $P(1000) = e^{-4.106 \times 10^{-5} \cdot 1000} = 0.9598$ .

Отриманий результат свідчить про те, що ймовірність безвідмовної роботи індукційного нагрівача протягом 1000 годин становить близько  $P(1000) = 95.98\%$ .

Одним із найважливіших показників надійності є середнє напрацювання на відмову, яке визначається за формулою:

$$T_0 = \frac{1}{\lambda_{\Sigma}}. \quad (1.143)$$

Підставивши отримане значення сумарної інтенсивності відмов, одержимо  $T_0 = \frac{1}{4.106 \times 10^{-5}} = 24354.6$  год.

У перерахунку на календарний час це становить приблизно  $\frac{24354.6}{24 \times 365} = 2.78$  роки безперервної роботи до виникнення статистично очікуваної відмови.

Проведений розрахунок показав, що переважна більшість елементів схеми працює зі зниженими коефіцієнтами навантаження, які знаходяться в межах від 0.5 до 0.9. Особливо важливим є те, що силові тиристори, швидкодіючі діоди та операційний підсилювач працюють із достатнім запасом за напругою, струмом і потужністю. Додаткове підвищення надійності забезпечується застосуванням варисторного захисту від імпульсних перенапруг, RC кіл придушення комутаційних завад, ГР на оптроні та плавкого запобіжника в силовому колі.

Внесок елементів у сумарну інтенсивність відмов зображено на рис. 1.15.

					<b>ВВО 2.008.001 ПЗ</b>	Арк.
						83
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

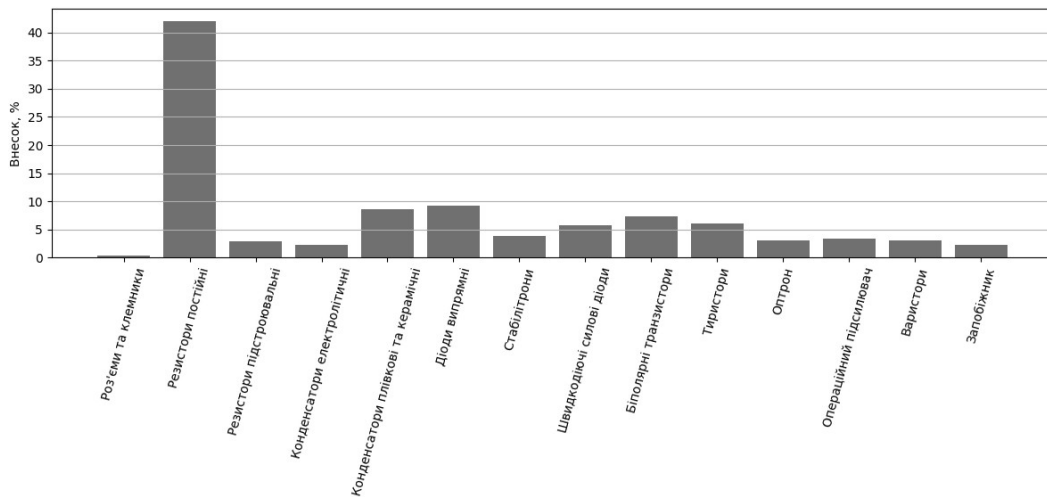


Рисунок 1.15 – Внесок елементів у сумарну інтенсивність відмов виробу  
Ймовірність безвідмовної роботи зображено на рис. 1.16.

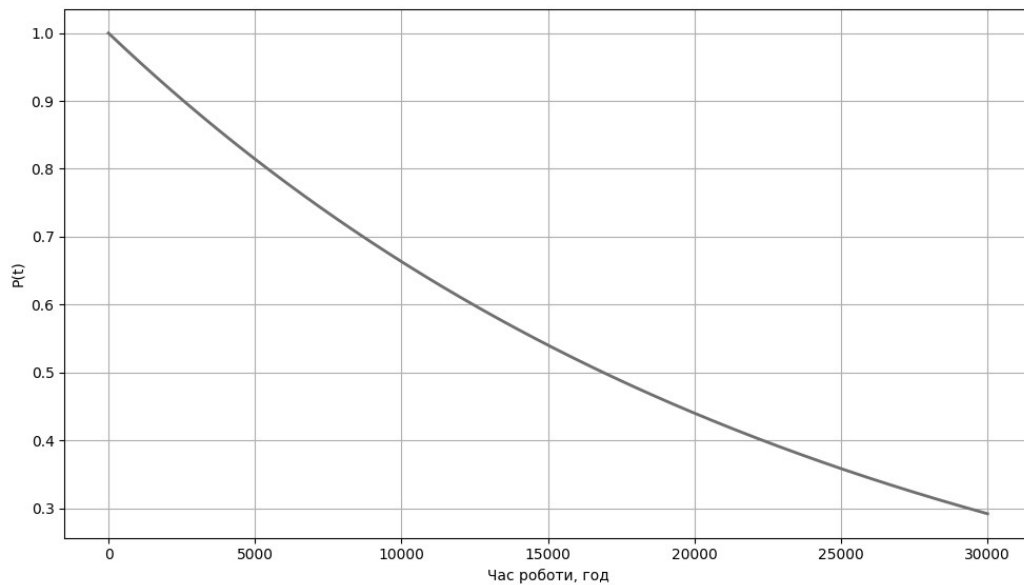


Рисунок 1.16 – Ймовірність безвідмовної роботи виробу

Структура сумарної інтенсивності відмов зображено на рис. 1.17.

Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

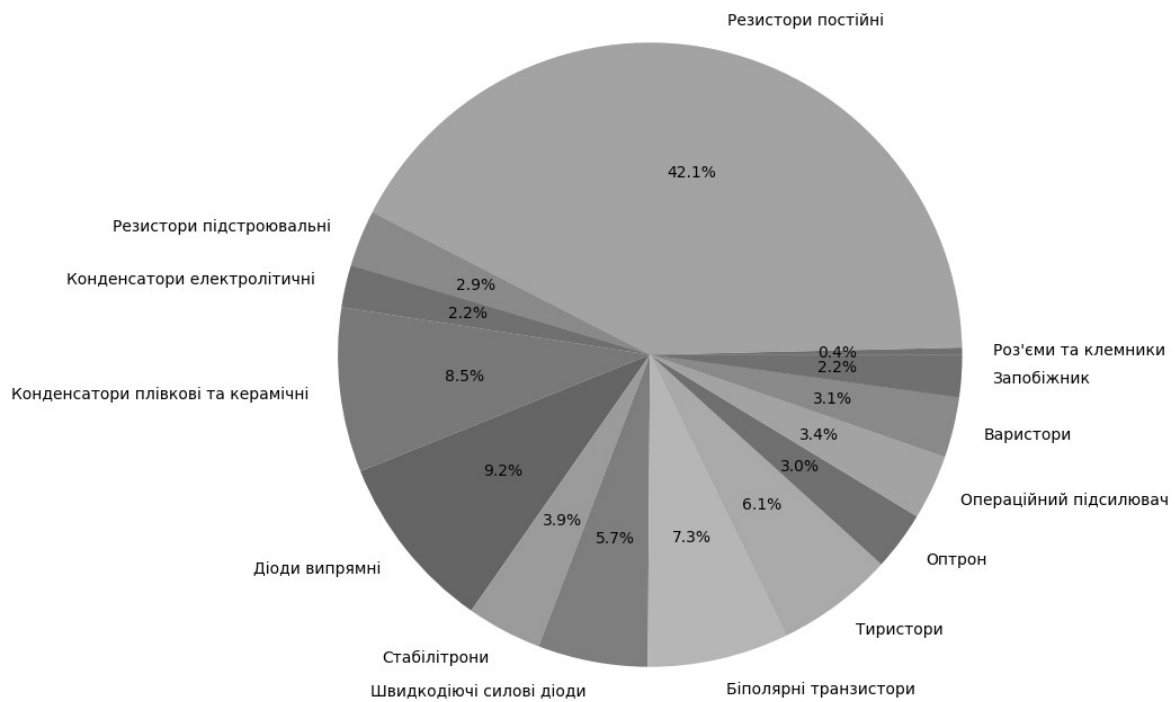


Рисунок 1.17 – Структура сумарної інтенсивності відмов виробу

Отримані значення сумарної інтенсивності відмов, ймовірності безвідмовної роботи та напрацювання на відмову підтверджують відповідність розробленого індукційного нагрівача вимогам до надійності промислових електронних пристроїв і свідчать про можливість його тривалої експлуатації за умови дотримання встановлених режимів роботи.

#### 1.4. Висновки до розділу 1

У першому розділі виконано аналіз технічного завдання та обґрунтовано доцільність розроблення індукційного нагрівача з функціями дистанційного керування і моніторингу. Досліджено сучасні системи індукційного нагріву, методи регулювання потужності та засоби віддаленого контролю, що дозволило визначити основні функціональні й конструктивні вимоги до пристрою.

Відповідно до поставлених вимог розроблено структурну та СЕП системи керування тиристорним регулятором потужності. Проведено аналіз роботи функціональних вузлів і розрахунок елементної бази, включаючи ДЖ,

вузол синхронізації, підсилювач похибки, формувач керувальних імпульсів, каскад ГР та силовий тиристорний перетворювач. Отриманими результатами підтверджено працездатність схеми та відповідність компонентів заданим режимам роботи.

Обґрунтовано вибір ЕРЕ з урахуванням електричних, теплових і конструктивних параметрів. У конструкторській частині розглянуто особливості реалізації друкованого вузла, забезпечення електромагнітної сумісності та електробезпеки. Проведений розрахунок показників надійності підтвердив можливість тривалої та безпечної експлуатації пристрою.

Результати виконаних досліджень і розрахунків засвідчили технічну можливість реалізації індукційного нагрівача з дистанційним керуванням і моніторингом та підтвердили відповідність запропонованих рішень поставленим функціональним вимогам.

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						86
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

## РОЗДІЛ 2. БЕЗПЕКА ЖИТТЄДІЯЛЬНОСТІ, ОСНОВИ ОХОРОНИ ПРАЦІ

### 2.1. Фізіологічний вплив факторів існування на життєдіяльність людини

Експлуатація індукційного нагрівача з функцією дистанційного керування та моніторингу пов'язана з впливом на людину комплексу фізичних факторів, які потребують детального розгляду з точки зору забезпечення безпеки життєдіяльності. Розроблений пристрій функціонує в умовах, де людина контактує з електромагнітними полями, тепловою енергією та іншими факторами виробничого середовища.

Електромагнітне поле, що генерується індукційним нагрівачем під час його роботи, впливає на організм людини на клітинному та системному рівнях. Згідно з ДСТУ 3803.4-98 щодо гігієнічних вимог до рівнів електромагнітного поля у виробничому середовищі, гранична допустима напруженість електричного поля становить 500 В/м для частот 0,5 МГц та вище. Розроблені конструктивні рішення індукційного нагрівача, включаючи екранування та розташування силових схем у металевому корпусі, забезпечують значне послаблення електромагнітного поля на робочому місці оператора.

Теплове випромінювання від нагрівального елемента та індукційної котушки впливає на теплорегуляцію організму. Відповідно до НПАОП 0.00-1.28-01 про гігієнічну класифікацію праці за показниками шкідливості та небезпечності чинників виробничого середовища, опромінення інфрачервоним випромінюванням не повинно перевищувати 140 Вт/м<sup>2</sup> за умови короткочасної дії.

При проектуванні робочого місця оператора передбачено достатню відстань від джерела тепла, що забезпечує перебування температури на поверхні корпусу пристрою в межах допустимих значень.

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						87
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Основні шляхи впливу факторів існування на організм людини реалізуються через нервову та ендокринну системи, що призводить до активації адаптаційних механізмів. Довготривала дія несприятливих факторів може спричинити розвиток професійних захворювань та зниження працездатності. Для індукційного нагрівача проведено розрахунки щодо ймовірності безвідмовної роботи протягом 1000 годин експлуатації, що становить 95,98 відсотка. Цей показник свідчить про достатній запас надійності конструкції та можливість забезпечення безпечних умов праці при дотриманні регламентованих режимів експлуатації.

Гігієнічні вимоги до параметрів виробничого середовища у приміщеннях з електротехнічним обладнанням регламентуються СН 3160-85. Температурний режим повинен знаходитися в межах 18 до 25 градусів Цельсія, відносна вологість повітря повинна становити від 40 до 60 відсотків. Рівень шуму від пристрою не перевищує 75 децибел за шкалою А, що знаходиться в межах допустимих значень згідно з ДСТУ 3803.1-98. Таке розташування елементів схеми та вибір конструкційних матеріалів дозволили мінімізувати вплив шумового фактора на осіб, які здійснюють обслуговування пристрою.

Психофізіологічне навантаження на оператора при роботі з індукційним нагрівачем залишається в межах нормального функціонування центральної нервової системи завдяки реалізованій системі дистанційного керування. Можливість контролю всіх параметрів з безпечної відстані через мобільний інтерфейс або комп'ютер знижує стресовий фактор та підвищує ефективність трудової діяльності. Функція моніторингу забезпечує своєчасне інформування оператора про стан пристрою, що дозволяє попередити розвиток небезпечних ситуацій та адекватно реагувати на зміни параметрів роботи.

