

Метадані

ДОКУМЕНТ

Заголовок

2026_Макота_Л.В._ФІТ_ІТТС_СІ-22-1

Автор

Макота Л.В.

Науковий керівник / Експерт

Могилін В.Б.

ІД документу

334293609

ОРГАНІЗАЦІЯ

Назва організації

Ivano-Frankivsk National Technical University of Oil and Gas

підрозділ

Каф. ІТТС

ЗВІТ

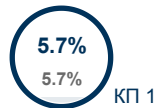
Дата звіту

6/12/2026

Дата редагування

Обсяг знайдених подібностей

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



КП 1

19108

Кількість слів



КЦ

150236

Кількість символів

Тривога

У цьому розділі ви знайдете інформацію щодо текстових спотворень. Ці спотворення в тексті можуть говорити про МОЖЛИВІ маніпуляції в тексті. Спотворення в тексті можуть мати навмисний характер, але частіше характер технічних помилок при конвертації документа та його збереженні, тому ми рекомендуємо вам підходити до аналізу цього модуля відповідально. У разі виникнення запитань, просимо звертатися до нашої служби підтримки.

Заміна букв		153
Інтервали		0
Мікропробіли		1
Білі знаки		2
Парафрази (SmartMarks)		78

Джерела

Нижче наведений список джерел. В цьому списку є джерела із різних баз даних. Колір тексту означає в якому джерелі він був знайдений. Ці джерела і значення Коефіцієнту Подібності не відображають прямого плагіату. Необхідно відкрити кожне джерело і проаналізувати зміст і правильність оформлення джерела.

10 найдовших фраз

Колір тексту

#	НАЗВА ТА АДРЕСА ДЖЕРЕЛА URL (НАЗВА БАЗИ)	КІЛЬКІСТЬ ІДЕНТИЧНИХ СЛІВ (ФРАГМЕНТІВ)
1	2026_Гринішак_В.С._ФІТ_ІТТС_ІСТ-22-1 6/11/2026	35 (0.18 %)

2	https://repo.nung.edu.ua/bitstreams/4465cc45-834e-4c8f-bb3b-b9547700759d/download	26 (0.14 %)
3	https://repo.nung.edu.ua/bitstreams/4465cc45-834e-4c8f-bb3b-b9547700759d/download	22 (0.12 %)
4	https://repo.nung.edu.ua/bitstreams/2b91fdbf-1fcc-4030-9df1-fd185705844a/download	22 (0.12 %)
5	2025_Пастернак_Ю.Ю._ФІТ_ІТТС_СІ-21-1 6/18/2025 Ivano-Frankivsk National Technical University of Oil and Gas (Каф. ITTC)	22 (0.12 %)
6	https://repo.nung.edu.ua/bitstreams/4465cc45-834e-4c8f-bb3b-b9547700759d/download	21 (0.11 %)
7	10_Л. М. Заміховський, І. Т. Левицький, М. Я. Николайчук, Еліяшів О.М. 11/1/2024 Donetsk National Technical University (Редакції наукових видань)	21 (0.11 %)
8	2026_Гринішак_В.С._ФІТ_ІТТС_ІСТ-22-1 6/11/2026 Ivano-Frankivsk National Technical University of Oil and Gas (Каф. ITTC)	21 (0.11 %)
9	https://repo.nung.edu.ua/bitstreams/2b91fdbf-1fcc-4030-9df1-fd185705844a/download	19 (0.1 %)
10	https://repo.nung.edu.ua/bitstreams/2b91fdbf-1fcc-4030-9df1-fd185705844a/download	16 (0.08 %)

Домашня база даних (4.52 %)



#	ЗАГОЛОВОК	КІЛЬКІСТЬ ІДЕНТИЧНИХ СЛІВ (ФРАГМЕНТІВ)
1	2026_Гринішак_В.С._ФІТ_ІТТС_ІСТ-22-1 6/11/2026 Ivano-Frankivsk National Technical University of Oil and Gas (Каф. ITTC)	740 (65) (3.87 %)
2	2025_Пастернак_Ю.Ю._ФІТ_ІТТС_СІ-21-1 6/18/2025 Ivano-Frankivsk National Technical University of Oil and Gas (Каф. ITTC)	44 (3) (0.23 %)
3	2026_Михайлюк_В.А._ФІТ_ІТТС_ІСТ-22-1 6/12/2026 Ivano-Frankivsk National Technical University of Oil and Gas (Каф. ITTC)	26 (2) (0.14 %)
4	2026_Тимофійчук_О.С._ФІТ_ІТТС_СІ-22-1 6/11/2026 Ivano-Frankivsk National Technical University of Oil and Gas (Каф. ITTC)	23 (2) (0.12 %)
5	2025_Ільків_О.В._ФІТ_ІТТС_СІ-21-1 6/18/2025 Ivano-Frankivsk National Technical University of Oil and Gas (Каф. ITTC)	15 (1) (0.08 %)
6	2026_Слівінська_О.Р._ФІТ_ІТТС_СІ-22-1 6/11/2026 Ivano-Frankivsk National Technical University of Oil and Gas (Каф. ITTC)	10 (1) (0.05 %)
7	2026_Король_В.О._ФІТ_ІТТС_СІ-22-1 6/10/2026 Ivano-Frankivsk National Technical University of Oil and Gas (Каф. ITTC)	5 (1) (0.03 %)

Програма обміну базами даних (0.15 %)



#	ЗАГОЛОВОК	КІЛЬКІСТЬ ІДЕНТИЧНИХ СЛІВ (ФРАГМЕНТІВ)
8	10_Л. М. Заміховський, І. Т. Левицький, М. Я. Николайчук, Еліяшів О.М. 11/1/2024	28 (2) (0.15 %)

Інтернет (1.04 %)



#	ДЖЕРЕЛО URL	КІЛЬКІСТЬ ІДЕНТИЧНИХ СЛІВ (ФРАГМЕНТІВ)
9	https://repo.nung.edu.ua/bitstreams/2b91fdb-1fcc-4030-9df1-fd185705844a/download	108 (8) (0.57 %)
10	https://repo.nung.edu.ua/bitstreams/4465cc45-834e-4c8f-bb3b-b9547700759d/download	90 (6) (0.47 %)



Список прийнятих фрагментів

#	ЗМІСТ	КІЛЬКІСТЬ ОДНАКОВИХ СЛІВ (ФРАГМЕНТІВ)
---	-------	---------------------------------------

9 БАКАЛАВРСЬКА РОБОТА
КРБ.СІ-06.00.00.000 ПЗ Група СІ-22-1
Лілія МАКОТА
2026

10 Міністерство освіти і науки України
Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу
Інститут інформаційних технологій
Кафедра інформаційно-телекомунікаційних технологій та систем

Макота Лілія Василівна

(прізвище, ім'я, по батькові)

621.643.2

БАКАЛАВРСЬКА РОБОТА

Розроблення силового блоку системи катодного захисту трубопроводу

10 (назва роботи)

Системна інженерія – інтернет речей
(назва освітньої програми)

15 10 Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології

(шифр і назва 10 спеціальності)

Робота містить результати власних досліджень, використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело:

Здобувач освітнього ступеня _____ Л.В. Макота

(підпис, ініціали та прізвище здобувача)

Науковий керівник _____ В.Б. Могилін

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

Допущено до захисту

В. о. завідувача кафедри ІТТС _____ О.Л. Заміховська

(посада) (підпис) (дата) (ініціали та прізвище)

Івано-Франківськ – 2026

10 Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу (повне найменування закладу вищої освіти) Інститут- факультет
Інформаційних технологій

Кафедра Інформаційно-телекомунікаційних технологій та систем

Освітній рівень бакалавр

Спеціальність 151-Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології

(шифр і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

В. о. зав.кафедри ІТТС к.т.н.,доц.

О.Л.Заміховська

« » 2026 року ЗАВДАННЯ НА БАКАЛАВРСЬКУ РОБОТУ СТУДЕНТОВІ

Макота Лілія Василівна

(прізвище, ім'я, по батькові) 1. Тема роботи Розроблення силового блоку системи катодного захисту трубопроводу

керівник роботи, асист.каф. ІТТС Могилін Віталій Богданович

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

затверджені наказом закладу вищої освіти від " 0 " травня 2026 року No 281/7

2. Строк подання студентом роботи

3. Вихідні дані до роботи Матеріали та результати отримані під час

проходження переддипломної практики, технічні вимоги, методичні вказівки.

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

Порівняльний аналіз існуючих систем катодного захисту

Вибір апаратних технологій та середовища розробки

Розробка апаратної частини

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

1. Структурна схема

2. Функціональна схема

3. Результати розробки

4. Зовнішній вигляд приладу

6. Консультанти розділів роботи

Розділ

Прізвище, ініціали та посада

консультанта

Підпис, дата

завдання видав

завдання

прийняв

1 Могилін В.Б. ас.

2 Могилін В.Б. ас.

3 Могилін В.Б. ас.

7. Дата видачі завдання 11 квітня 2026

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН No з/п Назва етапів бакалаврської роботи Термін виконання Етапів роботи Примітка 1 Теоретичні основи та аналіз

сучасних

систем живлення катодного захисту

трубопроводів

15.04.2026-

25.04.2026

Виконано

2 Проектування та розрахунок

елементів силового блоку

01.05.2026-

15.05.2026

Виконано

3 Технічна реалізація, монтаж та

введення в експлуатацію пристрою

18.05.2026-

05.06.2026

Виконано

4 Оформлення результатів роботи 07.06.2026-

10.06.2026

Виконано

Студент Макота Л.В.

(підпис) (прізвище та ініціали) Керівник роботи Могилін В.Б. (підпис) (прізвище та ініціали) РЕФЕРАТ

Дипломна робота складається з 3 розділів, 25 рисунків, 1 таблиці.

загальний обсяг роботи — 95 сторінок. В роботі використано 20 літературних джерел. Тема дипломної роботи: Розроблення силового блоку системи катодного захисту трубопроводу.

Мета роботи: комплексне розроблення, обґрунтований математичний розрахунок та практична апаратна реалізація енергоефективного імпульсного силового блоку з номінальною вихідною потужністю 1,1 кВт та вихідною постійною напругою 55 В.

Об'єкт дослідження: процес високочастотного перетворення електричної енергії в автономних системах живлення промислового призначення, спеціалізованих для електрохімічного захисту підземних металевих споруд.

Предмет дослідження: апаратна архітектура, схемотехнічні рішення, топологія друкованої плати та алгоритми електронного керування силового блоку інверторної станції катодного захисту.

Результати дипломної роботи: Здійснено теоретичний огляд топологій та обґрунтовано вибір схеми двотактного прямоходового інвертора. Виконано детальний розрахунок ключових компонентів, зокрема трансформатора на базі феритового осердя ETD 49/N67 та накопичувального дроселя. Спроектовано підсистему керування на базі ШІМ-контролера UC3825, яка працює на частоті 80 кГц і забезпечує необхідний захист. Розроблено топологію двосторонньої друкованої плати з жорстким дотриманням стандарту безпеки DIN VDE 0160 щодо надійної гальванічної розв'язки. Загальний коефіцієнт корисної дії перетворювача сягнув 89,6% при вихідній потужності 1093 Вт.

Ключові слова: СИЛОВИЙ БЛОК, КАТОДНИЙ ЗАХИСТ, ДВОТАКТНИЙ ПРЯМОХОДОВИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ, ШІМ-КОНТРОЛЕР, UC3825, ГАЛЬВАНІЧНА РОЗВ'ЯЗКА.

ABSTRACT

The diploma thesis consists of 3 chapters, 25 figures, 1 table, with a total volume of 95 pages. There are 20 literature sources used in the work.

Diploma thesis topic: Development of a power block for a pipeline cathodic protection system.

Objective of the work: comprehensive development, mathematical calculation, and practical hardware implementation of an energy-efficient switching power block with a nominal output power of 1.1 kW and a DC output voltage of 55 V.

Object of research: the process of high-frequency electrical energy conversion in autonomous industrial power supply systems specialized for the electrochemical protection of underground metal structures.

Subject of research: hardware architecture, circuit solutions, printed circuit board topology, and electronic control algorithms of the power block of the cathodic protection inverter station.

Results of the diploma thesis: A theoretical review of topologies was conducted, and a push-pull forward inverter was selected as the optimal structure. Key components were calculated, including a transformer based on the ETD 49/N67 ferrite core and an output choke. A control subsystem based on the UC3825 PWM controller was designed, operating at 80 kHz and providing necessary protection limits. A double-sided printed circuit board topology was developed in strict compliance with the DIN VDE 0160 safety standard for galvanic isolation distances. During commissioning measurements, control signal jitter was eliminated, and the problem of transformer thermal overload was solved by implementing high-frequency Litz wire. The overall efficiency of the converter reached 89.6% at an output power of 1093 W.

Keywords: POWER BLOCK, CATHODIC PROTECTION, PUSH-PULL FORWARD CONVERTER, PWM CONTROLLER, UC3825, GALVANIC ISOLATION.

4 Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк.

6

КРБ.СІ- 06.00.00.000ПЗ

Розроб. Макота

Перев. Могилін

Н. контр. Возний Затв. Заміховська Розроблення силового блоку системи катодного захисту трубопроводу

Літ. Аркушів

92

ІФНТУНГ гр.С-22-1

4	ПЕРЕЛІК ОСНОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ І СКОРОЧЕНЬ	7
	ВСТУП	8
	1 ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ТА АНАЛІЗ СУЧАСНИХ СИСТЕМ	
	ЖИВЛЕННЯ КАТОДНОГО ЗАХИСТУ ТРУБОПРОВІДІВ	11
	1.1 Принципи протикорозійного електрохімічного захисту та призначення	
	силового блоку	11
	1.2 Вимоги до перетворювальної техніки в умовах нестабільних параметрів	
	навантаження	16
	1.3 Огляд та аналіз існуючих топологій силових перетворювачів	20
	1.4 Обґрунтування напрямку розроблення та постановка задачі	26
	2 ПРОЄКТУВАННЯ ТА РОЗРАХУНОК ЕЛЕМЕНТІВ СИЛОВОГО	
	БЛОКУ	31
	2.1 Вибір та обґрунтування принципу схеми імпульсного перетворювача .	31
	2.2 Аналіз технічних вимог до проєкту та попередні розрахунки параметрів	
		42
	2.4 Розрахунок двотактного трансформатора та накопичувального дроселя	
		48
	2.5 Розрахунок загальних втрат потужності та оцінка коефіцієнта корисної	
	дії	53
	3 ТЕХНІЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ, МОНТАЖ ТА ВВЕДЕННЯ В	
	ЕКСПЛУАТАЦІЮ ПРИСТРОЮ	58
	3.1 Принципова електрична схема та аналіз роботи елементів системи	
	живлення	58
1	Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 8 КРБ. СІ-06.00.00.000ПЗ	
	3.2 Опис функціональних блоків ШІМ-контролера UC 3825	63
	3.3 Розробка конструкції друкованої плати та забезпечення ізоляційних	
	відстаней	68
	3.4 Специфікація та складальні креслення	72
	3.5 Введення в експлуатацію та результати пусканалагоджувальних	
	вимірювань	76
7	ВИСНОВКИ	88
	СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	90

3	Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 7 КРБ. СІ-06.00.00.000 ПЗ ПЕРЕЛІК ОСНОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ І СКОРОЧЕНЬ
---	---

ДБЖ — джерело безперебійного живлення
 ДСТУ — Державний стандарт України
 ІБЖ — імпульсний блок живлення
 ККД — коефіцієнт корисної дії
 ОП — операційний підсилювач
 ПІ — пропорційно-інтегральний регулятор
 ПІД — пропорційно-інтегрально-диференціальний регулятор
 СКЗ — середньоквадратичне значення
 ШІМ — широтно-імпульсна модуляція
 AC/DC — перетворювач змінного струму в постійний
 Buck — імпульсний знижувальний перетворювач напруги
 DC/DC — перетворювач постійного струму в постійний
 DCM — режим переривчастих струмів
 IGBT — біполярний транзистор із ізольованим затвором
 LC — індуктивно-ємнісний фільтр
 MOSFET — польовий транзистор із ізольованим затвором
 NTC — термістор з негативним температурним коефіцієнтом
 PFC — корекція коефіцієнта потужності
 pH — водневий показник (міра кислотності середовища)
 RC — резистивно-ємнісний ланцюг
 RCD — резистивно-ємнісно-діодне демпфуюче коло
 SCFD — метод адаптивного частотно-широтного керування
 SMD — компоненти для поверхневого монтажу
 ZVS — режим м'якого перемикання ключів при нульовій напрузі

6	Зм. Арк. No докум. Підп. Дата
	Арк.

Забезпечення тривалої, надійної та безпечної експлуатації магістральних трубопроводів становить одне з найпріоритетніших завдань сучасної нафтогазової галузі. Перебуваючи у постійному контакті з агресивним та вологим ґрунтовим середовищем, сталеві підземні комунікації неминуче піддаються процесам глибокої електрохімічної деградації, що призводить до інтенсивного анодного розчинення металу. Під впливом гідродинамічних навантажень, коливань температури транспортованого продукту та сезонних ґрунтових зсувів ізоляційне покриття поступово старіє, втрачає свої діелектричні властивості та утворює мікродфекти, де швидкість корозії стрімко зростає через концентрацію реакцій на малій площі. Саме тому безальтернативним інженерним стандартом інфраструктурної безпеки стало застосування комплексного підходу, невід'ємною складовою якого є розгортання систем активного катодного захисту накладеним струмом. Ця технологія дозволяє примусово змістити електричний потенціал сталеві магістралі в безпечну негативну зону, що з погляду фізичної хімії практично повністю зупиняє руйнівні реакції окислення металу.

Фундаментальною основою функціонування таких активних протикорозійних систем є перетворювальний силовий блок, пряме призначення якого полягає у трансформації змінної напруги промислової електромережі у прецизійно стабільний постійний струм для безперервного живлення захисного контуру. Технологічна складність проєктування цього електронного вузла зумовлена вкрай динамічним та нелінійним характером навантаження. Еквівалентний електричний опір ґрунтового електроліту постійно коливається в дуже широких межах залежно від мінливих кліматичних умов, ступеня промерзання землі в зимовий період, рівня підземних вод та поточного стану старіючого ізоляційного покриття самої труби. В умовах такої екстремальної експлуатаційної нестабільності традиційні низькочастотні трансформаторно-

¹Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 9 КРБ.СІ- 06.00.00.000ПЗ
тиристорні випрямлячі демонструють критичні функціональні недоліки: занадто велику масу, низький коефіцієнт корисної дії та надмірну інерційність алгоритмів аналогового регулювання [4, 10]. Надто повільна реакція на флуктуації опору ґрунту може призводити або до недостатнього рівня захисту об'єкта, або до його небезпечного перенапруження, що супроводжується інтенсивним виділенням атомарного водню, катодним відшаруванням ізоляції та подальшим катастрофічним водневим окрихненням кристалічної ґратки сталі. Застосування мікропроцесорних або аналогових систем керування на базі методів широтно-імпульсної модуляції (ШИМ) дозволяє створювати компактні, надійні та високоефективні інверторні модулі, здатні за частки мілісекунди адаптуватися до змінних параметрів зовнішнього середовища. Відповідно до жорстких вимог європейського стандарту ДСТУ EN ISO 15589-1:2020, такі пристрої повинні забезпечувати виняткову точність стабілізації захисного струму чи потенціалу, ефективно мінімізуючи динамічні та статичні теплові втрати напівпровідникових елементів навіть при значному звуженні керуючих імпульсів у режимах переривчастих струмів та легкого навантаження. З огляду на високу актуальність зазначеної проблематики, об'єктом даного дипломного дослідження визначено процес високочастотного перетворення електричної енергії в автономних системах живлення промислового призначення, спеціалізованих для електрохімічного захисту підземних металевих споруд. Предметом дослідження виступає апаратна архітектура, схемотехнічні рішення, топологія друкованої плати та алгоритми електронного керування силового блоку інверторної станції катодного захисту. Головною метою роботи є комплексне розроблення, обґрунтований математичний розрахунок та практична апаратна реалізація енергоефективного імпульсного силового блоку з номінальною вихідною потужністю 1,1 кВт та вихідною постійною напругою 55 В.

Для повноцінного досягнення встановленої мети в роботі передбачено послідовне вирішення низки науково-прикладних інженерних завдань.

