НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Радіотехнічний факультет

Кафедра прикладної радіоелектроніки

До захисту допущено:

В.о. зав.кафедри

_____ Андрій МОВЧАНЮК

«20» червня 2024 р.

Дипломний проєкт

на здобуття ступеня бакалавра

за освітньо-професійною програмою «Інтелектуальні технології радіоелектронної техніки», за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

на тему: Джерело живлення промислового лазера

Виконав:
студент III курсу, групи РЕ-п11
Гордій Олег Юрійович
Прізвище, ім'я, по батькові

Керівник:

доцент, к.т.н., Кирпатенко Ілля Миколайович
Посада, науковий ступінь, вчене звання
Прізвище, ім'я, по батькові

Рецензент:

ст. викл. к.т.н. Товкач Ігор Олегович
Посада, науковий ступінь, вчене звання,
Прізвище, ім'я, по батькові

Засвідчую, що у цьому дипломному проєкті немає запозичень з праць інших авторів без відповідних посилань.
Студент _____

Київ – 2024 року

ВІДОМІСТЬ ДИПЛОМНОГО ПРОЄКТУ

№ з/п	Формат	Позначення	Найменування	Кількість листів	Приміт ка
1	А4	РЕп11.671342.001.ТЗ	Завдання на дипломний проєкт	2	
2	А4	РЕп11.671342.001 ПЗ	Пояснювальна записка	54	
3	А3	РЕп11.671342.001 Е3	Схема електрична принципова	1	
4	А4	РЕп11.671342.001 ПЕ	Перелік елементів	3	
5	А4	РЕп11.671342.001	Друкована плата	1	

				РЕп11.671342.001		
	ПІБ	Підп.	Дата			
Розробн.	Гордій О.Ю.			Джерело живлення промислового лазера	Лист	Листів
Керівн.	Кирпатенко І.М.				1	1
					КПІ ім. Ігоря Сікорського Каф.ПРЕ,Гр. РЕ-п11	
Н/контр.						
Зав.каф.						

Національний технічний університет України

«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Радіотехнічний факультет

Кафедра прикладної радіоелектроніки

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Освітньо-професійною програмою «Інтелектуальні технології радіоелектронної техніки»

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о.зав. кафедри

_____ Андрій МОВЧАНЮК

«20» червня 2024 р.

ЗАВДАННЯ

на дипломний проєкт студенту

Гордію Олегу Юрійовичу

(прізвище, ім'я по батькові)

1.Тема проєкту «Джерело живлення промислового лазеру»

керівник проєкту Кирпатенко Ілля Миколайович

затверджені наказом по університету від «29» травня 2024 р. №2178-с

2. Строк подання студентом проєкту 10 червня 2024 року

3. Вихідні дані до проєкту Напруга живлення від +12В струм 2А, частота перетворення 100 кГц.

4. Зміст пояснювальної записки 1) Огляд існуючих рішень, 2) Розрахунок та вибір компонентів 2) Розробка схеми електричної принципової 3) Проектування друкованого вузла

5. Перелік графічного матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслеників, плакатів, презентацій тощо)

6. Дата видачі завдання 16 квітня 2024 року

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання дипломного проєкту	Термін виконання етапів проєкту	Примітка
1	Огляд існуючих рішень	16.04.24-06.05.24	
2	Розробка та аналіз завдання на проєкт	07.05.24-10.05.24	
3	Розробка структурної схеми та вибір компонентів	11.05.24-18.05.24	
4	Розробка схеми електричної принципової	19.05.24-23.05.24	
5	Розробка друкованої плати	24.05.24-29.05.24	
6	Розробка конструкторської документації	30.05.24-05.06.24	
7	Оформлення текстової та графічної документації	06.06.24-09.06.24	

Студент Гордій О.Ю.

Керівник проєкту Кирпатинко І.М.

АНОТАЦІЯ

Тема дипломного проекту «Джерело живлення промислового лазера» складається з 54 сторінок, налічує: 7 рисунків, 2 таблиці, 63 формули, 7 переліків посилань та 3 додатки.

У дипломному проекті розроблено пристрій для живлення промислових лазерів ЧПУ.