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						88
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

## 2.2. Особливості заходів електробезпеки на підприємствах

Електробезпека як складова безпеки життєдіяльності набуває особливого значення при експлуатації електротехнічних пристроїв у виробничому середовищі. Індукційний нагрівач входить до категорії електроустановок, яким притаманні специфічні ризики, пов'язані з потенційно небезпечною електричною енергією. Організація безпечної роботи такого обладнання на підприємстві потребує комплексного підходу до вирішення технічних, організаційних та правових питань.

Згідно з Правилами влаштування електроустановок ПУЕ та ДСТУ 3022-95 щодо безпеки електроустановок, всі електроустановки напругою понад 50 В повинні мати захист від прямого контакту та непрямого контакту з деталями, які потрапили під напругу внаслідок несправності ізоляції. Розроблений індукційний нагрівач обладнаний герметичним металевим корпусом, який виконує функцію зовнішнього захисту. Всі токопровідні частини, доступні для дотику, мають двошарову ізоляцію, що забезпечує захист від поразки електричним струмом як при нормальних умовах роботи, так і при розвитку несправностей.

Захист від перенапруг та коротких замикань реалізовано через застосування комбінованої системи захисту, що включає варисторні фільтри та плавкі запобіжники у силовому колі. Варисторний захист від імпульсних перенапруг дозволяє обмежувати амплітуду перенапруг до безпечних значень, які не призводять до поразки напівпровідникових елементів та пробоя ізоляції. Плавкий запобіжник служить остаточним захистом від струмів короткого замикання, що перевищують допустимі значення для проведення схеми.

Система заземлення та мовування розроблена згідно з ДСТУ 3022-95 та забезпечує відведення усіх утечкових та неактивних струмів в землю. На підприємстві, де експлуатується пристрій, повинна бути забезпечена надійна

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		89

система заземлення з опором не більше 4 омів для трифазних систем та 10 омів для однофазних систем. До конструкції індукційного нагрівача входить клема заземлення, що позначена встановленим символом та забарвлена в жовто-зелений колір відповідно до ДСТУ 3803.5-98.

Профілактичне обслуговування та технічна експертиза електроустановок повинні проводитися згідно з НПАОП 0.00-4.36-03 про порядок організації та проведення перевірок та випробувань електроустановок. Періодичність переревіювання параметрів ізоляції обладнання встановлюється не рідше одного разу на рік для пристроїв з підвищеною небезпекою. Особи, які здійснюють обслуговування індукційного нагрівача, повинні мати групу допуску щодо електробезпеки не нижче другої групи та проходити навчання у встановленому порядку.

Правове забезпечення безпеки при експлуатації електроустановок на підприємстві базується на нормативно-правових актах України, включаючи Закон України "Про охорону праці", НПАОП у галузі електробезпеки та професійні норми відповідних організацій. Роботодавець зобов'язаний забезпечити проведення інструктажів з охорони праці та електробезпеки для всіх осіб, які мають доступ до пристрою, незалежно від характеру їхньої роботи. Інструктажі повинні включати відомості про можливі небезпеки, методи їх профілактики та дії у разі виникнення надзвичайних ситуацій, включаючи надання долікарської допомоги при ураженні електричним струмом.

Організація безпечних умов експлуатації індукційного нагрівача передбачає вибір вмісного місця розташування пристрою з урахуванням вимог СН 3160-85. Робоче місце оператора повинно забезпечувати зручне спостереження за показаннями контрольно-вимірювальних приладів та зручність управління органами керування. Розташування пристрою на стійкій платформі з гумовою ізоляцією знижує ризик випадкового контакту з корпусом при розвитку проблем з заземленням.

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						90
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

### 2.3. Висновок до розділу 2

Проведений аналіз фізіологічного впливу факторів існування на людину при експлуатації індукційного нагрівача та комплексу заходів електробезпеки дозволяє зробити обґрунтовані висновки про придатність розробленого пристрою для промислового застосування. Враховуючи результати розрахунків надійності, які показали ймовірність безвідмовної роботи на рівні 95,98 відсотків протягом 1000 годин, та середнє напрацювання на відмову у розмірі 24354,6 годин, конструкція індукційного нагрівача задовольняє вимогам щодо безпеки промислових електронних пристроїв.

Комплекс реалізованих конструктивних та схемотехнічних рішень, включаючи двошарову ізоляцію, варисторне фільтрування, плавкі запобіжники та оптронну ГР, забезпечує захист персоналу від основних електричних небезпек. Система дистанційного керування та моніторингу дозволяє значно знизити психофізіологічне навантаження на оператора та забезпечити своєчасне реагування на вихід параметрів роботи за встановлені межі.

Застосування пристрою можливо лише за умови дотримання вимог нормативних документів, включаючи ПУЕ, ДСТУ та НПАОП, а також проведення необхідних інструктажів персоналу. Щорічне проведення перевірок та випробувань ізоляції, своєчасне профілактичне обслуговування та контроль за умовами експлуатації забезпечуватимуть надійну й безпечну роботу обладнання протягом усього періоду його життєвого циклу. Розроблений індукційний нагрівач можна рекомендувати до впровадження на виробничих об'єктах з урахуванням дотримання всіх встановлених вимог щодо безпеки та охорони праці.

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						91
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

## ВИСНОВКИ

Кваліфікаційна робота бакалавра спрямована на розроблення індукційного нагрівача з дистанційним керуванням та моніторингом представляє значущий внесок у розвиток промислової електроніки. Результати проектування засвідчують технічну можливість створення конкурентоспроможного пристрою, котрий задовольняє сучасним вимогам щодо енергоефективності, надійності та безпеки.

Проведений аналіз обґрунтував актуальність розроблення установки в контексті зростаючого попиту на енергозберігаючі теплогенеруючі системи. Індукційне нагрівання залишається технологічно оптимальним методом трансформації матеріалів завдяки безпосередньому перетворенню електроенергії у теплову форму без проміжних етапів.

При розробленні архітектури створено структурну схему, котра об'єднує силову частину з генератором електромагнітних коливань, систему контролю та керування, а також комунікаційні інтерфейси для телеметричного супроводу та дистанційної координації. Електрична схема передбачає використання сучасної силової напівпровідникової елементної бази, що забезпечує ефективну трансформацію енергії зі значною мінімізацією втрат.

Розраховані показники надійності засвідчили високі параметри функціональної безпеки. Коефіцієнт інтенсивності відмов становить  $4,106 \times 10^{-5}$  1/год, що гарантує ймовірність неперервної роботи протягом тисячі годин на рівні 95,98%. Середнє напрацювання на відмову сягає 24354,6 години, еквівалентно приблизно 2,78 року безперервного функціонування.