¹Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 10 КРБ.СІ- 06.00.00.000ПЗ
Насамперед здійснено глибокий теоретичний огляд існуючих топологій силових перетворювачів електроенергії, на основі якого проаналізовано переваги двотактного прямоходового інвертора як найбільш раціонального варіанту з

погляду забезпечення абсолютної гальванічної розв'язки, відмовостійкості та високої питомої потужності перетворення. Наступним кроком виконано детальний електричний та теплофізичний розрахунок ключових активних і пасивних компонентів силового каскаду. Зокрема, аналітично розраховано струмові та напругові параметри потужних MOSFET-транзисторів, параметри ультрашвидкісних випрямних діодів вторинного кола, а також спроектовано високоефективну систему їх примусового радіаторного охолодження для гарантованої безперебійної роботи за температури навколишнього середовища до 45 °C.

Окремим важливим завданням є синтез надійної підсистеми керування, апаратно реалізованої на спеціалізованому інтегральному ШІМ-контролері UC3825. Цей обчислювальний вузол забезпечує генерацію точних синхронних протифазних імпульсів, виконання функції безпечного плавного пуску, прецизійне П-регулювання вихідної напруги за допомогою оптичного зворотного зв'язку та миттєве апаратне блокування силової схеми у випадках виникнення непередбачуваних струмових перевантажень. З метою повної фізичної реалізації розробленого пристрою спроектовано топологію двосторонньої друкованої плати та сформовано детальну специфікацію елементної бази. Трасування струмопровідних ліній виконано із суворим дотриманням жорстких норм міжнародного стандарту DIN VDE 0160, що гарантує наявність безпечних повітряних зазорів та шляхів витоку між високовольтними колами проміжного контуру та низьковольтними клемами виходу.

3 Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 11 КРБ. СІ-06.00.00.000 ПЗ 1 ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ТА АНАЛІЗ СУЧАСНИХ СИСТЕМ ЖИВЛЕННЯ КАТОДНОГО ЗАХИСТУ ТРУБОПРОВОДІВ

1.1 Принципи протикорозійного електрохімічного захисту та призначення силового блоку

Функціонування будь-якого підземного сталевого трубопроводу неминуче пов'язане з його постійним контактом із вологим ґрунтовим середовищем, що призводить до поступового, але невідворотного руйнування металевої структури. З погляду законів фізичної хімії та термодинаміки, метал у таких умовах зазнає процесу анодного розчинення, під час якого його атоми втрачають валентні електрони та переходять у навколишній ґрунтовий розчин у вигляді позитивно заряджених іонів. Схематичне зображення процесу електрохімічної корозії підземного трубопроводу наведено на рисунку 1.1.

Рисунок 1.1 – Схема процесу електрохімічної корозії підземного трубопроводу

Цей об'єктивний процес деградації, що має електрохімічну природу, обумовлений прагненням заліза повернутися до свого природного,

1 Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 12 КРБ. СІ-06.00.00.000 ПЗ

термодинамічно стійкого стану — оксиду. Швидкість протікання таких корозійних реакцій визначається цілим комплексом факторів: питомим електричним опором ґрунту, його водневим показником (pH), ступенем аерації, наявністю розчинених солей (сульфатів, хлоридів), а також присутністю специфічних анаеробних бактерій, що провокують мікробіологічну корозію [8]. Складність проблеми полягає в тому, що цей процес неможливо повністю зупинити виключно бар'єрними (пасивними) методами захисту. Навіть найсучасніша багатопарова заводська ізоляція на основі екструдованого поліетилену, епоксидних смол чи поліуретану з роками експлуатації неминуче старіє та втрачає свої діелектричні властивості. Під впливом температурних коливань транспортованого продукту, гідродинамічних ударів, сезонних зсувів ґрунту (так званого ґрунтового стресу) ізоляційне покриття отримує мікротріщини, відшаровується або пошкоджується ще на етапі будівельно-монтажних та ізоляційно-укладальних робіт. У місцях таких наскрізних дефектів (у «вікнах» ізоляції) оголена сталь вступає в прямий контакт з електролітом, утворюючи локальні гальванічні мікроелементи, де інтенсивність розчинення металу може досягати катастрофічних швидкостей через ефект концентрації струму на малій площі. Саме тому беззаперечним світовим стандартом інженерної безпеки магістралей є обов'язкове комбінування пасивного захисного покриття та активних засобів протикорозійного електрохімічного захисту. Фундаментальна суть технології електрохімічного захисту зводиться до цілеспрямованого штучного керування електричним потенціалом труби

відносно навколишнього середовища. Згідно з теорією електрохімічної кінетики, якщо змістити потенціал металу в негативний бік до певного нормативного рівня, швидкість реакції анодного окислення експоненціально знижується і практично припиняється. У цьому і полягає базовий принцип катодного захисту: вся поверхня газо- чи нафтопроводу штучно переводиться в стан катода потужного макрогальванічного елемента. Оскільки сталева магістраль примусово отримує надлишок електронів від зовнішнього джерела живлення,

¹ Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 13 КРБ. CI-06.00.00.000ПЗ
дефіцит заряду в металі компенсується, і його власний матеріал перестає розчинятися. Натомість усі руйнівні окислювальні процеси, згідно із законами збереження маси та заряду, локалізуються виключно на допоміжному заземлювачі (аноді). Принципова схема роботи такої системи накладеним струмом представлена на рисунку 1.2.

Рисунок 1.2 – Принципова схема катодного захисту трубопроводу накладеним струмом

Цей елемент спеціально монтують у ґрунт неподалік від трубопроводу і розглядають як витратний матеріал, що свідомо приноситься в жертву заради збереження цілісності основної інфраструктури.

На практиці інженери застосовують два принципово різні підходи до реалізації цієї концепції: використання гальванічних протекторів або розгортання станцій катодного захисту з накладеним струмом. Протекторний варіант, де як анод використовують більш електронегативні метали чи сплави (наприклад, на основі магнію, цинку або алюмінію), є повністю автономним і не потребує підключення до зовнішньої електромережі. Він працює виключно за рахунок природної різниці електрохімічних потенціалів між сталлю та

Зм. Арк. No докум. Підп. Дата

Арк.

14

КРБ. CI-06.00.00.000ПЗ

матеріалом протектора. Проте такий метод підходить хіба що для локальних ділянок, невеликих підземних резервуарів або труб з ідеальним станом ізоляції у низькоомних ґрунтах. Для протяжних магістралей діаметром від 700 до 1400 мм потужності протекторних установок критично не вистачає, особливо якщо ґрунт має високий питомий електричний опір (піски, скельні породи, вічномерзлі ґрунти). Відповідно, єдиним раціональним, технічно і економічно обґрунтованим рішенням для масштабних інфраструктурних об'єктів залишається інтенсивна поляризація від потужного зовнішнього джерела енергії.

Серцем такої активної системи виступає силовий перетворювальний блок (станція катодного захисту). Його пряме, найважливіше завдання — прийняти стандартну змінну напругу з промислової електромережі (зазвичай 230 В однофазного або 400 В трифазного струму), виконати її ефективне випрямлення та сформувати на своєму виході стабільний постійний струм необхідної величини. Головна мета роботи цього складного електронного вузла полягає в утриманні захисного (поляризаційного) потенціалу металу трубопроводу в жорстко заданих нормативних межах. Згідно з чинними стандартами, інженери орієнтуються на показник щонайменше мінус 0,85 В (але не більше мінус 1,15 В) за насиченим мідно-сульфатним електродом порівняння [8]. Саме в цьому вузькому діапазоні забезпечується повне припинення корозії без виникнення побічних негативних явищ.

Головна технічна складність розробки таких силових пристроїв полягає в тому, що навантаження на силовий блок станції ніколи не буває статичним чи лінійним. Опір розтіканню струму між анодним заземленням і трубопроводом безперервно коливається в дуже широких межах: земля промерзає взимку, що різко збільшує її опір у десятки разів, і пересихає влітку, рівень ґрунтових вод змінюється після рясних опадів або весняного паводка, а ізоляція труби з часом отримує нові дефекти, зменшуючи загальний перехідний опір. Крім того, на трубопровід постійно діють потужні зовнішні електромагнітні фактори — блукаючі струми від електрифікованих залізниць, трамвайних ліній, ліній

¹ Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 15 КРБ. CI-06.00.00.000ПЗ
електропередач та інших промислових об'єктів, що викликають хаотичні стрибки захисного потенціалу.

Враховуючи цю екстремальну динаміку, сучасний модуль живлення

категорично не може будуватися за класичною трансформаторно-тиристорною схемою, яка домінувала в галузі ще кілька десятиліть тому. Низькочастотні трансформаторні станції (50 Гц) відрізняються величезною вагою, значними габаритами, низьким коефіцієнтом корисної дії, високим рівнем пульсацій вихідного струму та вкрай повільною реакцією на зміну опору навантаження. Сучасний перетворювач має бути високотехнологічним, інтелектуальним імпульсним пристроєм (інвертором), здатним миттєво, за частки мілісекунди адаптуватися до змінних параметрів зовнішнього ґрунтового середовища. Перехід до високочастотного перетворення (на частотах 20–100 кГц) дозволив радикально зменшити розміри магнітних компонентів, підвищити ККД до рівня 90–95% та забезпечити ідеальну якість постійного струму з рівнем пульсацій менше 1–2%.

Такий інвертор повинен працювати в замкненому контурі зі зворотним зв'язком і автоматично, за складними мікропроцесорними ПІД-алгоритмами регулювати вихідні вольт-амперні характеристики. Точність цього регулювання є критичною: силова електроніка має не допустити ні прискореної корозії труби через раптову нестачу захисного струму (недозахист), ні виникнення реакцій інтенсивного виділення водню на катоді через його надлишок. Останнє явище, відоме як переполяризація (або перезахист), є вкрай небезпечним, оскільки атомарний водень здатен проникати в кристалічну ґратку високоміцної сталі, викликаючи її водневе окрихчення (втрату пластичності), а бурхливе газовиділення призводить до фізичного катодного відшарування залишків ізоляції від металу. Таким чином, станція катодного захисту виступає балансиrom між двома руйнівними процесами.

Отже, проектування таких гнучких, надійних, відмовостійких та енергоефективних апаратних рішень, здатних десятиліттями безперебійно

¹ Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 16 КРБ. -06.00.00.000ПЗ
функціонувати в суворих кліматичних умовах (від сильних морозів до екстремальної спеки) за умов нестабільної живильної мережі, сьогодні є ключовим, найпріоритетнішим викликом у галузі промислової силової електроніки, спеціалізованої для потреб систем протикорозійного захисту.

1.2 Вимоги до перетворювальної техніки в умовах нестабільних параметрів навантаження

Проектування та практична реалізація силових блоків для станцій електрохімічного захисту магістральних трубопроводів висувають особливі, часто суперечливі вимоги до засобів перетворювальної техніки. На відміну від стандартних промислових джерел живлення, що функціонують у стабільних закритих приміщеннях із фіксованим опором споживача, силові модулі систем катодного захисту інтегруються у відкрите, динамічне зовнішнє середовище. Фізичний комплекс, утворений анодним заземленням, масивом ґрунтового електроліту та сталевую підземною спорудою, є складною електрохімічною коміркою з нестабільними просторово-часовими характеристиками. Еквівалентний електричний опір цієї системи безперервно змінюється під впливом комплексу природних факторів, що перетворює вихідний каскад інвертора на систему, яка працює в екстремальних режимах. Головним джерелом нестабільності навантаження силового перетворювача є флуктуації питомого електричного опору ґрунту навколо трубопроводу та анодного поля. Оскільки ґрунт є іонним провідником, його провідність безпосередньо залежить від концентрації розчинених солей, рівня залягання ґрунтових вод та пористості структури. Перепади температур та рівня вологості здатні змінювати інтегральний опір розтіканню струму навантаження у межах одного географічного сегмента в десятки разів [18].

Зм. Арк. No докум. Підп. Дата

Арк.

17

КРБ. -06.00.00.000ПЗ

Рисунок 1.3 – Графік залежності питомого опору ґрунту від вологості та температури

Крім того, магістральні трубопроводи перетинають різні геологічні зони — від низькоомних солончаків та торфовищ до високоомних піщаних, щебеневих чи скельних порід. Це вимагає від силового блоку здатності

забезпечувати прецизійну точність стабілізації захисного струму у надзвичайно широкому «вікні» вихідних напруг, адаптуючись до будь-якого типу ґрунтового профілю без втрати стійкості регулювання.

Ситуація ускладнюється тривалою динамікою зміни стану пасивного ізоляційного покриття самої труби. З роками, під впливом зсувів ґрунту, температурних коливань транспортувального продукту та природного старіння матеріалу, в ізоляції виникають наскрізні дефекти. Через ці мікротріщини оголений метал сталі вступає у прямий контакт із ґрунтовим електролітом, утворюючи локальні зони інтенсивного корозійного розчинення. Щоб компенсувати ці втрати та захистити пошкоджені ділянки, станція катодного захисту повинна пропорційно нарощувати потужність. Відповідно, розроблюваний силова частина повинна володіти колосальним запасом гнучкості, гарантуючи ефективну роботу як у режимі мікrostрумів при ідеальній

¹ Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 18 КРБ. СІ-06.00.00.000ПЗ

ізоляції, так і в режимах близьких до максимальних струмових навантажень при значній деградації покриття.

Такий широкий експлуатаційний діапазон створює серйозну проблему для забезпечення енергетичної ефективності силової електроніки. Традиційні імпульсні перетворювачі демонструють високий коефіцієнт корисної дії лише у вузькій зоні поблизу своєї номінальної розрахункової потужності. У реальних умовах катодного захисту, коли система змушена тривалий час працювати з легкими або середніми навантаженнями, тривалість керуючих імпульсів силових ключів суттєво зростає, а робочий цикл падає нижче тридцятивідсоткової межі [17]. Для класичних повномостових інверторів із фазосувним керуванням таке зменшення скважності є критичним. Зменшення струму первинної обмотки призводить до того, що енергія, накопиченої в індуктивності розсіювання високочастотного трансформатора, стає недостатньою для повної перезарядки паразитних вихідних ємностей транзисторів протягом захисної паузи (мертвого часу).

Внаслідок дефіциту енергії в реактивних елементах схема повністю втрачає режим м'якого перемикання силових транзисторів при нульовій напрузі (ZVS). Інвертор миттєво переходить у нераціональний режим жорсткої комутації, за якого напівпровідникові структури замикаються і відмикаються за наявності високих струмів та напруг. Це супроводжується стрімким, експоненціальним зростанням динамічних теплових втрат у кремнієвих чи карбід-кремнієвих кристалах, локальним перегрівом напівпровідникових елементів та різким падінням загального ККД всієї станції. Окрім теплових проблем, жорстка комутація провокує виникнення потужних імпульсних сплесків напруги з високою швидкістю наростання фронтів. Ці високочастотні завади негативно впливають на роботу низьковольтних мікропроцесорних кіл керування та спотворюють телеметричні дані. З огляду на це, до перетворювальної техніки висувається жорстка вимога щодо обов'язкового впровадження комбінованих, адаптивних методів модуляції, які шляхом

¹ Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 19 КРБ. СІ-06.00.00.000ПЗ

одночасного коригування частоти та ширини імпульсів здатні штучно утримувати режим ZVS у всьому діапазоні навантажень [20].

Коли станція працює у високоомних середовищах або на ділянках із мінімальною кількістю дефектів ізоляції, струм, що протікає через згладжувальний дросел вихідного фільтра, суттєво зменшується. При досягненні певного критичного мінімуму силова частина інвертора раптово переходить із класичного режиму безперервних струмів дроселя у режим переривчастих струмів. Цей перехід супроводжується миттєвою топологічною зміною структури перетворювача протягом одного періоду комутації, оскільки в миті нульового струму зворотний діод закривається, ізолюючи вихідну ємність від індуктивності фільтра.

Фазовий перехід у режим DCM кардинально змінює малосигнальну передавальну функцію силового каскаду, перетворюючи її з передбачуваної системи другого порядку на нелінійну систему першого порядку з сильною залежністю від опору навантаження [18]. Коефіцієнт підсилення внутрішнього контуру регулювання струму стрибкоподібно падає, викликаючи значне уповільнення реакції цифрових регуляторів. Внутрішнє струмове кільце починає фазово відставати від зовнішнього контуру стабілізації напруги чи потенціалу. Якщо в мікроконтролері використовуються фіксовані коефіцієнти підсилення, така деградація динамічних властивостей неминуче призводить до втрати стійкості зворотного зв'язку, виникнення низькочастотних автоколивань та

неконтрольованих перерегулювань вихідних параметрів. В умовах катодного захисту будь-яке тривале перерегулювання струму є неприпустимим, оскільки надмірна поляризація викликає небезпечний процес перезакорозії об'єкта. Перезахист супроводжується бурхливим виділенням газоподібного водню на поверхні металу, що призводить до катодного відшарування захисної полімерної плівки та водневого окиснення кристалічної ґратки сталі, суттєво знижуючи механічну міцність труби під високим робочим тиском. Тому до цифрової системи керування силовим блоком ставиться безкомпромісна вимога щодо

¹Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 20 КРБ. СІ-06.00.00.000ПЗ

впровадження адаптивних алгоритмів, спроможних динамічно перераховувати параметри регулятора під поточний режим провідності.

Додатковим інженерним критерієм є забезпечення високої якості вихідної напруги та мінімізація пульсацій постійного струму. Змінна складова вихідного струму, що виникає внаслідок імпульсного характеру роботи інвертора, здатна наводити завади на вимірювальні кола датчиків та електродів порівняння, які безперервно контролюють рівень захисного потенціалу. Для отримання чистих аналогових сигналів телеметрії коефіцієнт пульсацій вихідного струму силового блоку повинен утримуватися на мінімальному рівні (як правило, не більше одного-двох відсотків). Це змушує приділяти особливу увагу розрахунку ємнісно-індуктивних вихідних фільтрів та забезпеченню високої частоти комутації силових ключів.

Наостанок, оскільки станції катодного захисту часто розташовуються у віддалених, важкодоступних географічних точках уздовж траси трубопроводу, до їхньої апаратної частини висуваються жорсткі вимоги щодо автономності, стійкості до грозових перенапруг та тривалого терміну служби в умовах агресивного зовнішнього середовища. Силовий блок повинен володіти вбудованими багаторівневими системами захисту від коротких замикань у навантаженні (наприклад, при випадковому прямому замиканні труби на анод), обриву кіл зворотного зв'язку, теплового перевантаження та критичних відхилень напруги в живильній мережі промислової частоти. Успішна інтеграція та вирішення цього комплексу технологічних викликів є базовим орієнтиром для обґрунтування та синтезу оптимальної структури розроблюваного інверторного модуля.

1.3 Огляд та аналіз існуючих топологій силових перетворювачів

Ефективність, надійність та експлуатаційний ресурс сучасних комплексів протикорозійного захисту магістральних трубопроводів безпосередньо залежать

Зм. Арк. No докум. Підп. Дата

Арк.

21

КРБ. СІ-06.00.00.000ПЗ

від схемотехнічної архітектури їхніх силових каналів. Історичний перехід від громіздких низькочастотних трансформаторно-тиристорних випрямлячів до високочастотних імпульсних перетворювачів дозволив вирішити базові проблеми низького коефіцієнта корисної дії та незадовільних динамічних характеристик регулювання. Проте проектування силового блоку для станцій катодного захисту накладеним струмом ускладнюється специфічним характером навантаження, яке зазнає постійних флуктуацій через кліматичні, геологічні та сезонні чинники. Сучасна силова електроніка пропонує кілька принципово різних топологічних та алгоритмічних парадигм для побудови інверторних модулів, кожна з яких спрямована на оптимізацію роботи перетворювача в умовах екстремально широкого діапазону вихідних напруг і струмів. Детальний аналіз цих концепцій дозволяє виявити їхні приховані інженерні компроміси та визначити межі їхньої раціональної застосовності.

Одним із найбільш поширених рішень для побудови потужних ізольованих систем катодного захисту є використання повномостових DC/DC перетворювачів із фазосувним керуванням [17]. Класична топологія такого інвертора детально зображена на рисунку 1.4.

Рисунок 1.4 – Топологія повномостового DC/DC перетворювача

Зм. Арк. No докум. Підп. Дата

Арк.

22

У класичному виконанні такі інвертори забезпечують м'яке комутування силових ключів при нульовій напрузі за рахунок використання енергії індуктивності розсіювання трансформатора та паразитних ємностей транзисторів. Однак у реальних умовах експлуатації на магістральних нафто- чи газопроводах виникають тривалі періоди, коли для підтримки нормативного поляризаційного потенціалу труби потрібна мінімальна вихідна потужність. У таких режимах робочий цикл (скважність) імпульсів керування падає нижче тридцятивідсоткової позначки. Це призводить до того, що енергії, накопиченої в індуктивності первинного кола, стає недостатньо для повного розряду вихідних ємностей польових або біполярних транзисторів з ізолюваним затвором протягом захисної паузи (мертвого часу). Як наслідок, режим перемикання при нульовій напрузі повністю втрачається, і інвертор переходить у режим жорсткої комутації. Напівпровідникові ключі починають зазнавати значних динамічних струмових та напругових стресів, різко зростають теплові втрати в кристалах, виникає потреба у збільшенні габаритів систем охолодження, а загальна надійність і ККД перетворювального модуля стрімко деградує.

Для подолання цього фундаментального недоліку без штучного ускладнення схемотехніки важкими допоміжними демпфуючими ланцюгами чи активними клаперами, у світовій практиці було розроблено топологію повномостового DC/DC перетворювача з інтелектуальним гібридним алгоритмом цифрового керування [20]. Суть цього інженерного підходу полягає в динамічній трансформації самої структури модуляції залежно від поточних параметрів навантаження. Коли система фіксує падіння вихідного струму та звуження імпульсів, керуючий мікроконтролер плавно переходить від чистого фазового зсуву до комбінованого методу широтно-імпульсної модуляції зі змінною частотою. Зниження частоти комутації в зонах легких навантажень дозволяє штучно збільшити тривалість паузи та забезпечити умови для накопичення необхідної енергії в індуктивності первинного контуру, що повертає систему в режим м'якого безкомутаційного перемикання. Ця

¹ Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 23 КРБ. -06.00.00.000ПЗ

архітектура демонструє стабільні енергетичні показники при зміні вихідної напруги до 75 В та струмах від нуля до 25 А, повністю нівелюючи теплові переваги напівпровідникових структур і дозволяючи відмовитися від громіздких пасивних фільтрів.

Паралельно з одностадійними ізолюваними інверторами значний інтерес викликає концепція двостадійного перетворення електричної енергії із послідовним розділенням функцій регулювання. У таких архітектурах першим вхідним каскадом виступає активний AC/DC випрямляч підвищувального типу, головним завданням якого є забезпечення високої якості споживання енергії з промислової мережі. Цей каскад працює за алгоритмом активної корекції коефіцієнта потужності, підтримуючи синусоїдальну форму вхідного струму, мінімізуючи загальний коефіцієнт гармонічних спотворень та формуючи на своєму виході жорстко стабілізовану проміжну шину постійного струму високої напруги. Безпосереднє ж формування параметрів струму захисту для підземної споруди переноситься на другий каскад — повномостовий DC/DC інвертор, який функціонує за унікальним алгоритмом одночасної зміни частоти та робочого циклу.

Ця двостадійна топологія орієнтована на вирішення проблеми нелінійного падіння ККД у трансформаторних підсистемах при роботі на легких навантаженнях. Коли виникає потреба у низькій вихідній напрузі, традиційні ШІМ-контролери сильно звужують імпульси на постійній високій частоті, що викликає перевитрату енергії на перемагнічування феритового осердя високочастотного трансформатора. Метод керування SCFD у режимі реального часу оптимізує частоту перемикання під поточну геометрію імпульсу, утримуючи амплітуду магнітної індукції в магнітопроводі на постійному, оптимальному рівні [20]. Це дозволяє стабілізувати та мінімізувати сумарні втрати у фериті та вихрові струми в мідних обмотках трансформатора. Незважаючи на очевидні переваги у вигляді майже одиничного коефіцієнта потужності та високої стабільності енергетичного балансу незалежно від

¹ Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 24 КРБ. -06.00.00.000ПЗ

коливань опору ґрунту, дана архітектура має очевидний компроміс — значне збільшення кількості силових компонентів, ускладнення драйверів керування та зростання загальної вартості апаратної частини. Абсолютно іншу філософію проектування демонструють неізолювані

знижувальні перетворювачі, відомі як Buck-топології. Базова електрична схема знижувального перетворювача представлена на рисунку 1.5.

Рисунок 1.5 – Базова схема неізовольованого знижувального перетворювача (Buck)

Головними чинниками, які спонукають інженерів обирати таку структуру для систем катодного захисту накладеним струмом, є її гранична схемотехнічна простота, мінімальна кількість активних напівпровідникових ключів, висока питома потужність та низька вартість реалізації. У таких системах регулювання середнього струму навантаження здійснюється за допомогою одного верхнього ключа та зворотного діода через нагромаджувальний дросель фільтра. Проте експлуатація Buck-перетворювачів у середовищах із широким діапазоном опорів ґрунту стикається із серйозною математичною та алгоритмічною проблемою, яка криється в динамічній зміні режимів провідності дроселя.

При номінальних струмах захисту перетворювач працює в класичному режимі безперервних струмів, де передавальна функція силової частини є стабільною і легко піддається компенсації за допомогою стандартних лінійних

¹ Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 25 КРБ. СІ- 06.00.00.000ПЗ

регуляторів. Проте, коли станція катодного захисту підключається до трубопроводу, прокладеного у високоомних піщаних або промерзлих ґрунтах, споживаний струм різко падає, і перетворювач неминуче переходить у режим переривчастих струмів дроселя. Цей фазовий перехід супроводжується миттєвою радикальною зміною структури та коефіцієнта підсилення малосигнальної передавальної функції всього силового каскаду. Внутрішній контур регулювання струму зазнає сильного сповільнення та починає фазово відставати від зовнішнього контуру напруги. Для статичних систем цифрового керування це є деструктивним фактором, оскільки виникають низькочастотні автоколивання та небезпечні імпульсні перерегулювання вихідного потенціалу, що безпосередньо загрожує цілісності ізоляційного покриття труби. Для ліквідації цього апаратного обмеження в сучасних Buck-системах застосовують концепцію адаптивного до навантаження каскадного ПІ-регулятора [18]. Замість фіксованих коефіцієнтів у цифровий алгоритм мікроконтролера закладається математична модель малосигнальних параметрів для обох режимів провідності. Система безперервно аналізує рівень вихідного струму і, фіксуючи перехід у зону переривчастих струмів, автоматично та пропорційно перераховує коефіцієнти підсилення пропорційної та інтегральної ланок. Така адаптація дозволяє утримувати постійну смугу пропускання контуру зворотного зв'язку, гарантуючи прецизійну точність підтримки потенціалу без ризику коливань. Проте, попри високу ефективність алгоритмічного рішення, Buck-топологія зберігає свій головний та найбільш критичний недолік — повну відсутність гальванічної розв'язки між вхідними колами живлення та трубопроводом, що створює потенційну небезпеку винесення високої напруги на підземну споруду при аварійному пробіі силового транзистора.

Порівняльний аналіз розглянутих аналогів показує, що кожен із них вирішує задачу стабілізації роботи силового блоку у специфічний спосіб. Повномостові ізовольовані інвертори з гібридним керуванням забезпечують безкомпромісну промислову безпеку за рахунок трансформаторної розв'язки та

Зм. Арк. No докум. Підп. Дата

Арк.

26

КРБ. СІ-06.00.00.000ПЗ

високий ККД завдяки розширенню зони м'якої комутації транзисторів. Двостадійні системи з активним PFC гарантують ідеальну електромагнітну сумісність із живильною мережею та стабільність магнітного стану трансформатора, але платять за це надлишковою схемотехнічною складністю. Неізовольовані знижувальні перетворювачі приваблюють своєю простотою та дешевизною, проте вимагають складних адаптивних цифрових алгоритмів для компенсації коливань контуру керування та несуть ризики через відсутність гальванічного розділення кіл. Синтез позитивних якостей цих систем та усунення їхніх очевидних недоліків є головним орієнтиром для обґрунтування оптимальної структури розроблюваного силового блоку.

1.4 Обґрунтування напрямку розроблення та постановка задачі

Оцінюючи поточний стан розвитку технологій генерації живлення для

систем протикорозійного захисту та глибоко аналізуючи наявні на ринку промислові зразки, можна об'єктивно виділити низку гострих експлуатаційних та схемотехнічних суперечностей, які органічно притаманні наявним апаратним рішенням. Хоча проаналізовані в попередніх підрозділах концепції (такі як двостадійні перетворювачі з активною корекцією коефіцієнта потужності, класичні знижувальні Buck-перетворювачі та мостові інвертори) показують високу результативність за певних ідеалізованих умов, їхня інженерна універсальність залишається суттєво обмеженою. Практика експлуатації на магістральних газопроводах показує, що жодна з класичних топологій у своєму чистому вигляді не здатна повністю задовольнити всі вимоги сучасної електрохімічної кінетики [8, 17].

Наприклад, впровадження складної двостадійної схеми перетворення, оснащеної активним коректором коефіцієнта потужності (PFC) та методом адаптивного частотно-широтного керування (SCFD), гарантує відмінну енергоефективність у критичні моменти глибокого просідання вихідної

¹ Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 27 КРБ. СІ-06.00.00.000ПЗ

потужності. Ця технологія дозволяє ідеально узгодити станцію з живильною мережею, усуваючи генерацію вищих гармонік. Однак такий багатокомпонентний підхід неминуче призводить до серйозного перевантаження елементної та компонентної бази силового каналу. Наявність двох послідовних каскадів перетворення змушує використовувати подвійний набір потужних напівпровідникових ключів, дроселів та мікросхем керування, що різко підвищує кінцеву виробничу вартість виробу, збільшує його масогабаритні показники та, що найважливіше, об'єктивно знижує загальну апаратну відмовостійкість обладнання внаслідок банального збільшення кількості потенційних точок відмови.

Зі свого боку, застосування неізолюваних знижувальних (Buck) архітектур із потужною цифровою адаптацією каскадних ПІ-регуляторів демонструє блискучі результати в плані простоти та добре нівелює математичну нестабільність контурів керування під час переходу з режиму безперервних у режим переривчастих струмів. Мікропроцесорна обробка сигналів у таких схемах досягла високого рівня досконалості. Проте фундаментальне ігнорування гальванічної розв'язки (високочастотного трансформатора) між первинною живильною мережею змінного струму та підземним об'єктом є абсолютно критичним, концептуальним недоліком з погляду суворих норм промислової безпеки, електробезпеки персоналу та загальної експлуатаційної надійності. У разі теплового пробію силового транзистора в такій неізолюваній схемі вся висока напруга проміжного кола миттєво виноситься на трубопровід, що може призвести до катастрофічних наслідків.

Водночас ізолювані повномостові інверторні системи з гібридною фазосувною модуляцією (Phase-Shift PWM) пропонують чи не найкращий компромісний баланс технічних характеристик. Вони поєднують у собі безпеку трансформаторної розв'язки та високу ефективність м'якого перемикання транзисторів (ZVS). Але їхня стабільна алгоритмічна робота та утримання режиму нульової напруги при малих навантаженнях занадто сильно залежать від

¹ Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 28 КРБ. СІ-06.00.00.000ПЗ

доступного обчислювального ресурсу керуючого мікроконтролера. Це створює постійний ризик втрати точності регулювання, виникнення джитеру керуючих імпульсів або зриву синхронізації під впливом зовнішніх потужних промислових електромагнітних завад, які є звичним явищем на компресорних станціях чи вздовж високовольних ліній електропередач.

Усі наведені вище технічні фактори, підтверджені аналізом відмов наявного парку обладнання, переконливо підтверджують гостру необхідність створення такого інноваційного силового перетворювача, який би вдало та гармонійно поєднував абсолютну електричну надійність та безпеку ізолюваної (наприклад, двотактної або мостової) топології з винятковою гнучкістю високошвидкісного аналогового чи цифрового адаптивного керування, свідомо уникаючи при цьому будь-якої надлишкової схемотехнічної складності. Перетворювач має бути максимально лаконічним у своїй силовій частині, переносючи весь тягар компенсації нестабільностей на інтелектуальну складову ШІМ-контролера або мікропроцесора. Узагальнена структурна схема запропонованого підходу до побудови силового модуля наведена на рисунку 1.6.

1 Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 29 КРБ.  I-06.00.00.000ПЗ

Законодавчим та інженерним фундаментом для проєктування такого передового пристрою має беззаперечно слугувати чинний європейський та національний стандарт ДСТУ EN ISO 15589-1:2020 «Нафтова, нафтохімічна та газова промисловість. Катодний захист трубопровідних систем. Частина 1. Наземні трубопроводи» [8]. Цей жорсткий нормативний документ регламентує суворі критерії щодо якості безперервного утримання захисних поляризаційних потенціалів підземних сталевих комунікацій, забороняючи їхні тривалі колювання чи вихід за межі допустимого коридору. Відповідно до цих вимог, головний інженерний акцент під час розроблення апаратної частини проєкту робитиметься на двох стовпах: по-перше, на радикальному зниженні динамічних і статичних теплових втрат потужних напівпровідникових елементів при роботі з надвужькими керуючими імпульсами (в режимах легкого навантаження); по-друге, на безумовному збереженні математичної та фазової стійкості контурів регулювання у критичні моменти переходу струму накопичувального дроселя в нелінійний переривчастий режим (DCM).

Зважаючи на глибоко виявлені та структуровані технологічні прогалини в існуючих системах, основним науково-практичним завданням цього дослідження стає проєктування, схемотехнічний синтез та комплексний аналіз високоресурсного, енергоефективного силового блоку для станції катодного захисту накладеним струмом. Розроблюваний автономний модуль повинен зі стовідсотковою ймовірністю гарантувати високоточну стабілізацію вихідного струму (або захисного потенціалу) в умовах екстремальних, раптових і непередбачуваних просторово-часових коливань еквівалентного опору ґрунтового електроліту.

Щоб успішно та в повному обсязі досягти цього інженерного результату, в рамках даної роботи передбачається послідовне виконання кількох логічно пов'язаних ключових етапів проєктування. По-перше, необхідно математично та теплофізично обґрунтувати базову конфігурацію (топологію) силової частини інвертора (вибір між однотактними, двотактними чи мостовими схемами) та

Зм. Арк. No докум. Підп. Дата

Арк.

30

КРБ.  I-06.00.00.000ПЗ

обрати оптимальну сучасну елементну базу (високовольтні MOSFET або IGBT транзистори, ультрашвидкісні діоди, феритові матеріали з низькими питомими втратами) [4, 14]. По-друге, сформувати адекватну, математично точну комп'ютерну модель інвертора в спеціалізованих пакетах схемотехнічного моделювання для попереднього віртуального тестування його динаміки, оцінки перехідних процесів та реакції на критичні стрибкоподібні зміни навантаження чи короткі замикання. Завершальним, найвідповідальнішим етапом проєкту стане безпосередній синтез керуючого алгоритму (або проєктування високошвидкісного аналогового контуру на базі прецизійних ШІМ-контролерів) для підсистеми управління, який візьме на себе життєво важливу функцію безперервного моніторингу телеметричних параметрів та миттєвого адаптивного коригування процесу електрохімічної поляризації магістралі, гарантуючи її багатолітню безпечну експлуатацію.

Зм. Арк. No докум. Підп. Дата

Арк.

31

КРБ.  I-06.00.00.000ПЗ

2 ПРОЄКТУВАННЯ ТА РОЗРАХУНОК ЕЛЕМЕНТІВ СИЛОВОГО БЛОКУ

2.1 Вибір та обґрунтування принципу схеми імпульсного перетворювача

Імпульсні блоки живлення все частіше заміняють традиційні мережеві пристрої. Їхні переваги полягають у високій питомій потужності, малій вазі та можливості інтеграції схем захисту, таких як, наприклад, стійкість до короткого замикання. Використання ІБЖ особливо виправдане при великих вихідних потужностях. Попри дещо вищу складність схемотехніки, вони дозволяють суттєво зменшити габарити та вагу порівняно з традиційними мережевими пристроями. Завдяки сучасним технологіям виробництва необхідні для цього

компоненти є легкодоступними та відносно недорогими. Для розуміння подальшого матеріалу обов'язковою умовою є знання основ електротехніки та силової електроніки. Через складність теми наслідки, що виникають під час експлуатації імпульсного блоку живлення (наприклад, радіоперешкоди та їх придушення), можуть бути розглянуті в цій роботі лише в обмеженому обсязі. Розглянемо принципові схеми імпульсних блоків живлення, починаючи з одноконтурного зворотногоходового перетворювача зображеного на рис.2.1 [4].

Рисунок 2.1 – Принципова схема одноконтурного зворотногоходового перетворювача

1 Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 32 КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ

Головною перевагою такої схеми є її проста конструкція, що робить перетворювач досить недорогим у виробництві. Для його роботи потрібен лише один індуктивний компонент. До того ж ця схема дозволяє досить легко і якісно регулювати одразу кілька різних вихідних напруг. Щодо недоліків, то для реалізації цієї схеми обов'язково потрібен великий трансформатор із повітряним зазором. Саме в зоні цього зазору виникають високі втрати енергії через вихрові струми. Також варто враховувати, що цей тип перетворювачів підходить лише для відносно невеликих навантажень — з вихідною потужністю приблизно до 250 Вт. Крім того, його використання вимагатиме значних зусиль для ефективного придушення радіоперешкод. Наступним варіантом для аналізу є одноконтурний прямоходовий перетворювач рисунок 2.2.

Рисунок 2.2 – Принципова схема одноконтурного прямоходового перетворювача

Серед головних переваг цієї схеми можна виділити те, що вона здатна працювати у вищому діапазоні потужностей порівняно зі зворотногоходовим перетворювачем. Крім того, така схема відрізняється досить простою керуючою електронікою. Загалом, цей тип перетворювача є цілком придатним для систем з вихідною потужністю орієнтовно до 600 Вт. З іншого боку, схема має і певні технологічні недоліки. Насамперед, для її реалізації обов'язково потрібні два індуктивних компоненти, а для трансформатора необхідна спеціальна обмотка розмагнічування. Крім того, конструкція вимагає використання великого

1 Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 33 КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ

вихідного дроселя-накопичувача. Якщо ж виникає потреба в стабілізації кількох різних вихідних напруг одночасно, це можна реалізувати лише шляхом значного ускладнення схеми. Також розробнику варто враховувати, що даний перетворювач потребуватиме середніх зусиль і витрат на належне придушення радіоперешкод. Поряд із цим розглядається двоконтурний прямоходовий перетворювач зображеного на рисунку 2.3 [14].

Рисунок 2.3 – Принципова схема двоконтурного прямоходового перетворювача

Головною перевагою такої схеми є те, що для її роботи потрібен лише один невеликий дросель. Крім того, вона дозволяє досягати вихідних потужностей аж до кіловатного діапазону. Також варто відзначити, що ця схема потребує мінімальних зусиль для ефективного придушення радіоперешкод. Серед недоліків варто зазначити необхідність використання двох індуктивних компонентів та потребу у досить складному виконанні обмоток. Також критично важливою і обов'язковою умовою для нормальної роботи є забезпечення строго симетричного керування двоконтурними транзисторами.

Після ретельного зважування всіх переваг та недоліків кожного принципу побудови схем, а також враховуючи доступність компонентів, було прийнято рішення проектувати цей блок живлення саме як двоконтурний прямоходовий перетворювач зображений на рисунку 2.4. Завдяки такій топології схеми стає

1 Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 34 КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ

можливим забезпечити вищу передачу енергії при значно менших габаритах трансформатора. Недоліки, пов'язані зі складнішою конструкцією обмоток та суворою вимогою до симетричного керування транзисторами, цілком можна компенсувати. За наявності відповідних фахових знань навіть складне намотування трансформатора виконується без проблем. Сучасні контролери керування забезпечують достатньо високу функціональність для виконання вимог щодо точного симетричного керування наведено на рисунку 2.4 [12].

Оскільки ця проектна робота присвячена саме електронній концепції блоку живлення, механічні конструкторські та виробничі процеси детально не розглядалися. Проте корпус, а також ізоляційні та повітрянапрямні плівки були виготовлені самостійно.