Конструкторське рішення здійснено з використанням сучасних методик компоновання та оптимізації теплових режимів. Розташування елементів оптимізовано для мінімізації паразитних реактивних параметрів та електромагнітних збурень. Система тепловідведення, реалізована за рахунок

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						92
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

пасивних радіаторів конвективного охолодження, забезпечує прийнятні температурні режими без активних охолоджувальних модулів.

Система дистанційного керування передбачає можливість оперативного контролю параметрів у реальному часі та аналізу історичних даних експлуатації. Застосування оптичної ГР гарантує надійність сигнальної передачі та виключає поширення електромагнітних завад. При дотриманні встановлених режимів роботи та реалізації конструктивних рішень досягаються прийнятні умови трудової діяльності для персоналу.

Розроблений індукційний нагрівач являє собою завершене технічне рішення, придатне для промислового впровадження у різноманітних галузях промисловості, включаючи, побутове застосування, металообробку, виробництво напівпровідникових матеріалів та термічну обробку деталей.

Отримані результати досліджень підтверджують технічну реалізованість проекту та його практичну цінність для промислового застосування. Розроблена конструкція придатна для промислового виробництва енергоефективних установок індукційного нагріву.

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						93
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Park, S. J., & Kim, J. M. (2014). Wireless power transfer for industrial applications. *Journal of Power Electronics*, 14(3), 480–490. <https://doi.org/10.6113/JPE.2014.14.3.480>
2. Lucia, O., Maussion, P., Dede, E. J., & Burdio, J. M. (2014). Induction heating technology and its applications: Past developments, current technology, and future challenges. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(5), 2509–2520. <https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2281162>
3. Zgraja, J. (2020). Comprehensive analysis of parallel resonant induction heating systems with IGBTs. *Energies*, 13(6), 1440. <https://doi.org/10.3390/en13061440>
4. Kazimierczuk, M. K. (2016). *RF Power Amplifiers* (2nd ed.). John Wiley & Sons. <https://doi.org/10.1002/9781119086680>
5. Acero, J., Burdio, J. M., Barragan, L. A., Navarro, D., Alonso, R., Ramon, J., Monterde, F., Hernandez, P., Llorente, S., & Garde, I. (2008). Domestic induction appliances. *IEEE Industry Applications Magazine*, 14(4), 24–36. <https://doi.org/10.1109/MIAS.2008.923962>
6. Sarnago, H., Lucia, O., Mediano, A., & Burdio, J. M. (2013). Efficient and cost-effective ZCS full-bridge inverter for induction heating. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(5), 2128–2141. <https://doi.org/10.1109/TIE.2012.2191757>
7. Kamli, M., Yamamoto, S., & Abe, M. (1996). A 50/150 kHz half-bridge inverter for induction heating applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 43(1), 163–172. <https://doi.org/10.1109/41.481425>
8. Ericson, T., Hingorani, N., & Khersonsky, Y. (2006). Power electronics and future marine electrical systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 42(1), 155–163. <https://doi.org/10.1109/TIA.2005.861365>

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						94
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

9. IEC 61010-1:2010. Safety requirements for electrical equipment for measurement, control, and laboratory use. International Electrotechnical Commission.

10. IEC 60068-2-1:2007. Environmental testing — Part 2-1: Tests — Test A: Cold. International Electrotechnical Commission.

11. Bayindir, R., Colak, I., Fulli, G., & Demirtas, K. (2016). Smart grid technologies and applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 66, 499–516. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.08.002>

12. Acero, J., Alonso, R., Burdio, J. M., Barragan, L. A., & Puyal, D. (2006). Analytical equivalent impedance for a planar circular induction heating system. *IEEE Transactions on Magnetics*, 42(1), 84–86. <https://doi.org/10.1109/TMAG.2005.854443>

13. Palianytsia, Y., Dunets, V., Khymych, G., Zastavnyy, O., & Los, A. (2025). Computer simulation of ultrawideband Vivaldi active phased array antenna. *CEUR Workshop Proceedings*, 4057, 92–105.

14. Horowitz, P., & Hill, W. (2015). *The Art of Electronics* (3rd ed.). Cambridge University Press.

15. Pressman, A. I., Billings, K., & Morey, T. (2009). *Switching Power Supply Design* (3rd ed.). McGraw-Hill.

16. Mohan, N., Undeland, T. M., & Robbins, W. P. (2003). *Power Electronics: Converters, Applications, and Design* (3rd ed.). John Wiley & Sons.

17. Heeger, C., & Lipo, T. A. (2001). Phase-controlled rectifiers: Analysis and simulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16(4), 512–520. <https://doi.org/10.1109/63.931059>

18. Sedra, A. S., & Smith, K. C. (2014). *Microelectronic Circuits* (7th ed.). Oxford University Press.

19. Schubert, T. F., & Kim, E. M. (2016). *Active and Non-Linear Electronics*. John Wiley & Sons.

					BBO 2.008.001 ПЗ	Арк.
						95
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

20. Rashid, M. H. (2017). Power Electronics Handbook: Devices, Circuits, and Applications (4th ed.). Butterworth-Heinemann. <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-811407-0.00001-7>
21. Williams, T. (2007). EMC for Product Designers (4th ed.). Newnes.
22. Ott, H. W. (2009). Electromagnetic Compatibility Engineering. John Wiley & Sons. <https://doi.org/10.1002/9780470508510>
23. Baliga, B. J. (2008). Fundamentals of Power Semiconductor Devices. Springer. <https://doi.org/10.1007/978-0-387-47314-7>
24. Palaniza, Y., Martseniuk, A., & Yaskiv, V. (2024). Active phased array antenna with parallel feeder excitation at 3.7 GHz. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, 22(2), 127–133. <https://doi.org/10.15598/aeec.v22i2.5290>
25. Al-Fuqaha, A., Guizani, M., Mohammadi, M., Aledhari, M., & Ayyash, M. (2015). Internet of Things: A survey on enabling technologies, protocols, and applications. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 17(4), 2347–2376. <https://doi.org/10.1109/COMST.2015.2444095>
26. Frenzel, L. E. (2016). Principles of Electronic Communication Systems (4th ed.). McGraw-Hill Education.
27. Khymych, H., Dunets, V., Duda, S., Palaniza, Y., & Kornieiev, K. (2023). Dual-polarization Yagi antenna for meter wavelength range. *Radioelectronics and Communications Systems*, 66(11), 609–615. <https://doi.org/10.3103/S0735272722080039>
28. Huh, J. H., & Seo, K. (2019). Understanding edge computing: Engineering evolution with artificial intelligence. *IEEE Access*, 7, 164229–164245. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2952523>
29. Khvostivska, L., Khvostivskyi, M., Dediv, I., Yatskiv, V., & Palaniza, Y. (2023). Method, algorithm and computer tool for synphase detection of radio signals in telecommunication networks with noises. *CEUR Workshop Proceedings*, 3468, 173–180.