2.2 Аналіз технічних вимог до проекту та попередні розрахунки параметрів

Щодо механічних вимог, то габарити пристрою не повинні перевищувати 200 мм у довжину, 160 мм у ширину та 95 мм у висоту. Напрямок виведення

1 Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 35 КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ
вихідних клем, а також розташування вентилятора для охолодження силових електроніки є чітко заданими. Ці механічні параметри строго фіксовані, оскільки блок живлення має бути встановлений як окремий модуль у вже існуючий корпус. Електричні вимоги передбачають, що вихід блоку живлення повинен бути стійким до короткого замикання. Вихідна напруга постійного струму має становити 55 В з допустимим відхиленням $\pm 2\%$. Максимальний вихідний струм розрахований на 20 А, тоді як мінімальний становить 0,7 А (що відповідає мінімальному вхідному струму інвертора). Максимальна вихідна потужність пристрою має досягати 1,1 кВт. Коефіцієнт корисної дії не повинен опускатися нижче 0,9. Пристрій розрахований на вхідну напругу змінного струму 230 В з допустимими коливаннями від +10% до -20% при частоті мережі 50–60 Гц. Крім того, блок живлення повинен мати тепловий захист від перевантажень, розрахований на максимальну температуру навколишнього середовища 45°C. На основі визначених умов виконуються попередні розрахунки вхідної напруги.

Мінімальна ефективна напруга визначається як $U_{BX\min} = U_{BX} - 20\% = 230\text{В} - 46\text{В} = 184\text{В}$ (2.1)

де $U_{BX\min}$ – мінімальна ефективна вхідна напруга; U_{BX} – номінальна ефективна вхідна напруга мережі.

Максимальна ефективна напруга розраховується за формулою $U_{BX\max} = U_{BX} + 10\% = 230\text{В} + 23\text{В} = 253\text{В}$ (2.2)

де $U_{BX\max}$ – максимальна ефективна вхідна напруга.

Звідси мінімальне амплітудне значення становить $U_{BX\text{ампл}\min} = U_{BX\min} \cdot \sqrt{2} = 184\text{В} \cdot \sqrt{2} = 260\text{В}$ (2.3)

де $U_{BX\text{ампл}\min}$ – мінімальне амплітудне значення вхідної напруги.

А максимальне амплітудне значення дорівнює $U_{BX\text{ампл}\max} = U_{BX\max} \cdot \sqrt{2} = 253\text{В} \cdot \sqrt{2} = 358\text{В}$ (2.4)

1 Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 36 КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ

де $U_{BX\text{ампл}\max}$ – максимальне амплітудне значення вхідної напруги.

Розрахунок вхідної потужності з урахуванням коефіцієнта корисної дії здійснюється наступним чином: $P_{BX} = P_{\text{вих}} \cdot \eta = 1,1\text{кВт} \cdot 0,9 = 1,23\text{кВт}$ (2.5)

де P_{BX} – загальна вхідна споживана потужність; $P_{\text{вих}}$ – задана корисна вихідна потужність; η – загальний коефіцієнт корисної дії перетворювача.

На основі отриманої потужності визначається мінімальний вхідний струм $I_{BX\min} = P_{BX} / U_{BX\max} = 1,23\text{кВт} / 253\text{В} = 4,86\text{А}$ (2.6)

де $I_{BX\min}$ – мінімальний струм на вході.

А також максимальний вхідний струм $I_{BX\max} = P_{BX} / U_{BX\min} = 1,23\text{кВт} / 184\text{В} = 6,69\text{А}$ (2.7)

де $I_{BX\max}$ – максимальний струм на вході.

Напруга проміжного кола аналізується у двох граничних точках, де мінімальна напруга проміжного кола обчислюється як

$U_{ПК\min} = \sqrt{U_{BX\text{ампл}\min}^2 - P_{BX} \cdot C_{ПК} \cdot f_{\text{мер}}} = \sqrt{(260\text{В})^2 - 1222\text{Вт} \cdot 1120\text{мкФ} \cdot 50\text{Гц}} = 213\text{В}$ (2.8)

де $U_{ПК\min}$ – мінімальна напруга проміжного кола; $C_{ПК}$ – загальна ємність конденсаторів проміжного кола; $f_{\text{мер}}$ – частота живильної мережі.

А максимальна напруга проміжного кола дорівнює

$U_{ПК\max} = \sqrt{U_{BX\max}^2 - P_{BX} \cdot C_{ПК} \cdot f_{\text{МЕРЕЖ}}} = \sqrt{(358\text{В})^2 - 1222\text{Вт} \cdot 1120\text{мкФ} \cdot 50\text{Гц}} = 325\text{В}$ (2.9)

де $U_{ПК\max}$ – максимальна напруга проміжного кола.

1 Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 37 КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ

Враховуючи, що значення $I_{BX\max} = 6,69$ є ефективним значенням, для захисту пристрою необхідно використовувати запобіжник зі стандартним номіналом 10 А. Проте остаточний вибір номіналу запобіжника слід додатково перевірити під час першого введення в експлуатацію, зважаючи на реальні значення пускових струмів. Визначення параметрів струмокомпенсованого дроселя придушення завад базувалося на значенні вхідного струму [2, 5]. Згідно з рекомендаціями спеціаліста з електромагнітної сумісності компанії Indramat, було обрано компоненти з характеристиками 8 А (ефективне значення) та індуктивністю 5 мГн.

Для вхідного випрямляча граничні умови задаються як $U_{\text{вх}} = U_{\text{підклвипр}} = 253\text{В}$ (2.10)

де $U_{\text{підклвипр}}$ – напруга підключення випрямляча.

Для забезпечення надійності мінімальна допустима напруга підключення випрямляча була встановлена на рівні вищого стандартного значення — 280 В.

Максимальний вихідний струм випрямляча визначається як $I_{\text{вихвипмакс}} = P_{\text{вх}} / U_{\text{пкм}} = 1230 \text{ Вт} / 213 \text{ В} = 5,77 \text{ А}$ (2.11)

де $I_{\text{вихвипмакс}}$ – максимальний вихідний струм випрямляча

Таким чином, випрямляч повинен бути здатним забезпечувати такий струм при робочій температурі 45°C. Обраний для проекту випрямляч моделі KBU12G, згідно з технічною документацією, може працювати з вихідною ємністю до 2500 мкФ і витримувати струм до 7,4 А при температурі 50°C. Також документація вказує на необхідність використання резистора опором 1,6 Ом для обмеження ударного струму при напрузі підключення 280 В. Оскільки випрямляч працює на ємнісне навантаження, для подальших розрахунків втрат потужності було прийнято коефіцієнт форми (Formfaktor) F, що дорівнює 3.

З технічної документації (даташиту) випрямляча серії KBU12A..M було взято наступні вихідні параметри: пряма напруга $U_{\text{пр}} = 0,850 \text{ В}$ при середньому

1 Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 38 КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ

струмі, напруга $U_{\text{пр1}} = 0,825 \text{ В}$ при струмі 2А, а також напруга $U_{\text{пр2}} = 0,869 \text{ В}$ при струмі 5А [19]. Розрахунок динамічного опору виконується за формулою $g_{\text{пр}} = U_{\text{пр2}} - U_{\text{пр1}} / I_{\text{пр2}} - I_{\text{пр1}} = (0,869 - 0,825) \text{ В} / (5 - 2) \text{ А} = 14,67 \text{ мОм}$ (2.12)

де $g_{\text{пр}}$ – динамічний опір діода; $U_{\text{пр2}} - U_{\text{пр1}}$ – прямі напруги діода при відповідних струмах з довідника; $I_{\text{пр2}} - I_{\text{пр1}}$ – значення струмів діода з довідника.

Визначення середнього струму через один діод дає значення $I_{\text{діода}} = I_{\text{вихвипмакс}} / 2 = 5,77 \text{ А} / 2 = 2,885 \text{ А}$ (2.13)

де $I_{\text{діода}}$ – середній струм через один діод.

Розрахунок втрат потужності на одному діоді здійснюється за виразом $P_{\text{вдіода}} = U_{\text{пр}} * I_{\text{діода}} + g_{\text{пр}} * (I_{\text{діода}} * F)^2 = 0,85 \text{ В} * 2,885 \text{ А} + 14,67 \text{ мОм} * (2,885 \text{ А} * 3)^2 = 3,55 \text{ Вт}$, (2.14)

де $P_{\text{вдіода}}$ – втрати потужності на одному діоді; $U_{\text{пр}}$ – пряме падіння напруги на діоді; F – коефіцієнт форми струму для ємнісного навантаження.

Відповідно, визначення загальних втрат потужності випрямляча становить $P_{\text{ввипр}} = 4 * P_{\text{вдіода}} = 4 * 3,55 \text{ Вт} = 14,2 \text{ Вт}$ (2.15)

де $P_{\text{ввипр}}$ – загальні втрати потужності випрямного моста

Для правильного підбору радіатора використано технічні характеристики випрямляча серії KBU12A..M, згідно з якими максимальна температура р-п переходу $T_{\text{Пмакс}} = 150^\circ \text{C}$

і тепловий опір перехід-корпус

$R_{\text{thп_к}} = 3,3 \text{ К Вт}^{-1}$

За умови максимальної температури середовища

1 Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 39 КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ

$T_{\text{сермакс}} = 45^\circ \text{C}$ та зважаючи, що вказане в технічній документації (даташиті)

значення $R_{\text{thп_к}}$ стосується окремого р-п переходу або одного окремого діода

випрямляча, визначаються температурні перепади: $\Delta T_{\text{діода}} = R_{\text{thпк}} * P_{\text{вддіода}} = 3,3 \text{ КВт}^{-1} * 3,55 \text{ Вт} = 11,72 \text{ К}$ (2.16)

де $\Delta T_{\text{діода}}$ – температурний перепад на діоді; $R_{\text{thпк}}$ – тепловий опір між р-п переходом та корпусом

Максимальна температура корпусу становить $T_{\text{корпмакс}} = T_{\text{пмакс}} - \Delta T_{\text{діода}} = (150 - 11,72)^\circ \text{C} = 138,28^\circ \text{C}$ (2.17)

де $T_{\text{корпмакс}}$ – максимальна розрахункова температура корпусу, °C; $T_{\text{пмакс}}$ – максимально допустима температура р-п переходу

Максимальний температурний перепад радіатора обчислюється як $\Delta T_{\text{радмакс}} = T_{\text{корпмакс}} - T_{\text{сермакс}} = (138,28 - 45)^\circ \text{C} = 93,28^\circ \text{C}$ (2.18)

де $\Delta T_{\text{радмакс}}$ – максимальний температурний перепад радіатора, °C; $T_{\text{сермакс}}$ – максимальна температура навколишнього середовища

Необхідний тепловий опір радіатора дорівнює $R_{\text{thрад}} = \Delta T_{\text{радмакс}} / P_{\text{ввипр}} = 93,28 \text{ К} / 14,2 \text{ Вт} = 6,57 \text{ КВт}^{-1}$ (2.19)

де $R_{\text{thрад}}$ – необхідний тепловий опір радіатора.

Тепловий опір обраного радіатора без примусового охолодження

становить 5,8 К/Вт [1]. Це забезпечує достатній запас для надійної експлуатації

випрямляча, тому тепловим опором між корпусом та радіатором можна

знехтувати. Як вхідний випрямляч обрано мостову схему KBU12J. Згідно з

технічними даними, модель типу «G» була б цілком придатною, проте варіант

«J» надає додаткову впевненість завдяки захисту від пікових стрибків напруги.

Жодних змін у параметрах конденсаторів проміжного кола чи резистора

обмеження струму вносити не довелося, оскільки всі робочі показники, зокрема

1 Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 40 КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ

напруга живлення, залишилися попередніми, і необхідність у нових розрахунках відсутня.

Максимальна напруга на конденсаторі становить $U_{\text{кондмакс}} = U_{\text{вх}} / m_{\text{плмакс}} = 358 \text{ В}$ (2.20)

З цього випливає, що для забезпечення надійної роботи пристрою

необхідно використовувати стандартний тип конденсаторів із номінальною

напругою 400 В. Вибір ємності конденсатора проміжного кола був обумовлений

наявним вільним простором на друкованій платі та максимально допустимим

інтегралом граничного навантаження вхідного випрямляча. На платі

передбачено місце для встановлення двох компонентів ємністю по 560 мкФ

кожен. Оскільки для обраного випрямляча при напрузі підключення 280 В

(ефективне значення) максимально допустима ємність навантаження становить 2500 мкФ, прийнято рішення використати два конденсатори по 560 мкФ на 400 В, з'єднавши їх паралельно: $S_{пк} = 2 * 560 \text{ мкФ} = 1120 \text{ мкФ}$ (2.21)

Для обмеження кидка пускового струму, згідно з технічними даними випрямляча, при напрузі підключення 280 В (ефективне значення) потрібен мінімальний захисний опір 1,6 Ом. При максимальній вхідній напрузі 253 В це призводить до виникнення імпульсу струму амплітудою приблизно 224 А. Щоб зменшити навантаження на випрямний міст та вхідний запобіжник, застосовано послідовне з'єднання двох терморезисторів (NTC) для обмеження ударного струму. Обрано термістори типу S364 з опором у холодному стані 4 Ом. При розрахунках прийнято опір живильної мережі рівним 0,6 Ом, а власний опір вхідного кола блоку живлення — 0,42 Ом. З документації на терморезистор були взяті наступні параметри: $R_{NTC25} = 4 \text{ Ом} - 20\%$, $k = 1,2$, $n = -1,34$, а також максимальний піковий струм випрямляча $I_{удармакс} = 300 \text{ Аампл}$ та граничний інтеграл $\int i_{2dt} = 375 \text{ Ас}$. Ударний струм при холодних терморезисторах становить

¹ Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 41 КРБ.  - 06.00.00.000ПЗ

$IFSM_{25} = I_{вхамплмакс}(R_{мер} + R_{коло} + 2 * R_{NTC25}) == 358 \text{ В}(0,6 + 0,42 + 2 * 3,2) \text{ Ом} = 48,25 \text{ Аампл}$ (2.22)

де $IFSM_{25}$ – ударний пусковий струм при холодних терморезисторах, ; $R_{мер}$ – загальний опір живильної мережі; $R_{коло}$ – власний опір вхідного кола; R_{NTC25} – опір термістора у холодному стані.

В гарячому стані опір становить $R_{NTC_{гаряч}} = k * I_{вхмакс}^n = 1,2 * 6,69 \text{ А}^{-1,34} = 0,094 \text{ Ом}$ (2.23)

де $R_{NTC_{гаряч}}$ – опір термістора в гарячому робочому стані;

k , n – емпіричні константи терморезистора з довідника.

Ударний струм при гарячих терморезисторах дорівнює $IFSM_{гаряч} = I_{вхамплмакс} R_{мер} + R_{коло} + 2 * R_{NTC_{гаряч}} == 358 \text{ В}(0,6 + 0,42 + 2 * 0,094) \text{ Ом} = 296,36 \text{ Аампл}$ (2.24)

де $IFSM_{гаряч}$ – ударний пусковий струм при гарячих терморезисторах

Перевірка інтеграла навантаження виконується за формулою

$\int i_{2} dt = 12 * (I_{вхамплмакс} * 2 * S_{пк} R_{мер} + R_{коло} + 2 * R_{NTC_{гаряч}} = 12 * 380 \text{ В} * 1120 \text{ мкФ}(0,6 + 0,42 + 2 * 0,094) \text{ Ом} = 59,42 \text{ Ас}$ (2.25)

де $\int i_{2} dt$ – інтеграл навантаження;

i – миттєве значення струму.

Оскільки всі отримані параметри знаходяться в межах специфікацій, зазначених у документації на випрямляч, обрана схема захисту є придатною для використання. Хоча ємність конденсаторів проміжного кола перевищує максимально допустиме значення в 1000 мкФ, вказане в характеристиках одного терморезистора (NTC), це вдалося компенсувати завдяки їх послідовному з'єднанню. У такій схемі енергія імпульсу розподіляється між двома

¹ Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 42 КРБ.  - 06.00.00.000ПЗ

компонентами, що дозволяє безпечно працювати з більшою ємністю проміжного кола.

2.2 Аналіз технічних вимог до проекту та попередні розрахунки параметрів

Щодо механічних вимог, то габарити пристрою не повинні перевищувати 200 мм у довжину, 160 мм у ширину та 95 мм у висоту. Напрямок виведення вихідних клем, а також розташування вентилятора для охолодження силової електроніки є чітко заданими. Ці механічні параметри строго фіксовані, оскільки блок живлення має бути встановлений як окремий модуль у вже існуючий корпус. Електричні вимоги передбачають, що вихід блоку живлення повинен бути стійким до короткого замикання. Вихідна напруга постійного струму має становити 55 В з допустимим відхиленням $\pm 2\%$. Максимальний вихідний струм розрахований на 20 А, тоді як мінімальний становить 0,7 А (що відповідає мінімальному вхідному струму інвертора). Максимальна вихідна потужність пристрою має досягати 1,1 кВт. Коефіцієнт корисної дії не повинен опускатися нижче 0,9. Пристрій розрахований на вхідну напругу змінного струму 230 В з допустимими коливаннями від +10% до -20% при частоті мережі 50–60 Гц. Крім того, блок живлення повинен мати тепловий захист від перевантажень, розрахований на максимальну температуру навколишнього середовища 45°C. На основі визначених умов виконуються попередні розрахунки вхідної напруги.

Мінімальна ефективна напруга визначається як $U_{BX\min} = U_{BX} - 20\% = 230 \text{ В} - 46 \text{ В} = 184 \text{ В}$ (2.26)

Максимальна ефективна напруга розраховується за формулою $U_{BX\max} = U_{BX} + 10\% = 230 \text{ В} + 23 \text{ В} = 253 \text{ В}$ (2.27)

Звідси мінімальне амплітудне значення становить, $U_{BX\text{ампл}\min} = U_{BX\min} * \sqrt{2} = 184 \text{ В} * \sqrt{2} = 260 \text{ В}$ (2.28)

Зм. Арк. No докум. Підп. Дата

Арк.

43

КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ

А максимальне амплітудне значення дорівнює $UBX_{амплмакс} = UBX_{макс} * \sqrt{2} = 253В * \sqrt{2} = 358В$ (2.29)

Розрахунок вхідної потужності з урахуванням коефіцієнта корисної дії

здійснюється наступним чином:

$P_{BX} = P_{вихп} = 1,1кВт0,9 = 1,23кВт$ (2.30)

На основі отриманої потужності визначається мінімальний вхідний струм

$I_{BXmin} = P_{BX} / UBX_{макс} = 1,23кВт / 253В = 4,86А$ (2.31)

А також максимальний вхідний струм

$I_{BXмакс} = P_{BX} / UBX_{min} = 1,23кВт / 184В = 6,69А$ (2.32)

Напруга проміжного кола аналізується у двох граничних точках, де

мінімальна напруга проміжного кола обчислюється як

$U_{ПКmin} = \sqrt{UBX_{амплmin}^2 - P_{ВХСПК} * f_{мер}} = \sqrt{(260В)^2 - 1222Вт1120мкФ * 50Гц} = 213В$ (2.33)

А максимальна напруга проміжного кола дорівнює

$U_{ПКmax} = \sqrt{UBX_{max}^2 - P_{ВХСПК} * f_{МЕРЕЖ}} = \sqrt{(358В)^2 - 1222Вт1120мкФ * 50Гц} = 325В$ (2.34)

Враховуючи, що значення $I_{BXмакс} = 6,69$ є ефективним значенням, для захисту пристрою необхідно використовувати запобіжник зі стандартним номіналом 10 А. Проте остаточний вибір номіналу запобіжника слід додатково перевірити під час першого введення в експлуатацію, зважаючи на реальні значення пускових струмів. Визначення параметрів струмокомпенсованого

Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 44 КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ

дроселя придушення завад базувалося на значенні вхідного струму. Згідно з рекомендаціями спеціаліста з електромагнітної сумісності компанії Indramat, було обрано компоненти з характеристиками 8 А (ефективне значення) та індуктивністю 5 мГн.

Для вхідного випрямляча граничні умови задаються як $U_{вхмакс} = U_{підклвипр} = 253В_{ef}$ (2.35)

Для забезпечення надійності мінімальна допустима напруга підключення випрямляча була встановлена на рівні вищого стандартного значення — 280 В.