					<b>BBO 2.008.001 ПЗ</b>	Арк.
						96
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

30. Palianytsia, Y., Dunets, V., & Khvostivska, L. (2023). Modeling of phased array antenna for data transmission in urban environment. CEUR Workshop Proceedings, 3628, 208–220.

31. Cengel, Y. A., & Boles, M. A. (2014). Thermodynamics: An Engineering Approach (8th ed.). McGraw-Hill Education.

32. MIL-HDBK-217F. (1991). Military Handbook: Reliability Prediction of Electronic Equipment. Department of Defense, USA.

					ВВО 2.008.001 ПЗ	Арк.
						97
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

# ДОДАТКИ

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ТЕРНОПІЛЬСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ  
УНІВЕРСИТЕТ ІМЕНІ ІВАНА ПУЛЮЯ**

**ЗАТВЕРДЖУЮ**

к.т.н., доц., зав. каф. РТ Дунець В.Л.

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2026 р.

**ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ**

на кваліфікаційну роботу бакалавра

на тему:

**«Індукційний нагрівач з функцією дистанційного керування та моніторингу»**

**УЗГОДЖЕНО:**

Керівник кваліфікаційної роботи

Паляниця Ю.Б. \_\_\_\_\_

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2026 р.

**ВИКОНАВЕЦЬ:**

студент групи РАзс-41

Волянюк В.О. \_\_\_\_\_

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2026 р.

Тернопіль, 2026

## **1 НАЗВА КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ Й ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ**

1.1 Назва кваліфікаційної роботи: «Індукційний нагрівач з функцією дистанційного керування та моніторингу».

1.2 Підставою для виконання кваліфікаційної роботи є завдання на кваліфікаційну роботу № 4/9-197 від «28» квітня 2026 р.

## **2 ВИКОНАВЕЦЬ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ**

2.1 Виконавець: студент групи РАзс-41 Волянюк Владислав Олександрович, кафедра радіотехнічних систем Тернопільського національного технічного університету імені Івана Пулюя.

## **3 МЕТА КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ**

Розробити індукційний нагрівач з функцією дистанційного керування та моніторингу, який забезпечує:

- плавне регулювання потужності нагріву;
- дистанційне керування режимами роботи;
- моніторинг основних технологічних параметрів;
- електричну ізоляцію силової та керуючої частин;
- високу надійність, електробезпеку та можливість подальшої модернізації.

## **4 ТЕХНІЧНІ ВИМОГИ**

### **4.1 Основні параметри**

4.1.1 Індукційний нагрівач повинен працювати від однофазної мережі змінного струму напругою 220 В частотою 50 Гц.

4.1.2 Пристрій повинен забезпечувати плавне фазове регулювання потужності за допомогою тиристорного регулятора.

4.1.3 Пристрій повинен забезпечувати дистанційне керування та моніторинг режимів роботи із можливістю передавання сигналів керування зовнішнім обладнанням.

### **4.2. Загальні технічні вимоги**

4.2.1 Індукційний нагрівач повинен відповідати вимогам цього технічного завдання, чинним нормативним документам, а також конструкторській і технологічній документації.

4.2.2 Пристрій повинен забезпечувати стабільну роботу після ввімкнення та підтримувати заданий режим нагріву протягом тривалого часу експлуатації.

4.2.3 Усі електричні кола повинні бути захищені від коротких замикань, перевантажень та аварійних режимів роботи. Конструкція повинна

забезпечувати електробезпеку під час експлуатації, технічного обслуговування та ремонту.

4.2.4 Силова та керуюча частини пристрою повинні мати гальванічну розв'язку. Електрична міцність ізоляції повинна відповідати вимогам чинних нормативних документів.

4.2.5 За кліматичними умовами експлуатації виріб повинен відповідати виконанню УХЛ 4.2 згідно з ДСТУ 15150 та забезпечувати працездатність за температури від 10 °С до 35 °С і відносної вологості повітря до 80 %.

4.2.6 Час витримки після транспортування або зберігання перед введенням в експлуатацію повинен становити не менше 24 годин.

4.2.7 До комплекту поставки повинні входити індукційний нагрівач, комплект експлуатаційної документації, паспорт виробу та комплект запасних елементів за наявності.

4.2.8 Напрацювання на відмову повинно становити не менше 10000 годин. Імовірність безвідмовної роботи повинна бути не менше 0,9. Середній термін служби виробу повинен становити не менше 8 років.

### **4.3. Правила приймання**

4.3.1 Індукційний нагрівач повинен проходити приймально здавальні та періодичні випробування.

4.3.2 Під час приймально здавальних випробувань перевіряються працездатність силової частини, системи керування, вузлів дистанційного керування, електричної ізоляції, захистів та відповідність електричних параметрів вимогам технічного завдання. Після усунення виявлених недоліків проводяться повторні випробування.

4.3.3 Періодичним випробуванням підлягають не менше трьох виробів кожного типу, що пройшли приймально здавальні випробування.

4.3.4 У разі незадовільних результатів визначаються причини невідповідності, виконуються коригувальні заходи та проводяться повторні випробування.

4.3.5 Випробування на надійність проводяться не рідше одного разу на три роки. Для випробувань приймаються такі вихідні параметри

- приймальний рівень імовірності безвідмовної роботи  $P_a = 0,95$ ;
- бракувальний рівень  $P_\mu = 0,9$ ;
- ризик виробника  $\alpha = 0,1$ ;
- ризик споживача  $\beta = 0,2$ .

## **5 ВИМОГИ ДО ДОКУМЕНТАЦІЇ**

5.1 Конструкторська документація на виріб має відповідати вимогам ЕСКД, ДСТУ та іншим чинним нормативним документам, що регламентують оформлення технічної документації.

5.2 Комплект конструкторської документації має містити:

- пояснювальну записку;
- структурну схему пристрою;

- електричну принципову схему;
- креслення друкованої плати;
- складальне креслення друкованого вузла.

## 6 ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Таблиця 6.1 – Стадії та етапи виконання кваліфікаційної роботи

№ етапу	Назва етапу виконання кваліфікаційної роботи	Термін виконання
1.	Розробка та затвердження технічного завдання	28.04.2026 – 29.04.2026
2.	Аналіз технічного завдання, підбір бібліографічних матеріалів, необхідних для виконання роботи	30.04.2026 – 03.05.2026
3.	Розробка структурної схеми приладу	04.05.2026 – 06.05.2026
4.	Розробка електрично принципової схеми приладу	07.05.2026 – 10.05.2026
5.	Розрахунок вузлів у схемі приладу	11.05.2026 – 14.05.2026
6.	Вибір компонентної бази для розробленого приладу	15.05.2026 – 17.05.2026
7.	Компоновка друкованого вузла	18.05.2026 – 21.05.2026
8.	Створення допоміжної документації	22.05.2026 – 24.05.2026
9.	Виконання розділу 1	25.05.2026 – 27.05.2026
10.	Виконання розділу 2	28.05.2026 – 30.05.2026
11.	Оформлення пояснювальної записки	31.05.2026 – 01.06.2026
12.	Нормоконтроль	02.06.2026
13.	Перевірка кваліфікаційної роботи на плагіат	03.06.2026
14.	Попередній захист кваліфікаційної роботи	04.06.2026
15.	Захист кваліфікаційної роботи	18.06.2026

Терміни виконання кваліфікаційної роботи встановлюються відповідно до графіка навчального процесу та узгоджуються з керівником кваліфікаційної роботи.

## 7 ДОДАТКОВІ УМОВИ ВИКОНАННЯ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

7.1 У процесі виконання кваліфікаційної роботи до технічного завдання можуть вноситися уточнення, зміни та доповнення. Зміни допускаються за умови їх погодження з керівником кваліфікаційної роботи та відповідності загальній меті роботи.

7.2 Додаткові коригування мають бути спрямовані на підвищення технічної обґрунтованості проектних рішень, уточнення характеристик пристрою, покращення конструктивного виконання та забезпечення відповідності виробу вимогам чинних нормативних документів.

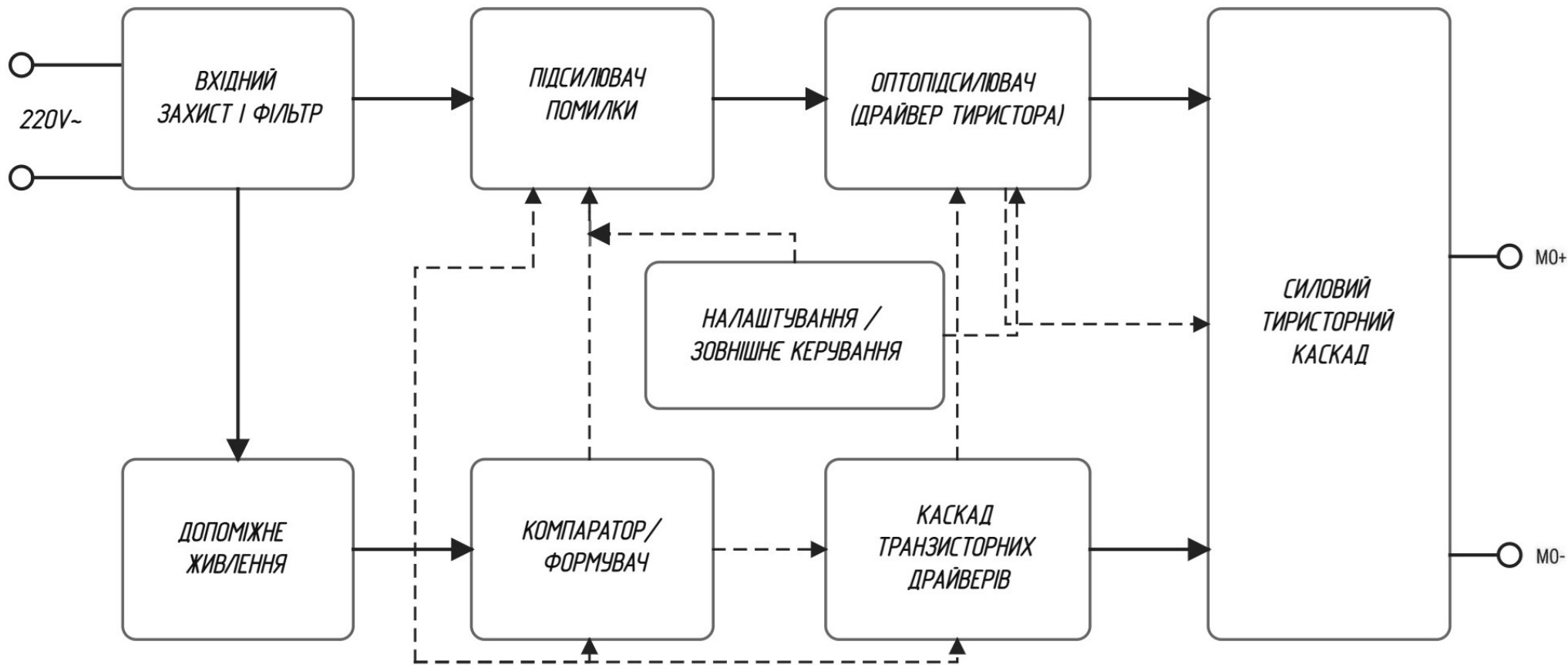
7.3 Під час оформлення матеріалів кваліфікаційної роботи необхідно дотримуватися вимог академічної доброчесності, чинних стандартів оформлення технічної документації та методичних рекомендацій кафедри.