Максимальний вихідний струм випрямляча визначається як $I_{вихвипмакс} = P_{вх} / U_{пкмmin} = 1230Вт / 213В = 5,77А_{сер}$ (2.36)

Таким чином, випрямляч повинен бути здатним забезпечувати такий струм при робочій температурі 45°C. Обраний для проекту випрямляч моделі KBU12G, згідно з технічною документацією, може працювати з вихідною ємністю до 2500 мкФ і витримувати струм до 7,4 А при температурі 50°C. Також документація вказує на необхідність використання резистора опором 1,6 Ом для обмеження ударного струму при напрузі підключення 280 В. Оскільки випрямляч працює на ємнісне навантаження, для подальших розрахунків втрат потужності було прийнято коефіцієнт форми (Formfaktor) F, що дорівнює 3.

З технічної документації (даташиту) випрямляча серії KBU12A..M було

взято наступні вихідні параметри: пряма напруга $U_{пр} = 0,850В$ при середньому струмі, напруга $U_{пр1} = 0,825В$ при струмі 2А, а також напруга $U_{пр2} = 0,869В$ при

струмі 5А. Розрахунок динамічного опору виконується за формулою $r_{пр} = U_{пр2} - U_{пр1} / I_{пр2} - I_{пр1} = (0,869 - 0,825)В / (5 - 2)А = 14,67мОм$ (2.37)

Визначення середнього струму через один діод дає значення

$I_{діода} = I_{вихвипмакс} / 2 = 5,77А / 2 = 2,885А_{сер}$ (2.38)

Розрахунок втрат потужності на одному діоді здійснюється за виразом

Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 45 КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ $P_{вдіода} = U_{пр} * I_{діода} + r_{пр} * (I_{діода} * F)^2 = 0,85В * 2,885А_{сер} + 14,67мОм * (2,885А_{сер} * 3)^2 = 3,55Вт$ (2.39)

Відповідно, визначення загальних втрат потужності випрямляча становить $P_{ввипр} = 4 * P_{вдіода} = 4 * 3,55Вт = 14,2Вт$ (2.40)

Для правильного підбору радіатора використано технічні характеристики випрямляча серії KBU12A..M, згідно з якими максимальна температура р-п

переходу $T_{Пмакс} = 150°C$ і тепловий опір перехід-корпус $R_{thп_к} = 3,3 К Вт/$

За умови максимальної температури середовища $T_{сермакс} = 45°C$ та зважаючи, що

вказане в технічній документації (даташиті) значення $R_{thп_к}$ стосується окремого

р-п переходу або одного окремого діода випрямляча, визначаються температурні

перепади: $\Delta T_{діода} = R_{thпк} * P_{вддіода} = 3,3 КВт * 3,55 Вт = 11,72 К$ (2.41)

Максимальна температура корпусу становить $T_{корпмакс} = T_{Пмакс} - \Delta T_{діода} = (150 - 11,72)°C = 138,28 °C$ (2.42)

Максимальний температурний перепад радіатора обчислюється як $\Delta T_{радмакс} = T_{корпмакс} - T_{сермакс} = (138,28 - 45)°C = 93,28 °C$ (2.43)

Необхідний тепловий опір радіатора дорівнює $R_{thрад} = \Delta T_{радмакс} / P_{ввипр} = 93,28 К / 14,2 Вт = 6,57 КВт$ (2.44)

Тепловий опір обраного радіатора без примусового охолодження становить 5,8

К/Вт. Це забезпечує достатній запас для надійної експлуатації випрямляча, тому

тепловим опором між корпусом та радіатором можна знехтувати. Як вхідний

випрямляч обрано мостову схему KBU12J. Згідно з технічними даними, модель

типу «G» була б цілком придатною, проте варіант «J» надає додаткову

впевненість завдяки захисту від пікових стрибків напруги. Жодних змін у

параметрах конденсаторів проміжного кола чи резистора обмеження струму вносити не довелось, оскільки всі робочі показники, зокрема напруга живлення, залишилися попередніми, і необхідність у нових розрахунках відсутня.

¹ 3м. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 46 КРБ. СІ-06.00.00.000ПЗ

Максимальна напруга на конденсаторі становить $U_{\text{контдмакс}} = U_{\text{вхамплмакс}} = 358\text{В}$ (2.45)

З цього випливає, що для забезпечення надійної роботи пристрою необхідно використовувати стандартний тип конденсаторів із номінальною напругою 400 В. Вибір ємності конденсатора проміжного кола був обумовлений наявним вільним простором на друкованій платі та максимально допустимим інтегралом граничного навантаження вхідного випрямляча. На платі передбачено місце для встановлення двох компонентів ємністю по 560 мкФ кожен. Оскільки для обраного випрямляча при напрузі підключення 280 В (ефективне значення) максимально допустима ємність навантаження становить 2500 мкФ, прийнято рішення використати два конденсатори по 560 мкФ на 400 В, з'єднавши їх паралельно: $S_{\text{пк}} = 2 * 560\text{мкФ} = 1120\text{мкФ}$ (2.46)
Для обмеження кидка пускового струму, згідно з технічними даними випрямляча, при напрузі підключення 280 В (ефективне значення) потрібен мінімальний захисний опір 1,6 Ом. При максимальній вхідній напрузі 253 В це призводить до виникнення імпульсу струму амплітудою приблизно 224 А. Щоб зменшити навантаження на випрямний міст та вхідний запобіжник, застосовано послідовне з'єднання двох терморезисторів (NTC) для обмеження ударного струму. Обрано термістори типу S364 з опором у холодному стані 4 Ом. При розрахунках прийнято опір живильної мережі рівним 0,6 Ом, а власний опір вхідного кола блоку живлення — 0,42 Ом. З документації на терморезистор були взяті наступні параметри: $R_{\text{NTC25}} = 4\text{ Ом} - 20\%$, $k = 1,2$, $n = -1,34$, а також максимальний піковий струм випрямляча $I_{\text{удармакс}} = 300\text{Аампл}$ та граничний інтеграл $\int i_2 dt = 375\text{Ас}$. Ударний струм при холодних терморезисторах становить

¹ 3м. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 47 КРБ. СІ-06.00.00.000ПЗ

$IFSM_{25} = U_{\text{вхамплмакс}}(R_{\text{мер}} + R_{\text{коло}} + 2 * R_{\text{NTC25}}) = 358\text{В}(0,6 + 0,42 + 2 * 3,2)\text{Ом} = 48,25\text{Аампл}$ (2.47)

В гарячому стані опір становить $R_{\text{NTCгаряч}} = k * I_{\text{вхмакс}}^n = 1,2 * 6,69\text{А}^{-1,34} = 0,094\text{ Ом}$ (2.48)

Ударний струм при гарячих терморезисторах дорівнює $IFSM_{\text{гаряч}} = U_{\text{вхамплмакс}}R_{\text{мер}} + R_{\text{коло}} + 2 * R_{\text{NTCгаряч}} = 358\text{В}(0,6 + 0,42 + 2 * 0,094)\text{Ом} = 296,36\text{Аампл}$ (2.49)

Перевірка інтеграла навантаження виконується за формулою $\int i_2 dt = 12 * (U_{\text{вхамплмакс}}^2 * S_{\text{пк}}R_{\text{мер}} + R_{\text{коло}} + 2 * R_{\text{NTCгаряч}}) = 12 * 380\text{В}^2 * 1120\text{мкФ}(0,6 + 0,42 + 2 * 0,094)\text{Ом} = 59,42\text{Ас}$ (2.50)

Оскільки всі отримані параметри знаходяться в межах специфікацій, зазначених у документації на випрямляч, обрана схема захисту є придатною для використання. Хоча ємність конденсаторів проміжного кола перевищує максимально допустиме значення в 1000 мкФ, вказане в характеристиках одного терморезистора (NTC), це вдалося компенсувати завдяки їх послідовному з'єднанню. У такій схемі енергія імпульсу розподіляється між двома компонентами, що дозволяє безпечно працювати з більшою ємністю проміжного кола.

¹ 3м. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 48 КРБ. СІ-06.00.00.000ПЗ

2.4 Розрахунок двотактного трансформатора та накопичувального дроселя

Для передачі необхідної розрахункової потужності, яка становить близько 1,23 кВт, на етапі проєктування розглядалися три типорозміри феритових осердь із різними характеристичними частотами. Згідно з довідковими даними, осердя типу ETD 44/N67 при частоті 100 кГц здатне передати 1,167 кВт, а при 300 кГц — 1,89 кВт [16]. Це означає, що необхідна потужність могла бути передана лише на максимальній частоті, що неминуче призвело б до занадто високих втрат у сталі та надмірних втрат на перемикання. Альтернативне осердя ETD 49/N27 при 25 кГц передає 0,576 кВт, а при 100 кГц — 1,25 кВт, що також вимагає роботи на граничній частоті з аналогічними негативними наслідками для теплового режиму. Тому для реалізації проєкту було обрано осердя типу ETD 49/N67. Воно здатне передавати 1,8 кВт при 100 кГц та 2,92 кВт при 300 кГц, що забезпечує достатні експлуатаційні резерви для надійного функціонування перетворювача. Розрахунок теплових втрат трансформатора базується на технічній документації обраного осердя ETD 49/N67, матеріалом якого є ферит N67 із густиною 4800 кг/м³ та масою 124 г [11, 16]. Тепловий опір цього осердя становить 8 К/Вт. Враховуючи, що температура навколишнього середовища

задана на рівні 45°C, а максимально допустимий перепад температури осердя обмежений значенням 45 К при робочій частоті перемикання 80 кГц, загальні втрати трансформатора розраховуються за тепловим опором:

$$P_{вттр} = (\Delta T) R_{thETD49} = 45 \text{ К} \cdot 0,124 \text{ м}^3/\text{кг} = 5,63 \text{ Вт} \quad (2.51)$$

де $P_{вттр}$ – загальні теплові втрати трансформатора; (ΔT) – допустимий перепад температури осердя; $R_{thETD49}$ – тепловий опір феритового осердя.

Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 49 КРБ. СІ-06.00.00.000ПЗ

Загальні втрати складаються з втрат у міді та втрат у сталі. Для забезпечення оптимального режиму роботи ці частки приймаються рівними, тому втрати у сталі дорівнюють половині загальних втрат і становлять 2,82 Вт. Оскільки форма струму в схемі є прямокутною, а не синусоїдальною, для зменшення розрахункових питомих втрат у матеріалі та відповідного розмаху магнітної індукції вводиться поправковий коефіцієнт форми, що дорівнює 0,8. Питомі втрати в матеріалі розраховуються з урахуванням маси та густини фериту:

$$P_{втмат} = K_{форми} \cdot (P_{втFe} \cdot \rho) m_{Fe} = 0,8 \cdot (2,82 \text{ Вт} \cdot 4800 \text{ кг/м}^3) 0,124 \text{ м}^3 = 87,32 \text{ кВтм}^3 \quad (2.52)$$

де $P_{втFe}$ – питомі втрати у фериті, Вт/кг; $K_{форми}$ – поправковий коефіцієнт форми для втрат в осерді; $P_{втмат}$ – втрати у сталі; ρ – густина матеріалу фериту, кг/м³; m_{Fe} – маса осердя.

Аналіз графіків характеристик для матеріалу N67 показує, що при питомих втратах близько 87 кВт/м³, частоті 80 кГц та температурі 100°C максимальне значення зміни магнітної індукції становить менше 110 мТл. Для подальшого безпечного проектування приймається робоче значення 105 мТл.

Визначення кількості витків обмоток починається з первинної сторони, для якої мінімальна площа перерізу осердя становить 209 мм². Максимальний коефіцієнт заповнення імпульсів конструктивно обмежується значенням 0,92. Це обмеження пов'язане з необхідністю забезпечення затримки ввімкнення двотактних транзисторів для уникнення наскрізних струмів та проблем із симетрією перемагнічування. Максимальний час ввімкнення розраховується як:

$$t_{ввімк\max} = t_{перем} \cdot t_{в\max} = 180 \text{ нс} \cdot 0,92 = 11,5 \text{ мкс} \quad (2.53)$$

де $t_{ввімк\max}$ – максимальний час увімкненого стану силових транзисторів;

Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 50 КРБ. СІ-06.00.00.000ПЗ

$t_{перем}$ – робоча частота перемикання інвертора; $t_{в\max}$ – максимальний коефіцієнт заповнення імпульсів.

З використанням перетвореного основного рівняння трансформатора

$$N_{перв} = \frac{U_{пкм\min}}{t_{в\max} \cdot \Delta B \cdot A_{Fe\min}} = \frac{213 \text{ В}}{11,5 \text{ мкс} \cdot 0,92 \cdot 209 \text{ мм}^2} = 25,13 \text{ витків} \quad (2.54)$$

де $N_{перв}$ – розрахована кількість витків первинної обмотки; ΔB – розмах магнітної індукції; $A_{Fe\min}$ – мінімальна площа поперечного перерізу осердя.

Для практичної реалізації двотактної схеми це значення округлюється, в результаті чого первинна обмотка складається з 2 секцій по 26 витків. Для розрахунку вторинної обмотки необхідно врахувати падіння напруги на силових ключах та випрямних діодах. Падіння напруги на комутуючих транзисторах і струмовимірювальному резисторі приймається рівним 7 В, а пряме падіння напруги на вихідних діодах становить 1,8 В. Фактична напруга на первинній обмотці дорівнює:

$$U_{трперв} = U_{пкм\min} - U_{спад} = 213 \text{ В} - 7 \text{ В} = 206 \text{ В} \quad (2.55)$$

де $U_{трперв}$ – фактична напруга на первинній обмотці; $U_{спад}$ – загальне падіння напруги на силових ключах.

Вихідний дросель перетворювача працює як інтегратор, тому напруга перед ним розраховується через шпаруватість: $T \cdot U_{вих} \cdot t_{ввімк\max} = 12,5 \text{ мкс} \cdot 55 \text{ В} = 59,78 \text{ В} \quad (2.56)$

Вторинна напруга трансформатора з урахуванням втрат на діоді становитиме 61,58 В. Звідси максимальний коефіцієнт трансформації дорівнює 3,35, що вимагає 7,76 витків вторинної обмотки. Після округлення вторинна обмотка виконується у вигляді 2 секцій по 8 витків, що дає фактичний коефіцієнт трансформації 3,25.

Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 51 КРБ. СІ-06.00.00.000ПЗ

Максимальний первинний струм трансформатора формується зі струму навантаження, зведеного до первинної обмотки, та струму намагнічування осердя. Індуктивність первинної обмотки визначається на основі довідкового параметра індуктивності одного витка (2910 нГн) та становить 1,97 мГн.

Оскільки в двотактній схемі кожна частина первинної обмотки проводить струм лише половину максимального часу ввімкнення, приріст струму намагнічування розраховується з урахуванням коефіцієнта схеми, що дорівнює 2, і становить 0,62 А. Максимальний первинний струм досягає 6,77 А.

Для розміщення обмоток використовується вікно каркаса котушки площею 269,4 мм², яка розподіляється порівну між первинною та вторинною сторонами по 134,7 мм². При коефіцієнті заповнення вікна міддю 0,5

розрахунковий переріз одного витка первинної обмотки становить 1,295 мм². Щоб мінімізувати вплив скін-ефекту на високих частотах, використовується паралельне з'єднання кількох провідників. Для первинної обмотки застосовано 3 проводи діаметром 0,75 мм, що забезпечує фактичний переріз 1,32 мм². Аналогічно, необхідний переріз вторинної обмотки становить 4,21 мм², для чого паралельно з'єднуються 10 проводів діаметром 0,75 мм із загальним перерізом 4,41 мм². Середня довжина витка становить 7,33 см для первинної і 9,9 см для вторинної обмотки. Враховуючи товщину лакової ізоляції 0,025 мм, ефективний переріз одного проводу дорівнює 0,385 мм². Активний опір первинної обмотки складає 28,57 мОм, що призводить до втрат потужності 1,31 Вт. Опір вторинної обмотки дорівнює 3,547 мОм із тепловими втратами 1,72 Вт. Варто зазначити, що через виявлені під час тепловізійного тестування проблеми з перегрівом, пізніше обмотки були перероблені з використанням височастотного літцендрату, при цьому кількість витків та загальні перерізи залишилися незмінними відповідно до наведеного розрахунку наведено на рисунку 2.5.

Зм. Арк. No докум. Підп. Дата

Арк.

52

КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ

Рисунок 2.5 – Конструкція обмотки

Для усунення магнітної асиметрії обидві частини первинної та вторинної обмоток намотувалися одночасно і паралельно. Міжшарова ізоляція первинної обмотки виконана з каптонової стрічки товщиною 0,1 мм, яка має високу електричну міцність на пробій (10 кВ/мм). Надійна гальванічна розв'язка між первинним і вторинним колами забезпечена п'ятьма шарами поліефірної плівки товщиною 0,1 мм із міцністю на пробій 15 кВ/мм та термостійкістю до 170°C.

Для усунення шляхів витоку плівка мала надрізи на краях для щільного прилягання до стінок каркаса. Після завершення намотування та просочення акриловим лаком Plastik 70 трансформатор успішно витримав випробування ізоляції напругою 2800 В (ефективне значення) протягом однієї хвилини.

Невід'ємною частиною вихідного фільтра прямоходового перетворювача є накопичувальний дросель, який розраховується на основі параметрів вихідного імпульсу [3]. Максимальна напруга перед дроселем, з урахуванням падіння напруги на діодах 1,25 В, досягає 96,6 В. Оскільки дросель отримує енергію двічі за період, він працює на подвоєній частоті перемикання. Необхідна індуктивність для забезпечення безперервного струму при мінімальному навантаженні 0,7 А розраховується як: $L = T_{Kcx} * (1 - U_{вихUDRmax}) * U_{вихmax} * I_{вихmin} == 12,5мкс^2 * (1 - 56,8В/96,6В) * 56,8В * 0,7А = 104,48мкГн (2.57)$

де L – необхідна індуктивність дроселя вихідного фільтра;

Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 53 КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ

T – період перемикання інвертора; U_{вих} – вихідна напруга пристрою; U_{DRmax} – максимальна напруга перед дроселем; U_{вихmax} – максимальна вихідна напруга; I_{вихmin} – мінімальний вихідний струм перетворювача.

Для реалізації було застосовано накопичувальне осердя, характеристики якого визначалися експериментально. Вимірювання наростання струму показало, що осердя входить у насичення при магніторушійній силі 650 А, а його індуктивність на один виток становить 135 нГн. Розрахункова кількість витків дорівнює 27,82, що було округлено до 28 витків. При номінальному вихідному струмі 20 А фактична магніторушійна сила становить 560 А, що знаходиться нижче точки насичення і підтверджує придатність осердя для роботи з постійним струмом підмагнічування. Дросель намотаний шістьма паралельними провідниками із загальним перерізом 3,4 мм² та середньою довжиною витка 6 см. Активний опір обмотки становить 8,52 мОм, що обумовлює статичні теплові втрати в міді на рівні 3,41 Вт. Втрати в матеріалі магнітопровода, визначені емпіричним шляхом на основі масогабаритних показників, орієнтовно становлять 2 Вт. У сукупності ці компоненти формують високонадійний силовий канал для перетворення та фільтрації енергії.

2.5 Розрахунок загальних втрат потужності та оцінка коефіцієнта корисної дії

Для комплексного визначення загальних втрат перетворювача необхідно врахувати енергоспоживання допоміжних вузлів, зокрема системи генерації напруги керування. З цією метою було використано окремий трансформатор,

призначений для монтажу на друковану плату, з вихідною змінною напругою у вигляді двох обмоток по 9 В ефективного значення. Для збільшення вихідної напруги до 18 В обидві вторинні обмотки були з'єднані послідовно. Таке

1 Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 54 КРБ. СІ-06.00.00.000ПЗ

схемотехнічне рішення гарантує, що навіть у разі зниження напруги в живильній мережі наступний за трансформатором стабілізатор напруги отримуватиме достатньо високу вхідну напругу для нормальної роботи. Визначення необхідної потужності цього трансформатора базується на розрахунку потужності керування затворами силових транзисторів. З технічної документації на транзистор IXFX 26N90 відомо, що його вхідна ємність становить 7,5 нФ [19]. Розрахунок виконується для заданої частоти перемикання 80 кГц та величини напруги живлення керування 15 В, яка приймається за напругу на затворі без урахування внутрішнього падіння в мікросхемі. Оскільки перетворювач працює у двотактному режимі, вводиться коефіцієнт схеми, що дорівнює двом.