Виконавець: \_\_\_\_\_

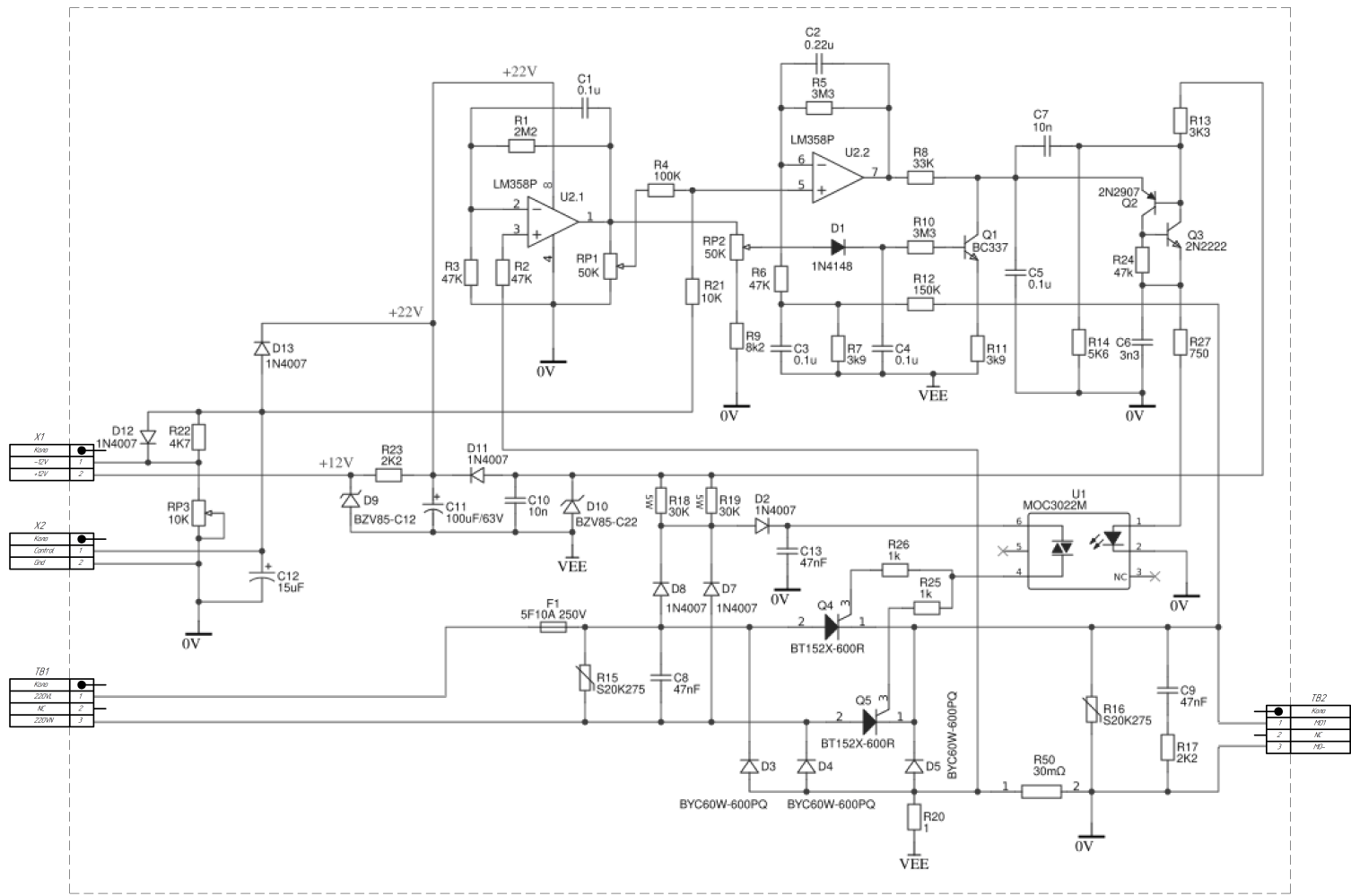
Волянюк В.О.

Керівник кваліфікаційної роботи: \_\_\_\_\_

Паляниця Ю.Б.



					<b>BBO 2.008.000 E1</b>			
Зм.	Арж.	№ докум.	Підп.	Дата	Індукційний нагрівач з функцією дистанційного керування та моніторингу Структурна схема	Лит.	Маса	Масштаб
Розроб.	Волянук В.О.						-	-
Перев.	Полянниця Ю.Б.					Лист	Листів	1
Т.контр.						ТНТУ, гр. РАЗс-41		
Н.контр.	Хвостівська Л.В.					м. Тернопіль		
Затв.	Дунець В.Л.							



Лист № 001  
Лист № 002  
Лист № 003  
Лист № 004  
Лист № 005  
Лист № 006  
Лист № 007  
Лист № 008  
Лист № 009  
Лист № 010  
Лист № 011  
Лист № 012  
Лист № 013  
Лист № 014  
Лист № 015  
Лист № 016  
Лист № 017  
Лист № 018  
Лист № 019  
Лист № 020

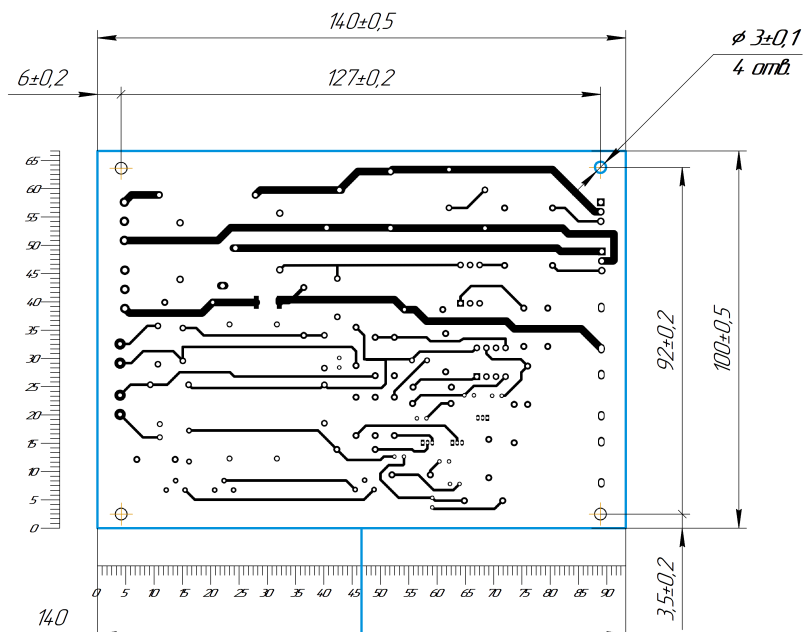
					BBO 2.008.001 E3			Лит	Возв	Масштаб		
Экз	Дет	№ докум	Получ	Дата	Индукционный наборчик с функцией дистанционного управления та мониторингу					Арх	Держать	1
Разработ	Воляник В.О.				Система электронного та мониторингу							
Проектиров	Полоника В.Б.											
Проверка												
Исполнитель	Ковальченко Л.В.											
Экз/прот	Дуневский В.Л.											
ТНТУ зр. РАЭС-41 м.Гарнополь												
Копия/бланк А1												

Позн.	Найменування	Кіл.	Примітка
	<u>Конденсатори</u>		
С1, С3-С5	0.1 мкФ ±10% 50В, RAD-0.1, Yageo	4	
С2	0.22 мкФ ±10% 50В, RAD-0.1, Yageo	1	
С6	3.3 нФ ±10% 50В, RAD-0.1, Yageo	1	
С6	MLCC-SMD/SMT 50V 330nF COG1206 5% AEC-Q200	1	
С7, С10	10 нФ ±10% 50В, RAD-0.1, Yageo	2	
С8, С9, С13	47 нФ ±10% 400В, 47NF 400V, Vishay	3	
С12	15 мкФ ±20% 50В, CAP-TH_BD8.0-P3.50-D0.6-FD_1,	1	
	<u>Діоди</u>		
D1	1N4148, DO-35_BD2.0-L4.2-P8.20-D0.5-RD, Vishay	1	
D2, D7, D8, D11, D12, D13	1N4007, 1N4007, Diotec	6	
D3, D4, D5	BYC60W-600PQ, TO-247-2L_L15.8-W5.0-P10.88-L, WeEn Semiconductors	3	
D9	BZV85-C12, 12В, 0,5Вт, DO-41, Vishay630В 220nF	1	Стабілітрон
D10	BZV85-C22, 22В, 0,5Вт, DO-41, Vishay	1	Стабілітрон
F1	Запобіжник 5×20мм, 10А, 250В, THT, Littelfuse	1	Плавкий
	<u>Мікросхеми</u>		
Q1, Q3	_BC337 / 2N2222, NPN, TO-92, ON Semiconductor	1	
Q2	2N2907, PNP, TO-92, ON Semiconductor	1	
Q4, Q5	BT152X-600R, 600В, 20А, TO-220F-3, NXP	2	