Розрахункова потужність керування затворами обчислюється за наступною залежністю: $P_{Gate} = 0,5 * C_{iss} * U_{Gate2} * f_{перем} * K_{сх} == 0,5 * 7,5 \text{ нФ} * 15 \text{ В}^2 * 80 \text{ кГц} * 2 = 0,135 \text{ Вт}$ (2.58)

де P_{Gate} – потужність на керування затворами транзисторів; C_{iss} – вхідна ємність польового транзистора; U_{Gate2} – напруга на затворі транзистора; $K_{сх}$ – коефіцієнт двотактної схеми.

Далі оцінюється споживана потужність самої керуючої електроніки.

Головним елементом тут є мікросхема UC3825, максимальне споживання струму якої становить 33 мА [12]. За умови напруги живлення 15 В споживана

потужність цього вузла розраховується як добуток струму на напругу: $P_{UC3825} = I_{CC\text{макс}} * U_{Vst} = 33 \text{ мА} * 15 \text{ В} = 0,495 \text{ Вт}$ (2.59)

де P_{UC3825} – потужність, яку споживає ШІМ-контролер; $I_{CC\text{макс}}$ – максимальне споживання струму мікросхемою; U_{Vst} – напруга живлення від лінійного стабілізатора.

Для повноти картини враховуються втрати потужності на стабілізаторі напруги типу 7815. Вихідна напруга трансформатора дорівнює 18 В ефективного

1 Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 55 КРБ. СІ-06.00.00.000ПЗ

значення при номінальній вхідній напрузі 230 В. Цей розрахунок є наближеним, оскільки для точного аналізу необхідно було б додатково врахувати середнє арифметичне значення вхідної напруги регулятора, падіння напруги на діодах випрямляча та на обмотці трансформатора. Формула для оцінки втрат має такий вигляд: $P_{V7815} \approx (\sqrt{2} * U_{вихтранс} - U_{Vst}) * I_{CC\text{макс}} + P_{Gate} U_{Vst} == (\sqrt{2} * 18 \text{ В} - 15 \text{ В}) * 33 \text{ мА} + 0,135 \text{ Вт} * 15 \text{ В} \approx 0,44 \text{ Вт}$ (2.60)

де P_{V7815} – втрати на лінійному стабілізаторі; $U_{вихтранс}$ – вихідна напруга допоміжного трансформатора керування.

Сумарна необхідна потужність трансформатора керування складається з потужності керування затворами, потужності мікросхеми та втрат на стабілізаторі: $P_{транс} = P_{Gate} + P_{UC3825} + P_{V7815} = 0,135 \text{ Вт} + 0,495 \text{ Вт} + 0,44 \text{ Вт} = 1,07 \text{ Вт}$ (2.61)

де $P_{транс}$ – сумарна потужність трансформатора керування.

Оскільки активна потужність для живлення кола керування становить близько 1 Вт, було застосовано трансформатор керування з номінальною повною потужністю 2,3 ВА, що забезпечує достатній запас. Наступним етапом є

розрахунок втрат на базове навантаження. Специфіка імпульсного блоку живлення вимагає забезпечення мінімальної ширини імпульсу керуючих сигналів затвора під час роботи на холостому ходу, для чого на виході передбачено фіксоване навантаження. Були використані два резистори номіналом по 330 Ом з допустимою потужністю по 5 Вт кожен, з'єднані послідовно. Втрати на цьому навантаженні при напрузі 55 В дорівнюють: $P_{втбаз} = U_{вих22}^2 * R = 55 \text{ В}^2 * 330 \text{ Ом} = 4,58 \text{ Вт}$ (2.62)

де $P_{втбаз}$ – втрати потужності на резисторах базового навантаження.

R – опір одного резистора базового навантаження.

1 Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 56 КРБ. СІ-06.00.00.000ПЗ

Значну частку в загальному енергоспоживанні становить охолоджуючий вентилятор. Через малий об'єм конструкції виникла необхідність у примусовій вентиляції. Габарити корпусу дозволили встановити вентилятор розміром 92 мм на 92 мм на 25 мм. Було обрано вентилятор змінного струму Papst типу 3956, який при напрузі 230 В та частоті 50 Гц споживає номінальну потужність 11 Вт. Маючи всі необхідні дані, можна перейти до розрахунку загальних втрат потужності системи шляхом сумування часткових втрат. Згідно з розрахунками, втрати у вхідному випрямлячі становлять 14,20 Вт. Силовий трансформатор генерує 2,82 Вт втрат у сталі магнітопровода, 1,31 Вт теплових втрат у міді первинної обмотки та 1,72 Вт у вторинній обмотці. Найбільшим джерелом тепловиділення є двотактні ключі, втрати на яких сягають 44,58 Вт. Втрати на діодах вихідного випрямляча дорівнюють 27,76 Вт. Накопичувальний дросель додає 3,41 Вт втрат у міді та орієнтовно 2,00 Вт у своєму сталевому осерді. Витрати на керуючу електроніку дорівнюють 1,07 Вт, базове навантаження

споживає 4,58 Вт, а живлення вентилятора вимагає 11,00 Вт потужності.
Підсумовуючи всі складові, отримуємо загальні втрати відображено на таблиці 2.1:

Таблиця 2.1 — Баланс втрат потужності

Частина схеми / Компонент Часткові втрати (Рвтчаст) Вхідний випрямляч Рвтвхвипр 14,20 Вт Трансформатор РвтFe 2,82 Вт Трансформатор РвтСиперв 1,31 Вт Трансформатор РвтСивтор 1,72 Вт Двотактні ключі Рзагключ 44,58 Вт Вихідний випрямляч Рвтвихвипр 27,76 Вт Дросель РвдрСи 3,41 Вт Дросель РвдрFe 2,00 Вт Керуюча електроніка Ртранс = Рвтелектр 1,07 Вт Базове навантаження Рвтбаз 4,58 Вт
Потужність вентилятора Рвент 11,00 Вт
Загальні втрати потужності Рзагвс 114,45 Вт

¹Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 57 КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ

Завершальним кроком є оцінка коефіцієнта корисної дії перетворювача [1, 11]. Цей показник визначається як відношення корисної вихідної потужності до повної споживаної потужності, яка складається з вихідної потужності та загальних втрат. При вихідній потужності 1100 Вт та загальних втратах 114,45 Вт коефіцієнт обчислюється так: $\eta = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вих}} + P_{\text{загвс}}} = \frac{1100 \text{ Вт}}{1100 \text{ Вт} + 114,45 \text{ Вт}} = 0,906$ (2.63) Рзагвс – сумарні втрати потужності всіх компонентів

Отриманий коефіцієнт корисної дії перевищує 90%, що задовольняє початкові вимоги до проекту, гарантує високу ефективність та підтверджує правильність вибору всіх силових компонентів та режимів роботи перетворювача.

Зм. Арк. No докум. Підп. Дата
Арк.

58
КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ

3 ТЕХНІЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ, МОНТАЖ ТА ВВЕДЕННЯ В
ЕКСПЛУАТАЦІЮ ПРИСТРОЮ

3.1 Принципова електрична схема та аналіз роботи елементів системи живлення

Аналіз роботи системи живлення базується на принциповій електричній схемі, відповідно до якої напруга мережі подається через клеми "N" та "L" клемної колодки X1.

Далі шлях струму проходить через плавкий запобіжник S11 та дросель DR1. Разом з конденсаторами C1 і C2, а також двома Y-конденсаторами C3 і C4, цей дросель утворює завадозахисний фільтр, який служить для придушення високочастотних зворотних впливів на мережу живлення [2, 5]. Через термістори R2 і R3 напруга мережі надходить до випрямляча GL1, випрямляється і подається на накопичувальні конденсатори C5 і C6. Термістори при цьому служать для обмеження пускового струму, оскільки конденсатори у поєднанні з безпосередньо підключеною випрямленою напругою мережі можуть викликати екстремальний кидок струму в момент увімкнення, який обмежується до прийнятного рівня лише завдяки цим компонентам. Отримана таким чином постійна напруга, яку також називають напругою проміжного кола, живить двотактний прямоходовий перетворювач. Цей вузол побудований на двох потужних перемикаючих MOSFET-транзисторах T1 і T2, струмовимірювальних резисторах від R31 до R37, феритовому трансформаторі TR2, зведеному діоді D5 та накопичувальному дроселі DR2 з підключеними після нього вихідними накопичувальними конденсаторами. Транзистори T1 і T2 керуються в протифазі і по черзі підключають первинні півобмотки феритового трансформатора до негативного потенціалу напруги проміжного кола (див. Рисунок 3.1).

¹Зм. Арк. No докум. Підп. Дата

Арк.
59
КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ

Рисунок 3.1 – Принципова електрична схема

¹Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 60 КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ

Далі шлях струму проходить через плавкий запобіжник S11 та дросель DR1. Разом з конденсаторами C1 і C2, а також двома Y-конденсаторами C3 і C4, цей дросель утворює завадозахисний фільтр, який служить для придушення високочастотних зворотних впливів на мережу живлення [2, 5]. Через термістори

R2 і R3 напруга мережі надходить до випрямляча GL1, випрямляється і подається на накопичувальні конденсатори C5 і C6. Термістори при цьому служать для обмеження пускового струму, оскільки конденсатори у поєднанні з безпосередньо підключеною випрямленою напругою мережі можуть викликати екстремальний кидок струму в момент увімкнення, який обмежується до прийнятного рівня лише завдяки цим компонентам. Отримана таким чином постійна напруга, яку також називають напругою проміжного кола, живить двотактний прямоходовий перетворювач. Цей вузол побудований на двох потужних перемикаючих MOSFET-транзисторах T1 і T2, струмовимірювальних резисторах від R31 до R37, феритовому трансформаторі TR2, здвоєному діоді D5 та накопичувальному дроселі DR2 з підключеними після нього вихідними накопичувальними конденсаторами. Транзистори T1 і T2 керуються в протифазі і по черзі підключають первинні півобмотки феритового трансформатора до негативного потенціалу напруги проміжного кола.

Середня точка первинної обмотки при цьому з'єднана з позитивним потенціалом напруги проміжного кола. Для обмеження перенапруг на силових транзисторах, викликаних паразитними індуктивностями та індуктивністю розсіювання трансформатора, служить демпфуюче коло, утворене елементами C23, D11, D12, R28 та резисторами від R38 до R42. Енергія перенапруг накопичується на конденсаторі C23 і через резистори повертається назад у коло живлення. Необхідне почергове вмикання силових ключів T1 і T2 забезпечується зсунутими по фазі вихідними сигналами мікросхеми IC1. Вторинна вихідна змінна напруга феритового трансформатора TR2 випрямляється за схемою з нульовою точкою з використанням здвоєного діода D5. Отримана таким чином напруга надходить через накопичувальний дросель DR2 на вихідні фільтруючі

¹ Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 61 КРБ.СІ- 06.00.00.000ПЗ

конденсатори. На клеммах "+" і "-" клемної колодки X1 стає доступною вихідна напруга, необхідна для живлення акумуляторів або інвертора системи безперебійного живлення.

Вихідна напруга імпульсного блоку живлення регулюється на первинній стороні за допомогою зміни шпаруватості сигналів керування для T1 і T2. Для генерації протифазних і широтно-імпульсно модульованих сигналів керування використовується інтегральна мікросхема IC1 типу UC3825 [12]. Шпаруватість її сигналів керування регулюється залежно від вхідної інформації, яка отримується через операційний підсилювач IC4, включений як П-регулятор, і подається через оптопару IC2. Частота генератора IC1, а отже, і частота перемикання всього блоку живлення, визначається зовнішніми компонентами R4 і C6 і за обраних номіналів становить близько 80 кГц. За допомогою конденсатора C6 одночасно встановлюється затримка ввімкнення (мертвий час) силових транзисторів. Ця затримка необхідна для запобігання одночасному відкриттю перемикаючих транзисторів T1 і T2 при максимальній ширині імпульсу сигналу керування. Виходячи з номіналів компонентів, затримка ввімкнення становить близько 800 нс. Через конденсатор C7 реалізується функція плавного пуску мікросхеми UC3825, тобто після увімкнення ширина імпульсу сигналів керування збільшується поступово.

Крім того, вивід керуючої мікросхеми у поєднанні з термовимикачем, який змонтований на радіаторі транзисторів, служить як температурний захист блоку живлення. При перегріві контакт термовимикача замикається і шунтує конденсатор C7. Наслідком цього є негайне відключення сигналів керування, завдяки чому силові транзистори надійно захищаються від перегріву. Завдяки гістерезису перемикання термовимикача, повторний запуск блоку можливий лише після зниження температури радіатора приблизно на 5°C. Ще однією критично важливою захисною функцією є вбудоване обмеження струму. За допомогою струмовимірювальних резисторів вимірюється струм через силові транзистори і через фільтр подається на відповідний вивід мікросхеми UC3825.

¹ Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 62 КРБ.СІ- 06.00.00.000ПЗ

Якщо напруга на струмовимірювальних резисторах зростає приблизно до 1,0 В, сигнал керування на даний момент відкритого силового транзистора негайно вимикається. Повторне ввімкнення стає можливим лише в наступному періоді перемикання. Завдяки такій конфігурації максимальний струм стоку перемикаючих транзисторів обмежується на рівні приблизно 6,5 А. Напруга живлення для схеми керування первинної сторони генерується за допомогою трансформатора керування TR1, мостового випрямляча та накопичувального конденсатора з підключеним після нього стабілізатором напруги. Отримана таким чином напруга живлення становить близько 15 В постійного струму і

живить керуючу мікросхему.

Для забезпечення найменших втрат у відкритому стані силових транзисторів потрібна висока напруга на затворі, а отже, і відповідно висока напруга живлення. Щоб уникнути роботи транзисторів в аналоговому режимі через занадто низьку напругу на затворах, у ШИМ-контролері інтегровано схему захисту від зниженої напруги [12, 13]. Вона відключає виходи керування, якщо напруга живлення падає нижче приблизно 8 В, і таким чином захищає силові ключі у фазах ввімкнення та вимкнення пристрою.

Вихідна напруга пристрою підтримується постійною на рівні $55 \text{ В} \pm 2\%$ за допомогою операційного підсилювача IC4, включеного як П-регулятор. Він безперервно порівнює вихідну напругу, поділену резистивним дільником, з опорною напругою 6,2 В, що задається прецизійним стабілітроном. Якщо вихідна напруга зростає, падіння напруги на дільнику також пропорційно збільшується. Інвертуючий вхід стає більш позитивним відносно опорної напруги, і вихід операційного підсилювача пропускає більший струм через світлодіод оптопари. Внаслідок цього струм фототранзистора збільшується, і вища напруга надходить на контрольний вивід мікросхеми UC3825. Керуюча мікросхема реагує на це зменшенням ширини імпульсу сигналів керування і тим самим автоматично зменшує потік енергії у вихідний дросель. Вихідна напруга знижується доти, поки знову не відновиться рівновага між диференціальними

¹Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 63 КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ

входами операційного підсилювача. При зниженні вихідної напруги нижче номінального рівня весь описаний механізм регулювання відбувається у зворотному порядку. Забезпечення самого П-регулятора напругою живлення здійснюється через систему резисторів, стабілітронів та накопичувальний конденсатор безпосередньо від вихідної напруги імпульсного блоку живлення. Оскільки під час запуску блоку живлення схема плавного пуску повільно збільшує потік енергії до виходу, залишається цілком достатньо часу для формування напруги живлення регулятора напруги. Починаючи з вихідної напруги близько 25 В, напруга на стабілітронах остаточно встановлюється, і операційний підсилювач може повноцінно виконувати функції регулювання вихідної напруги в стабільних робочих умовах.

3.2 Опис функціональних блоків ШИМ-контролера UC 3825

Опис функціональних вузлів інтегрального широтно-імпульсного модулятора доцільно розпочати з аналізу його внутрішньої архітектури, яка детально відображена на структурній схемі [12].

Основним елементом формування керуючого впливу в мікросхемі є підсилювач помилки, що становить перший базовий функціональний блок. За допомогою рівня вихідної напруги цього підсилювача, що присутній на відповідному виводі 3, встановлюється необхідна ширина імпульсу ШИМ-сигналу. У процесі запуску системи, під час фази плавного пуску (Soft-Start), рівень вихідної напруги підсилювача примусово обмежується і лише повільно, у суворій відповідності до встановленого часу плавного пуску, збільшується до свого максимального розрахункового значення (див. Рисунок 3.2).

Зм. Арк. No докум. Підп. Дата

Арк.

64

КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ

Рисунок 3.2 – Структурна схема UC3825

Завдяки такому складному механізму досягається поступове та безпечне зростання ширини імпульсу під час фази запуску блоку живлення. Оскільки обидва входи підсилювача помилки на виводах 1 і 2, а також безпосередньо його вихід на виводі 3 є вільно доступними для розробника, існує можливість за допомогою відповідної зовнішньої обв'язки відтворити всі базові схеми включення операційного підсилювача. Таким чином, повноцінний контур регулювання може бути побудований без застосування будь-яких додаткових зовнішніх активних компонентів, що суттєво спрощує загальну схемотехніку. Сформований підсилювачем сигнал передається далі на другий функціональний блок, яким є ШИМ-компаратор. На цьому компараторі постійна напруга, яка присутня на виводі 3, безперервно порівнюється з пилоподібною напругою, що подається на вивід 7 мікросхеми. Безпосереднім результатом

цього порівняння є визначення поточної ширини імпульсу ШІМ-сигналу.

Зм. Арк. No докум. Підп. Дата

Арк.

65

КРБ. -06.00.00.000ПЗ

Головною передумовою для коректного протікання цього процесу генерації є те, що пріоритетні пристрої захисту, такі як обмеження струму, не активовані і, відповідно, не обмежують ширину імпульсу більш пріоритетним шляхом. Для забезпечення точної часової синхронізації всіх внутрішніх та зовнішніх процесів використовується третій функціональний блок — вбудований генератор (осцилятор). На вхідних виводах 5 і 6 за допомогою підбору зовнішньої обв'язки розробник може чітко визначити частоту генератора, а отже, і остаточну частоту ШІМ керуючої мікросхеми. При цьому критично важливо враховувати ту обставину, що лише через конденсатор, підключений на виводі 6, визначається ширина імпульсу тактового сигналу (Clock-сигналу) і, таким чином, встановлюється тривалість затримки ввімкнення, що також відома як мертвий час. Ця апаратна затримка є абсолютно необхідною умовою для запобігання одночасному протіканню струму через обидва двотактні силові ключі, що призвело б до короткого замикання. Додатково, тактовий вихід на виводі 4 може ефективно використовуватися для синхронізації інших периферійних мікросхем із заданою частотою перемикання імпульсного перетворювача. Внутрішній логічний контроль стану мікросхеми здійснюється за допомогою четвертого блоку — логічного елемента АБО (АБО-зв'язка). Цей спеціалізований логічний елемент блокує підключений після нього тригер за умови виникнення однієї з двох вхідних ситуацій. Зокрема, це може бути команда на примусове обмеження ширини імпульсу через підсилювач помилки або ж сигнал апаратного обмеження струму в разі виникнення перевантаження. Далі керуючий сигнал обробляється п'ятим блоком, яким є тригер-засувка (Latch) для генерації ШІМ. Цей внутрішній RS-тригер передає сигнал безпосередньо від генератора на лічильний тригер лише в тому випадку, якщо на даний момент не задані зовнішні входи помилок або обмеження. Головне завдання цієї засувки полягає у подовженні короткого тактового імпульсу до необхідного розрахункового часу ввімкнення силових транзисторів [12]. Підключений після нього ще один логічний елемент АБО служить виключно для точної передачі

¹ Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 66 КРБ. -06.00.00.000ПЗ

тактових імпульсів, які визначають критичний час затримки ввімкнення. Наступною ланкою в ланцюгу формування сигналу є шостий блок — лічильний тригер (Т-тригер), призначений для генерації двотактного сигналу. Він служить для створення строго синхронних двотактних сигналів, які потім передає безпосередньо на вихідні драйвери. Цей лічильний тригер запускається через вихід логічного елемента АБО, підключеного одразу після ШІМ-засувки. Вихідні стани лічильного тригера передаються через підключені після нього елементи АБО-НЕ (NOR) на кінцеві вихідні виводи 11 і 14 мікросхеми, але відбувається це лише після зняття імпульсу запуску (тригерного імпульсу), який фактично і являє собою встановлений час затримки ввімкнення. Сьомий функціональний блок охоплює вихідні драйвери ШІМ-контролера, які виконують функцію забезпечення дуже коротких, але водночас великих струмів заряду затвора. Ці струми є критично необхідними для швидкого, надійного та ефективного керування потужними двотактними ключами перетворювача. Надзвичайно важливою складовою безпечної експлуатації є восьмий блок — система виявлення струмового перевантаження. Цей вузол служить для суворого обмеження струмів стоку двотактних ключів за допомогою двох різних інтегрованих порогів спрацьовування. Перший поріг спрацьовування відображає досягнення максимального заданого робочого струму і служить для пропорційного зменшення ширини імпульсу у разі виникнення перевантаження. Другий поріг спрацьовування — це виявлення безпосередньо критичного струмового перевантаження, тобто стану короткого замикання. Досягнення цього екстремального порогу призводить до миттєвого блокування вихідного каскаду та ініціації повторної активації пристрою плавного пуску в режимі короткого замикання. Шляхом точного підбору зовнішнього струмовимірювального резистора відповідно до цих заданих порогів спрацьовування розробник отримує можливість налаштувати безпечний рівень максимально допустимих струмів стоку силових транзисторів [13].

¹ Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 67 КРБ. -06.00.00.000ПЗ

Безперебійність та надійність роботи ШІМ-контролера також забезпечується дев'ятим функціональним блоком — схемою контролю напруги живлення. Контроль вхідної напруги живлення на виводі 15 здійснюється за допомогою двох жорстко заданих порогових значень: 9,2 В та 8,4 В. При перевищенні верхнього порогу 9,2 В мікросхема повністю активується, а при падінні напруги нижче нижнього порогу 8,4 В вона знову блокується, переходячи у безпечний режим очікування (Stand-By). Завдяки такому вбудованому гістерезису гарантовано забезпечується те, що двотактні силові ключі ніколи не працюватимуть в небезпечному аналоговому (лінійному) режимі через занадто низьку напругу на затворі. Крім того, мікросхема містить десятий блок — генератор опорної напруги, який створює високостабільну опорну напругу 5,1 В. Ця стабілізована напруга надається користувачеві через вивід 16 і додатково служить для створення внутрішньо необхідних порогів спрацьовування в інших вузлах мікросхеми. Важливо зазначити, що вона стає доступною на виході лише після отримання відповідного дозволу від схеми контролю напруги живлення. Для пом'якшення перехідних процесів під час увімкнення передбачено одинадцятий блок — пристрій плавного пуску (Soft-Start). Через цю схему зовнішній конденсатор, підключений до виводу 8, заряджається стабільним струмом величиною 9 мА. Тривалість усієї фази плавного пуску задається виключно ємністю цього зовнішнього конденсатора. Стан заряду конденсатора безперервно передається на підсилювач помилки для обмеження вихідної напруги і служить для повільного, повністю контрольованого розширення ШІМ-імпульсів у фазі запуску блоку живлення. Завдяки цьому функціоналу можна ефективно обмежити величину екстремальних струмів заряду розряджених вихідних ємностей. Дванадцятий функціональний блок відповідає за генерацію внутрішньої допоміжної напруги, де від основної опорної напруги відгалужуються додаткові допоміжні напруги, що служать виключно для живлення внутрішніх кіл контролера і є недоступними для користувача. Сама ж опорна напруга постійно

¹ Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 68 КРБ. СІ-06.00.00.000ПЗ

контролюється тринадцятим блоком на нижній поріг, який жорстко встановлено на рівні 4,0 В. Якщо напруга з будь-яких причин падає нижче цього порогу, мікросхема негайно деактивується і переходить у режим очікування. Таким чином надійно запобігається робота пристрою з невизначеними або плаваючими порогамі спрацьовування, що могло б призвести до аварійних ситуацій. Фінальною, чотирнадцятою ланкою внутрішньої архітектури є логічний блок розблокування мікросхеми, що являє собою елемент І-НЕ (NAND). За допомогою цього складного логічного елемента зв'язуються виходи схеми контролю напруги живлення та схеми контролю опорної напруги. Лише за умови наявності належного стану обох цих вхідних сигналів елемент І-НЕ остаточно активує мікросхему для нормальної генерації керуючих імпульсів силового блоку.

3.3 Розробка конструкції друкованої плати та забезпечення ізоляційних відстаней

Представлений імпульсний блок живлення працює з входом змінної напруги 230 В та виходом постійної напруги 55 В. Зі своїм мережевим підключенням він, з одного боку, належить до кола сильних струмів, а зі своїм виходом 55 В, з іншого боку, — до сфери електронного обладнання. Окрім завдання постачання струму споживачеві, він також повинен забезпечувати надійну гальванічну розв'язку від живильної мережі. Оскільки вихід імпульсного блоку живлення з'єднаний з деталями, до яких можливе безпосереднє доторкання, розв'язка від мережі повинна бути виконана як так звана безпечна розв'язка, що означає надійну ізоляцію. Таким чином, цей пристрій класифікується як електронне обладнання і вимагає суворого дотримання стандарту DIN VDE 0160 [7, 15]. Окрім силового трансформатора, друкована плата як базовий носій окремих електронних компонентів також є критичним елементом з точки зору гальванічної розв'язки.

¹ Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 69 КРБ. СІ-06.00.00.000ПЗ

Для досягнення цієї безпеки друковані провідники повинні мати певні чітко визначені мінімальні відстані як між собою, так і до корпусу. Ці відстані залежать від величини напруг між відповідними провідниками і від того, чи належать вони до двох окремих, чи лише до одного електричного кола. Електричні кола, між якими необхідна розв'язка від мережі, повинні бути

відокремлені одне від одного посиленою ізоляцією. Крім того, в процесі проектування слід розрізняти повітряний зазор та шлях витоку. Під повітряним зазором розуміється найкоротша відстань між двома провідниками, між якими як ізолятор служить лише повітря. Зниження характеристик ізоляції через забруднення в цьому випадку є неможливим. Натомість шлях витоку виникає тоді, коли між двома провідниками розміщений додатковий ізолятор, наприклад, сама друкована плата як носій. Тут ізоляційна відстань може бути зменшена через осідання струмопровідних частинок бруду, і відповідно, ця відстань має бути закладена більшою. При проектуванні даної друкованої плати не робилося різниці між повітряним зазором і шляхом витоку, хоча вимоги стандарту DIN VDE 0160 були значно перевиконані задля максимальної надійності [15]. Згідно з регламентом DIN VDE 0160, слід дотримуватися суворих мінімальних шляхів витоку залежно від розрахункової напруги. Для розрахункової напруги 100 В мінімальна відстань для базової ізоляції становить 0,16 мм, а для посиленої ізоляції — 0,32 мм. При розрахунковій напрузі 250 В ці вимоги зростають до 1,00 мм для базової та 2,00 мм для посиленої ізоляції. Для напруги у 400 В норматив вимагає відстаней у 2,00 мм для базової та 4,00 мм для посиленої ізоляції. На розробленій друкованій платі це було реалізовано з суттєвим інженерним запасом. Так, між колами входу мережі при розрахунковій напрузі 250 В замість необхідної відстані в 1 мм фактична виконана відстань становить не менше 2,54 мм. Між входом мережі та з'єднанням із землею при тій самій напрузі та вимозі в 1 мм реалізовано проміжок щонайменше 2,80 мм. Особливо захищеною є ділянка між входом мережі та виходом блоку живлення, де при розрахунковій напрузі 250 В вимагається відстань 4 мм, проте на платі

¹ Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 70 КРБ. CI-06.00.00.000ПЗ

закладено відстань від 8,00 мм. Щодо ділянок проміжного кола з розрахунковою напругою 400 В, то відстань між входом мережі та проміжним колом виконана на рівні не менше 2,50 мм замість мінімальних 2 мм. Відстань безпосередньо всередині проміжного кола становить понад 3,00 мм, а між проміжним колом та землею — щонайменше 3,50 мм, що також повністю перебиває нормативні 2 мм. Дистанція між проміжним колом та виходом блоку живлення становить від 8,00 мм при необхідних 4 мм. Для низьковольтної частини, тобто виходу блоку живлення з розрахунковою напругою 100 В, необхідна відстань у 0,16 мм була реалізована як мінімум 0,91 мм всередині вихідного кола, та щонайменше 1,27 мм між виходом і землею.

Щоб забезпечити безумовне дотримання необхідних відстаней між металевим корпусом і електричними колами на друкованій платі, що знаходяться під небезпечним потенціалом мережі, між друкованою платою і корпусом була прокладена додаткова ізоляційна плівка. Вона сформована у вигляді піддона і в критичних місцях перебиває зовнішні краї друкованої плати. Топологія розробленої плати створювалася з урахуванням цих жорстких вимог щодо гальванічних бар'єрів [6, 7].

Такий комплексний підхід до проектування топології обох шарів плати повністю виключає ризик пробоя ізоляції навіть за умов виникнення високовольтних імпульсних перенапруг у живильній мережі. Завдяки цьому гарантується довговічна, стабільна та абсолютно безпечна експлуатація всього силового модуля, що відповідає найвищим стандартам промислової безпеки. Розроблена топологія двосторонньої друкованої плати модуля керування представлена на рисунку 3.3.

Зм. Арк. No докум. Підп. Дата

Арк.

71

КРБ. CI-06.00.00.000ПЗ

Рисунок 3.3 – Друкована плата

Для забезпечення необхідної щільності монтажу та мінімізації габаритів пристрою було обрано двостороннє трасування, де різними кольорами наочно розмежовано шари металізації. Зокрема, червоним кольором позначено струмопровідні доріжки та контактні площадки верхнього шару, а зеленим кольором виділено топологію нижнього шару плати. Таке компоновальне рішення дозволило оптимально розмістити мікросхему генератора імпульсів, силові елементи та передбачити роз'єми для підключення зовнішнього живлення й вентилятора охолодження. Загальний вигляд виготовленої друкованої плати з нанесеною захисною маскою та детальною шовкографією зображено на рисунку

Зм. Арк. No докум. Підп. Дата

Арк.

72

КРБ. -06.00.00.000ПЗ

Рисунок 3.4 – Виготовлена друкована плата

3.4 Специфікація та складальні креслення

Для практичної реалізації розробленого імпульсного блоку живлення була сформована детальна специфікація електронних компонентів, яка суворо регламентує типи, номінали та граничні експлуатаційні характеристики кожного елемента схеми [19]. Надійна комутація та захист пристрою на вході забезпечуються п'ятиполюсною клемною колодкою X1, розрахованою на напругу 230 В ефективного значення (СКЗ) та струм 20 А, а також повільним плавким запобіжником SI1 з номіналом 10 А. Підключення заземлення реалізується через спеціальну клему заземлення X2 формату M3. Для підключення внутрішніх контрольних та вимірювальних ліній передбачено використання штирів для паяння від LSP1 до LSP4.

Надзвичайно важливу роль у забезпеченні електромагнітної сумісності відіграє група пасивних компонентів вхідного фільтра. Зокрема, до неї входять спеціалізовані завадозахисні конденсатори типу X2: елемент C1 з ємністю 220 нФ та C2 з ємністю 47 нФ, обидва розраховані на напругу 250 В СКЗ. Додаткове придушення синфазних завад забезпечують конденсатори типу Y1, а саме C3 та

Зм. Арк. No докум. Підп. Дата

Арк.

73

КРБ. -06.00.00.000ПЗ

C4, кожен з яких має ємність 4,7 нФ при робочій напрузі 250 В СКЗ. Індуктивна складова цього фільтра реалізована на базі завадозахисного дроселя DR1 моделі ELF850B, що витримує струм до 8 А СКЗ при напрузі 250 В СКЗ. Для накопичення енергії у високовольтному проміжному колі застосовано два потужні алюмінієві електролітичні конденсатори C5 та C6, ємність кожного з яких становить 560 мкФ при максимально допустимій напрузі 400 В.

Згладжування пульсацій на виході пристрою покладено на масив ідентичних алюмінієвих електролітичних конденсаторів C14, C15, C16, C17, C18 та C26, які мають ємність 470 мкФ та робочу напругу 63 В. Додаткові електролітичні конденсатори C11 (470 мкФ, 35 В) та C12 (100 мкФ, 16 В) використовуються в колах допоміжного живлення.

Окрім електролітичних, у схемі широко застосовуються високочастотні керамічні конденсатори для розв'язки та фільтрації сигнальних ліній. До цієї групи належать компоненти C7, C9, C10, C20 та C25 з номіналом 100 нФ на 50 В. Також використані керамічні конденсатори інших ємностей: C8 (4,7 нФ, 50 В), C13 (100 пФ, 50 В), C19 (220 нФ, 50 В), C22 (470 пФ, 50 В) та дрібний конденсатор C27 на 22 пФ (50 В). Особливе місце займає плівковий МКТ конденсатор C23 ємністю 22 нФ, який має високу електричну міцність до 1000 В і працює у складі демпфуючого кола. Згідно зі специфікацією, посадочні місця для конденсаторів C21 та C24 залишаються резервними і на плату не встановлюються.

Напівпровідникова база силового модуля включає різноманітні діоди, транзистори та інтегральні мікросхеми. Перетворення вхідної змінної напруги на постійну здійснюється мостовим випрямлячем GL1 типу KBU12G/J, розрахованим на 280 В СКЗ та струм 12 А. Вихідний випрямляч побудований на потужному з двоєному діоді D5 моделі DSEC 60-06A, який витримує зворотну напругу 600 В і струм 2х30 А. У колах керування та захисту застосовані швидкодіючі діоди D1–D4 типу BAS32L (75 В, 200 мА), а також високовольтні діоди D11 та D12 типу STTA112 (1000 В, 1 А). Також у схемі присутні діоди

¹ Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 74 КРБ. -06.00.00.000ПЗ

Шотткі D14 і D15 типу TMBYV10-40 (40 В, 1 А), з двоєний сигнальний діод D9 (BAV99, 100 В, 200 мА) та світлодіод D13 червоного кольору світіння для індикації. Стабілізація опорних рівнів напруги забезпечується стабілітронами (Z-діодами) D6, D7, D8 серії BZX6V2 (6,2 В, 0,6 Вт) та прецизійним стабілітроном D10 серії BXLW6V2 (6,2 В з точністю 1%, 0,3 Вт). Головними

комутуючими елементами двотактного каскаду виступають два потужні N-канальні MOSFET-транзистори T1 та T2 моделі IXFX 26N90, що характеризуються максимальною напругою 900 В та струмом стоку 26 А. Керування цими ключами здійснюється спеціалізованим ШІМ-контролером IC1 типу UC3825, який працює спільно з операційним підсилювачем IC4 (LT1006) та оптопарою IC2 (CNY17-F3) для забезпечення гальванічно розв'язаного зворотного зв'язку. Стабільне живлення керуючої логіки гарантує лінійний стабілізатор напруги IC3 типу 7815 (15 В, 1 А).

Магнітні компоненти системи живлення представлені імпульсним силовим трансформатором TR2, виконаним на осерді ETD49, який розрахований на напругу 358 В та передачу потужності 1,1 кВт [16]. Для формування напруги керування на плату монтується окремий компактний трансформатор TR1 з двома вторинними обмотками по 9 В СКЗ при вхідній напрузі 230 В СКЗ і габаритній потужності 2,3 ВА. Накопичення енергії у вихідному каскаді відбувається за допомогою дроселя DR2 індуктивністю 100 мкГн, розрахованого на напругу 100 В та тривалий струм 20 А.

Обширна резистивна мережа перетворювача складається з компонентів різної потужності та призначення. Для обмеження пускового струму служать масивні термістори NTC R2 і R3 з опором 4 Ом, що витримують напругу 265 В СКЗ і розсіюють до 5,1 Вт потужності. Функцію фіксованого базового навантаження виконують дрітні резистори R25 та R26 опором 330 Ом (5 Вт). Вимірювання струму силових транзисторів здійснюється через паралельно з'єднані металоплівкові резистори потужністю 1 Вт: R31–R34 та R36–R37 (всі по 1 Ом), а також R35 (2,2 Ом). До металоплівкових резисторів потужністю 1 Вт

¹ Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 75 КРБ. СІ-06.00.00.000ПЗ

також належать R22 і R23 (1 кОм), R28 та R38–R42 (всі по 20 кОм). Для дільників напруги та допоміжних ланцюгів використані металоплівкові резистори потужністю 0,6 Вт, серед яких R9–R12 (560 Ом) та R29–R30 (10 Ом). Переважна більшість резисторів схеми розрахована на потужність 0,3 Вт. До цієї категорії входять: R1, R16, R21 (1 кОм); R4, R24, R27 (1,82 кОм та 4,99 кОм); R5, R6 (4,99 кОм); R7, R8 (20 кОм); R13, R14 (2,49 кОм); R15 (4,42 кОм); R17 (36,5 кОм); R19 (3,65 кОм); R43–R45 (4,02 кОм). Резистор R18 не встановлюється відповідно до проєктних розрахунків.

Остаточне просторове розміщення всіх вищезгаданих електронних компонентів, масивних силових елементів, радіаторів, імпульсного трансформатора та клемних колодок на друкованій платі виконано з урахуванням суворих вимог тепловідведення і забезпечення належної електромагнітної сумісності.² В результаті було успішно сконструйовано готовий силовий інвертор на основі попередньо розробленої принципової схеми.

Загальний вигляд зібраного апаратного модуля станції катодного захисту представлено на рисунку ² 3.3. Рисунок 3.5 – Силовий інвертор СКЗ на базі драйвера SG3525

¹ Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 76 КРБ. СІ-06.00.00.000ПЗ

Такий практичний підхід до реалізації дозволяє наочно підтвердити точне відтворення розрахованої топології, правильну просторову орієнтацію всіх вивідних компонентів та фактичне дотримання необхідних безпекових ізоляційних відстаней між високовольтною і низьковольтною частинами перетворювача.

3.5 Введення в експлуатацію та результати пусконаладжувальних вимірювань

Введення розробленого імпульсного блоку живлення в експлуатацію розпочалося з підготовки необхідної вимірювальної бази, що забезпечила комплексну перевірку всіх технічних параметрів пристрою. Для проведення точних пусконаладжувальних вимірювань були використані високоточні лабораторні прилади, зокрема цифровий запам'ятовуючий осцилограф Tektronix моделі TDS784C, який застосовувався для фіксації швидких перехідних процесів [2]. Реєстрація струмів здійснювалася безконтактним методом за допомогою струмовимірювальних кліщів Tektronix A6312 у комплексі з вимірювальним підсилювачем для струмових кліщів Tektronix A503B. Для контролю енергетичних показників застосовувався ватметр Erich Marek UC6, а базові електричні величини контролювалися мультиметром Fluke 87. Емуляція робочих режимів виконувалася за допомогою електронного навантаження, або струмової лінійки, Höcherl & Haeckel DS800 та масивного високопотужного резистора Frizlen з характеристиками 8,2 Ом та номінальною потужністю 620 Вт. Для

безконтактного температурного моніторингу елементної бази залучалася професійна тепловізійна камера Jenoptik Varioscop 3021-ST. Першим етапом пусконаладжувальних робіт стала перевірка сигналів керування, яка здійснювалася в безпечному режимі без подачі напруги живильної мережі на силову частину. Щоб забезпечити мікросхему ШІМ-контролера напругою, за допомогою зовнішнього лабораторного блоку

Зм. Арк. No докум. Підп. Дата

Арк.

77

КРБ. -06.00.00.000ПЗ

живлення подавалася стабільна постійна напруга 20 В безпосередньо перед її власним вбудованим стабілізатором напруги 15 В. Оскільки в таких умовах імпульсний блок живлення фізично не генерує вихідної напруги, контур зворотного зв'язку змушує ШІМ-контролер керувати двотактними силовими ключами з максимально можливою шириною імпульсу. Цей режим є ідеальним для того, щоб безпечно перевірити критично важливий час затримки ввімкнення, відомий як мертвий час, безпосередньо на затворах двотактних ключів. Отримані осцилограми напруг затвор-витік для обох транзисторів яскраво продемонстрували симетричну та стабільну роботу схеми керування (див. Рисунок 3.7).