**BBO 2.008.001 ПЕЗ**

Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата				
Розроб.		Волянчук В.О.			Індукційний нагрівач з функцією дистанційного керування та моніторингу	Літ.	Арк.	Архів
Перевір.		Паляниця Ю.Б.					1	2
Реценз.		Дедів Л.Є.				ТНТУ, ФПТ каф. РТ		
Н. Контр.		Хвостівська Л.В.				гр. РАзс-41		
Затверд.		Дунець В.Л.						
					Перелік елементів			





Таблиця отворів

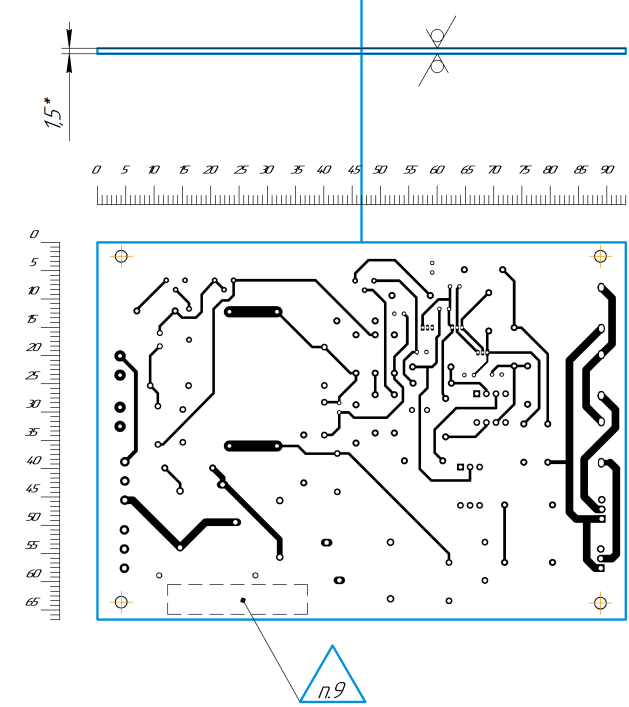
Умовне позначення	Діаметр отворів	Розмір контактної площадки	Наявність металізації	Кількість отворів
	0,8	φ1,65	є	37
	1	□2,1	є	26

Таблиця розмірів провідного малюнку

Умовне позначення												
Розмір контактної площадки, мм.	1.05*0.63	1.5*1.3	1.6*1.4	1.7*1.5	1.8*0.5	3*2.6	3.2*1.5	3.4*1.9	4*1.2	4.1*2.35	4.15*1.9	5.5*2
Кількість, шт.	3	20	48	4	44	12	2	2	21	2	10	21

Перше застос.  
Лабілка №  
Літн. білка  
Літн. № докл.  
Зам. №Л. №  
Літн. білка  
№Л. № ориєнт.

- 1\*. Розміри для довідок
2. Плата повинна відповідати ДСТУ 23751, клас точності 4
3. Група жорсткості 2 за ДСТУ 23752
4. Крок координатної сітки 0,625 мм
5. Плату виготовляти комбінованим позитивним способом.
6. Розміри отворів дивитись в таблиці
7. Мінімальна відстань між елементами провідного рисунку 0,3 мм.
8. Покриття контактних площадок Гар. ПОС-40 ДСТУ 21930-76
9. Децимальний номер клеймити друкованими провідниками, шрифт 2,5 ДСТУ 26020-80
10. Інші вимоги по ОСТ4.ГО.005.051



BBO 2.008.001					
Зм.	Арк.	№ аркуш	Підп.	Дата	Індукційний нагрівач з функцією дистанційного керування та моніторингу
Розроб	Волянюк В.О.				
Лексел	Полещук В.Б.				Плата фрезованя
Технік					Лист
Нормир.	Хвостівська Л.В.				СФ 15-35Г-15
Замб	Дінець В.Л.				ГОСТ 103016-78
Копіядаб					
Лист	Маса	Масштаб	Лист		
	0,2	1:1	1		
ТНТУ, гр. РАЭС-41					
м. Тернопіль					
Формат А2					



Формат.	Зона.	Поз.	Найменування	Найменування	Кіл.	Примітка
				<b><u>Документація</u></b>		
A2			BBO 2.899.001 E3	Схема електрична принципова		
A1			BBO 2.899.001 E3	Складальне креслення		
				<b><u>Деталі</u></b>		
A2		1	BBO 2.899.001 E3	Плата друкована	1	
				<b><u>Інші вироби</u></b>		
				Конденсатори		
		2		0.1 мкФ ±10% 50В, RAD-0.1, Yageo	4	C1, C3-C5
		3		0.22 мкФ ±10% 50В, RAD-0.1, Yageo	1	C2
		4		3.3 нФ ±10% 50В, RAD-0.1, Yageo	1	C6
		5		47 нФ ±10% 400В, 47NF 400V, Vishay	3	C8, C9, C13
				15 мкФ ±20% 50В, CAP-TH	1	C12
		6		Діоди		
		7		1N4148, DO-35_BD2.0	1	D1
		8		1N4007, 1N4007, Diotec	6	D2, D7, D8, D11, D12, D13
		9		BVC60W-600PQ, TO-247-2L	3	D3, D4, D5
		10		BZV85-C12, 12В, 0,5Вт, DO-41	1	D9
		11		BZV85-C22, 22В, 0,5Вт	1	D10
				Запобіжник 5×20мм, 10А, 250В	1	F1

<b>BBO 2.899.001</b>				
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата
Розроб.		Волянчук В.О.		
Перевір.		Паляниця Ю.Б.		
Реценз.		Дедів Л.Е.		
Н. Контр.		Хвостівська Л.В.		
Затверд.		Дунець В.Л.		
<b>Вузол друкований</b>			Літ.	Арк.
				1
			Аркушів	2
<i>ТНТУ, ФПТ каф. РТ, гр. РАзс-41</i>				