Рисунок 3.7 – Сигнали керування T1 та T2

Аналіз осцилограм показав, що затримка ввімкнення між імпульсами становить рівно 800 нс, а фактична частота перемикання стабілізувалася на позначці 83,436 кГц. Після успішної перевірки частоти перемикання та часу затримки ввімкнення на вихід блоку живлення було штучно подано постійну напругу величиною 60 В від зовнішнього джерела. Цей тест показав, що вбудований регулятор напруги працює належним чином, оскільки він миттєво зреагував на перевищення номіналу і пропорційно зменшив ширину імпульсів

¹ Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 78 КРБ. -06.00.00.000ПЗ

сигналів керування через ШІМ-контролер. Враховуючи, що регулятор напруги та широтно-імпульсний модулятор функціонували бездоганно, всі підключені допоміжні джерела живлення були відключені. Після цього імпульсний блок живлення міг безпечно житися безпосередньо через свій власний мережевий вхід. Усі подальші вимірювання та тести проводилися виключно при номінальній вхідній змінній напрузі 230 В (ефективне значення). Наступна серія тестів була присвячена дослідженню вихідної напруги на холостому ходу та під впливом номінального навантаження. Варто враховувати, що у зафіксованих даних щодо вихідного струму та вихідної потужності вже було враховано власне вбудоване базове навантаження, тобто воно повністю включене в ці підсумкові показники. Вимірювання при вхідній напрузі 230 В показали, що в режимі холостого ходу вихідна напруга становить 55,0 В при струмі 0,19 А, що відповідає вихідній потужності 10,5 Вт. При переході в режим номінального навантаження вихідна напруга просідала мінімально, до рівня 54,4 В, генеруючи струм 20,1 А та забезпечуючи загальну вихідну потужність 1093 Вт. Окремо фіксувалися пульсації вихідної напруги за допомогою осцилографа в режимі закритого входу, де спершу була знята картина на холостому ходу (див. Рисунок 3.8).

Рисунок 3.8 – Пульсація вихідної напруги на холостому ходу

¹ Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 79 КРБ. -06.00.00.000ПЗ

Після підключення споживача характер пульсацій дещо змінився, що також було детально зафіксовано осцилографом під номінальним навантаженням (див. Рисунок 3.9).

Рисунок 3.9 – Пульсація вихідної напруги під номінальним навантаженням

Надефективність контуру керування також підтверджувалася динамікою встановлення вихідної напруги під час увімкнення. Графіки наростання напруги показали плавну та передбачувану роботу схеми плавного пуску, де на холостому ходу час встановлення напруги до номінального рівня склав 15 мілісекунд (див. Рисунок 3.10).

Рисунок 3.10 – Наростання вихідної напруги на холостому ходу

¹Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 80 КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ

Водночас при підключеному номінальному навантаженні цей процес зайняв трохи більше часу, склавши 20 мілісекунд, що підтверджує надійну роботу контуру (див. Рисунок 3.11).

Рисунок 3.11 – Наростання вихідної напруги під номінальним навантаженням

Глибокий аналіз комутаційних процесів вимагав фіксації струмів та напруг безпосередньо на двотактних ключах Т1 і Т2. Спочатку осцилограми картини напруги стік-виток та струму стоку, зняті через струмовимірювальні резистори, були отримані для режиму холостого ходу (див. Рисунок 3.12).

Рисунок 3.12 – Напруга та струм стоку на холостому ході

¹Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 81 КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ

Після аналогічних вимірювань динамічних параметрів комутації транзисторів були проведені за умов номінального навантаження (див. Рисунок 3.13).

Рисунок 3.13 – Напруга та струм стоку при номінальному навантаженні

На силових транзисторах під час комутації було виміряно максимальний пік напруги величиною 720 В (амплітудне значення). Оскільки використовувані у схемі транзистори мають номінальну електричну міцність 900 В, існує цілком достатній експлуатаційний запас по відношенню до перенапруг, навіть у разі суттєвої перенапруги в живильній мережі. Високочастотне коливання, яке можна візуально ідентифікувати під час фази запирання обох транзисторів, генерується резонансним контуром, що утворений індуктивністю розсіювання силового трансформатора та всіма паразитними ємностями схеми. Воно жодним чином не порушує стабільну роботу імпульсного блоку живлення, і тому в рамках даного проекту ним можна безпечно знехтувати. Крім того, на знімках чітко видно високий пік струму в момент увімкнення транзисторів. Цей сплеск викликаний струмом розсмоктування діодів демпфуючого кола D11 і D12, а також швидким розрядом паразитної ємності обмоток трансформатора. Щоб гарантовано запобігти хибному спрацюванню схеми обмеження струму, цей

¹Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 82 КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ

короткочасний пік струму подавляється за допомогою інтегрованого фільтра, утвореного резистором R21 і конденсатором C22.

Поряд з цим здійснювалося вимірювання вихідного струму вхідного випрямляча KBU12J. Щоб жодним чином не спотворити реальну картину струму впливом додаткових вимірювальних резисторів, вихідний струм моста фіксувався за допомогою безконтактної вимірювальної системи зі струмовими кліщами. Для реалізації цього методу у вивід позитивного полюса випрямляча була впаяна спеціальна дротяна петля, навколо якої і закріплювалися струмові кліщі (див. Рисунок 3.14).

Рисунок 3.14 – Вихідний струм вхідного випрямляча

Вимірювання, проведені при номінальному навантаженні на виході, показали, що піковий струм досягав 17,0 А, його середньоквадратичне (ефективне) значення становило 7,34 А, а середній струм дорівнював 4,26 А при середній напрузі проміжного контуру на рівні 292,7 В. Усі ці отримані результати вимірювань повністю знаходяться в межах граничних експлуатаційних значень технічного паспорта компонента і на практиці

¹Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 83 КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ

підтверджують правильність попереднього математичного розрахунку параметрів випрямляча.

Енергетична ефективність перетворювача оцінювалася через вимірювання споживаної активної потужності та розрахунок загального коефіцієнта корисної дії [10]. Для визначення точного значення вхідної потужності використовувався прецизійний ватметр, тому зафіксована потужність являє собою суто споживану активну потужність. Вимірювання показали, що в режимі холостого ходу блок живлення споживає 38,0 Вт вхідної потужності для забезпечення 10,5 Вт на

виході. При номінальному навантаженні вхідна споживана потужність зросла до 1220 Вт, що забезпечило вихідну потужність 1093 Вт. На основі цих даних була проведена фінальна перевірка коефіцієнта корисної дії:

$$\eta = P_{\text{вих}}/P_{\text{вх}} = 1093 \text{ Вт}/1220 \text{ Вт} = 0,896 \quad (3.1)$$

Важливим етапом перевірки безпеки стала комплексна тепловізійна зйомка силової частини при роботі під номінальним навантаженням (див. Рисунок 3.15).

Рисунок 3.15 – Тепловізійна зйомка при номінальному навантаженні (вид зверху)

1 Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 84 КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ

Температура навколишнього середовища під час проведення інфрачервоної зйомки становила 27 °С, а напруга в живильній мережі фіксувалася на рівні 228 В (середньоквадратичне значення). Для коректної роботи тепловізора категорично не дозволялося встановлювати повітрянопрямну плівку між радіаторами, оскільки ця плівка фізично відбиває теплове випромінювання трансформатора і таким чином перешкоджає фіксації його реальної температури камерою. Використання тепловізійної камери дозволило на самій ранній стадії виявити локальні зони критичного перегріву, так звані «Hot-Spots». На термограмі струмовимірювальні резистори, резистори базового навантаження та термістори NTC, що застосовуються для обмеження пускового струму, чітко виділялися як найбільш інтенсивні джерела тепла. Жодних додаткових заходів щодо зменшення сильного нагрівання термісторів NTC вжито не було, оскільки через термічний зворотний зв'язок у них встановлюється робоча температура, що прямо залежить від навантаження. Цю температуру можна було б лише незначною мірою знизити, навіть шляхом розташування компонентів безпосередньо в повітряному потоці вентилятора.

Під час випробувань максимальна температура цих компонентів була зафіксована на рівні 148 °С. Оскільки за специфікацією термістори NTC розраховані на безпечну робочу температуру до 170 °С, їх подальша інженерна корекція була визнана непотрібною. Натомість температурний перепад на масивних струмовимірювальних резисторах та резисторах базового навантаження вдалося суттєво знизити завдяки цілеспрямованому спрямуванню повітряного потоку охолодження. Для реалізації цього задуму було виготовлено різні експериментальні повітрянопрямні плівки, ефективність яких багаторазово перевірялася на практиці.

Природний зазор між вентилятором і радіаторами був використаний як джерело потоку для охолоджувального повітря, що ефективно перенаправлялося в зону резисторів. Таке просте конструктивне рішення дозволило впевнено знизити температуру на згаданих компонентах приблизно на 15 °С. І хоча всі

1 Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк. 85 КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ

елементи схеми гарантовано працюють у межах своїх допустимих граничних значень навіть без використання цих плівок, вони сприяють значному тепловому розвантаженню компонентів і були остаточно впроваджені задля загального підвищення експлуатаційної надійності пристрою.

Підбиваючи підсумки, варто зазначити, що під час першого етапу випробувань та подальшого введення в експлуатацію виникло два серйозних проблемних моменти, успішне вирішення яких потребувало значного часу та інженерного аналізу. По-перше, на початковій односторонній друкованій платі довго не вдавалося забезпечити стабільну роботу контролера UC3825. Проблема гостро виявлялася у сильному джитері (тремтінні фронтів) високочастотних сигналів затвора, що не усувалося ані встановленням додаткових заводозахисних конденсаторів, ані іншими стандартними методами фільтрації. Стабільні сигнали ідеально рівномірної тривалості були отримані лише після посилення та повної зміни трасування шини заземлення контролера. Спочатку підключення заземлення мікросхеми модифікувалося макетним способом за допомогою гнучкого дроту до досягнення стабільної робочої точки, а результатом цих глибоких досліджень стала вже двостороння друкована плата, що представлена і детально описана в даній роботі. По-друге, під час перевірки конструкції схеми тепловізором було виявлено небезпечне термічне перевантаження трансформатора: вже при половині номінального навантаження було зафіксовано температуру його обмотки понад 100 °С. Оскільки математичний розрахунок конструкції обмоток був абсолютно обґрунтованим і правильним, виникло об'єктивне припущення про надзвичайно значний вплив скін-ефекту на

втрати потужності в провідниках. Зі суворим збереженням розрахованої раніше кількості витків та ефективних перерізів було оперативно виготовлено новий трансформатор із використанням спеціального височастотного літцендрату [11]. Повторна контрольна перевірка теплового стану підтвердила припущення щодо негативного впливу скін-ефекту на струмові втрати в трансформаторі, оскільки новий зразок продемонстрував стабільний тепловий режим.

Зм. Арк. No докум. Підп. Дата

Арк.

86

КРБ. -06.00.00.000ПЗ

Введення в експлуатацію та комплексна функціональна перевірка схеми, за винятком двох зазначених пунктів, пройшли без жодних ускладнень. Абсолютна правильність розрахунку всіх інших компонентів була підтверджена багатогодинним безперервним випробуванням під повним та частковим навантаженням. Крім того, проведений жорсткий тест на коротке замикання на виході завершився з повністю позитивним результатом, підтвердивши надійність систем захисту. Для подальшого вдосконалення блоку живлення в майбутньому можливе впровадження додаткової схеми шунтування термісторів. Вона мала б за допомогою електромеханічного реле або напівпровідникового ключа повністю шунтувати термістори одразу після плавного запуску пристрою. Це дозволило б суттєво знизити загальні теплові втрати в системі та значно скоротити час підготовки до повторного ввімкнення. Також розглядається заміна активного базового навантаження на кероване джерело постійного струму, що дозволило б розсіювати надлишкове тепло безпосередньо через головний радіатор, забезпечивши більш рівномірний температурний профіль всієї конструкції. На завершення, представлений розроблений імпульсний блок живлення визнаний повністю придатним для живлення системи ДБЖ. Його висока вихідна потужність гарантує швидке заряджання буферних акумуляторних батарей навіть за умов повної потужності підключеного споживача, а використання оптимізованого низькообертового вентилятора охолодження дозволило звести рівень акустичного шуму пристрою до абсолютного мінімуму.

Зм. Арк. No докум. Підп. Дата

Арк.

87

КРБ. -06.00.00.000ПЗ

ВИСНОВКИ

Підсумком комплексного інженерного дослідження та практичного конструювання стало створення апаратно надійного та енергоефективного прототипу імпульсного джерела живлення з розрахунковою вихідною потужністю 1,1 кВт. Розроблений силовий модуль спеціалізований для інтеграції у промислові комплекси безперебійного живлення та системи активного електрохімічного захисту магістральних трубопроводів. На основі глибокого теоретичного аналізу базовою архітектурою було обрано топологію двотактного прямоходового інвертора. Такий підхід забезпечив оптимальний розподіл напруги між силовими ключами первинного контуру, дозволив уникнути використання громіздких трансформаторів із повітряним зазором та гарантував надійне розмагнічування осердя. Застосування частоти комутації 80 кГц дало змогу радикально мінімізувати масогабаритні показники магнітних компонентів без критичного зростання динамічних втрат.

Етап математичного та теплофізичного моделювання забезпечив прецизійний підбір елементної бази. Первинний комутуючий вузол побудовано на потужних високовольтних N-канальних транзисторах із максимально допустимою напругою 900 В, а для випрямлення вторинної напруги використано здвоєний ультрашвидкісний епітаксціальний діод, що звело до мінімуму комутаційні втрати. Передача енергії здійснюється через силовий трансформатор на базі феритового осердя ETD 49/N67, який функціонує без ризику входження в нелінійний режим насичення. Ефективне згладжування струмових пульсацій реалізовано за допомогою масивного вихідного дроселя, що гарантує стабільний режим безперервних струмів навіть при критичному зниженні навантаження.

Внутрішній підсилювач помилки через гальванічно розв'язану оптопару та прецизійний П-регулятор забезпечує жорстку стабілізацію вихідної постійної напруги на рівні 55 В. Інтегрований компаратор реалізує потактове обмеження

максимального струму стоку, що повністю унеможливило тепловий пробій напівпровідників при коротких замиканнях. Особливу увагу приділено промисловій електробезпеці: топологію друкованої плати спроєктовано за жорсткими нормами європейського стандарту DIN VDE 0160 із закладенням значного інженерного запасу ізоляційних відстаней для бездоганної гальванічної розв'язки.

Стендові випробування дозволили виявити та оперативно ліквідувати низку складних схемотехнічних і теплофізичних вразливостей. Нестабільність керуючого контролера, що проявлялася у високочастотному джитері, вдалося усунути виключно шляхом перепроєктування плати у двосторонньому виконанні з фізичним розділенням сигнальної та силової земель. Термічне перевантаження силового трансформатора через інтенсивний вплив скін-ефекту було успішно ліквідовано виготовленням нового магнітного вузла зі спеціалізованого високочастотного літцендрату, що повністю нормалізувало температурний профіль.

Детальний аналіз підтвердив високу ефективність розробленої системи примусового конвекційного охолодження та коректність вибору напівпровідників. Використання інноваційних повітрянопрямних плівок дозволило цілеспрямовано перерозподілити потік від вентилятора, суттєво знизивши робочу температуру навантажувальних елементів. Ватметричні вимірювання зафіксували загальний коефіцієнт корисної дії на рівні 89,6 %, що є відмінним показником для даного класу топологій. Перспективними векторами подальшої модернізації визначено впровадження активної схеми шунтування вхідних термісторів та заміну пасивного базового навантаження на кероване джерело струму. Синтезований прототип імпульсного блоку живлення визнано технологічно зрілим, алгоритмічно стійким та цілком придатним до тривалої експлуатації як базовий елемент станцій електрохімічного захисту нового покоління.

¹ Зм. Арк. No докум. Підп. Дата Арк.

89

КРБ.СІ-06.00.00.000ПЗ

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Бойко В. С., Соколова Н. П. Теплові режими силових напівпровідникових приладів у перетворювачах постійної напруги. Енергетика: економіка, технології, екологія. 2023. No 4. С. 88–95.
2. Волков І. В., Сенько В. І. Електромагнітна сумісність імпульсних джерел живлення. Технічна електродинаміка. 2021. No 1. С. 15–21.
3. Грабовський В. М., Козачук В. А. Оптимізація параметрів вихідних фільтрів імпульсних перетворювачів. Електромеханічні і енергозберігаючі системи. 2022. Вип. 2. С. 34–41.
4. Денисюк С. П., Яндіг В. М. Силові напівпровідникові перетворювачі для систем розподіленої генерації. Електромеханічні і енергозберігаючі системи. 2021. Вип. 1. С. 12–19.
5. ДСТУ EN 61000-6-2:2020. Електромагнітна сумісність. Частина 6-2. Родові стандарти. Імунітет для промислових середовищ (EN 61000-6-2:2019, IDT). Київ : ДП «УкрНДНЦ», 2020. 28 с.
6. ДСТУ EN 62368-1:2021. Обладнання аудіо-, відео-, інформаційних та комунікаційних технологій. Частина 1. Вимоги щодо безпеки (EN 62368-1:2020, IDT). Київ : ДП «УкрНДНЦ», 2021. 142 с.
7. ДСТУ EN IEC 61204-7:2021. Джерела живлення низьковольтні з виходом постійного струму. Частина 7. Вимоги щодо безпеки (EN IEC 61204-7:2018, IDT). Київ : ДП «УкрНДНЦ», 2021. 54 с.
8. ДСТУ EN ISO 15589-1:2020 (EN ISO 15589-1:2017, IDT; ISO 15589-1:2015, IDT). Нафтова, нафтохімічна та газова промисловість. Катодний захист трубопроводних систем. Частина 1. Наземні трубопроводи. Київ : ДП «УкрНДНЦ», 2020. 72 с.
9. Маляр А. В., Маляр В. С. Математичне моделювання перехідних процесів у силових колах. Вісник Національного університету «Львівська політехніка». 2021. Т. 3, No 2. С. 112–119.

Зм. Арк. No докум. Підп. Дата

Арк.

90

КРБ. -06.00.00.000ПЗ

10. Михальський В. М., Соболев В. М. Підвищення енергоефективності напівпровідникових перетворювачів напруги. Праці Інституту електродинаміки НАН України. 2023. Вип. 64. С. 45–52.
11. Павлов Г. В., Обрубов А. В. Аналіз втрат потужності у високочастотних трансформаторах. Вісник Вінницького політехнічного інституту. 2022. No 3. С. 67–74.
12. Ромашко В. Д., Батирев В. В. Системи керування імпульсними перетворювачами на базі ШІМ-контролерів. Електротехніка та електроенергетика. 2023. No 2. С. 22–29.
13. Щерба А. А., Супруновська Н. І. Моделювання процесів у колах із напівпровідниковими ключами. Праці Інституту електродинаміки НАН України. 2022. Вип. 61. С. 5–12.
14. Юрченко О. М., Жуйков В. Я. Дослідження електромагнітних процесів у двотактних імпульсних перетворювачах. Технічна електродинаміка. 2022. No 4. С. 34–40.
15. Brechmann G. Elektrotechnik Tabellen Kommunikationstechnik. 2. Aufl. Braunschweig : Westermann Schulbuchverlag GmbH, 1996. ISBN 3-14-225037-9.
16. Ferrite und Zubehör. München : Siemens Matsushita Components GmbH & Co. KG, 1994. 128 p.
17. Hasanzadeh N., Yazdani F., Thiringer T. A Full-Bridge DC/DC Converter for Cathodic Protection Applications With a Phase-Shift Control Method and Without Auxiliary Circuit. IEEE Transactions on Power Electronics. 2020. Vol. 36, No 2. P. 1735–1744.
18. Sayem A. S. M., Alam M. S., Motakabber S. M. A ⁸ Load Adaptive Cascade PI Controller for Wide Load Range Operating Buck Converters in Cathodic Protection Systems. IEEE Access. 2021. Vol. 9. P. 1145–1156.
19. Semikron innovation + service. Nürnberg : Semikron International Dr. Fritz Martin GmbH & Co. KG, 1997. 210 p.

Зм. Арк. No докум. Підп. Дата

Арк.

91

КРБ. -06.00.00.000ПЗ

20. Shafaei R., Perez M. C. G., Ordonez M. ⁸ Variable Output Voltage Switching Rectifier for Cathodic Protection Systems With a Variable-Frequency and Duty-Cycle Full-Bridge DC/DC Converter. IEEE Transactions on Power Electronics. 2020. Vol. 35, No 9. P. 9634–9651.

Бібліографічна довідка

Тема роботи: Розроблення силового блоку системи катодного захисту трубопроводу.

Обсяг дипломної роботи: 95 сторінок.

Перелік графічного матеріалу:

1. Структурна схема
2. Функціональна схема
3. Результати розробки
4. Зовнішній вигляд приладу

Дата закінчення БР:

Студент: Лілія МАКОТА