Метою даного проекту стало дослідження джерел живлення для промислових лазерів. У роботі розглянуто основні типи джерел живлення, їх конструктивні особливості та технічні характеристики. Особливу увагу приділено аналізу вимог та розрахунку електричних схеми для стабільної роботи станків ЧПУ лазерів. Проведено порівняльний аналіз різних схем живлення та їх впливу на стабільність та якість вихідного лазерного променя. Також розглянуто питання енергоефективності та використання сучасних технологій для зменшення енергоспоживання.

Ключові слова: ЧПУ, енергоефективність, лазер, джерело живлення.

ANNOTATION

The topic of the diploma project "Industrial laser power source" consists of 54 pages, includes: 7 figures, 2 tables, 63 formulas, 7 lists of references and 3 appendices.

The diploma project developed a device for powering CNC industrial lasers.

The aim of this project was the research of power sources for industrial lasers. The work considers the main types of power sources, their design features and technical characteristics. Special attention is paid to the analysis of requirements and the calculation of electrical circuits for the stable operation of laser CNC machines. A comparative analysis of various power supply schemes and their influence on the stability and quality of the output laser beam was performed. The issue of energy efficiency and the use of modern technologies to reduce energy consumption was also considered.

Key words: CNC, energy efficiency, laser, power source.

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА

до дипломного проекту

на тему: «Джерело живлення промислового лазера»

Київ – 2024 року

ЗМІСТ

Перлік скорочень 3

ВСТУП 4

1 АНАЛІЗ ІСНУЮЧОГО СТАНУ ОБ'ЄКТУ ПРОЕКТУВАННЯ 6

1.1 Блок живлення для лазерної трубки MYJG 40 Вт 6

1.2 Блок живлення для лазерної трубки 150 Вт (DY20) 7

1.3 Аналіз функціональності 9

2 МЕТОДИКА ПРОЕКТУВАННЯ. 10

2.1 Загальний опис 10

2.2 Розрахунок та вибір елементів 11

2.2.1 Вхідний конденсатор (C4) 12

2.2.2 ШІМ-контролер (DA1) 12

2.2.3 Частото задаючі елементи (C3 і R1) 13

2.2.4 Трансформатор (T1) 15

2.2.5 Силовий ключ (VT1) 24

2.2.6 Елементи в колі керування силовим ключем (R7, VD2) 28

2.2.7 Датчик струму та його кола (R8, R5, C5) 29

2.2.8 Елементи запуску (R1, R2) 31

2.2.9 Схема живлення контролера (VD1, R6, C6) 32

2.2.10 Вихідний діод (VD5) 35

2.2.11 Конденсатор фільтру (C1) 37

2.2.12 Додатковий фільтр (L1, C7) 38

2.2.13 Підсилювач помилки та його кола (DA2, R13, R14) 40
2.2.14 Оптрон гальванічної розв'язки та його кола(DA3, R16, R3, R12)... 40
2.2.15 Елементи корекції петлі зворотного зв'язку (C2, C11, R13)..... 43
2.2.16 Конденсатор придушення перешкод (C10) 44
3 АНАЛІЗ ПРАЦЕЗДАТНОСТІ ПРИЛАДУ 45
ВИСНОВКИ..... 49
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ..... 50
ДОДАТОК А. Електрично принципова схема 51
ДОДАТОК Б. Детальна візуалізація друкованої плати..... 52
ДОДАТОК В. Специфікація пристрою..... 53

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

ЧПУ – Числове програмне управління

ККД – коефіцієнт корисної дії

ШІМ – Широтно імпульсна модуляція

D – коефіцієнт заповнення

ВСТУП

Промислові лазери знаходять широке застосування в різних галузях, таких як металообробка, машинобудування, електроніка, медицина, та інші. Основною умовою стабільної та ефективної роботи лазерів є надійні джерела живлення.

Типи джерел живлення промислових лазерів:

- Джерела живлення CO2-лазерів:
    1) Високовольтні джерела живлення: Використовуються для накачування газового середовища лазера. Забезпечують стабільне високовольтне живлення, необхідне для іонізації газу та створення лазерного променя.
    2) Імпульсні джерела живлення: Застосовуються для імпульсних CO2-лазерів, що потребують короткотривалих, але високих напруг для генерування потужних лазерних імпульсів.
- Джерела живлення твердотільних лазерів:
    1) Діодні лазери накачування: Найчастіше використовуються для накачування твердотільних лазерів. Вони забезпечують ефективне та точне живлення для створення необхідної лазерної дії.
    2) Імпульсні джерела живлення: Використовуються для імпульсних твердотільних лазерів, які потребують стабільного імпульсного живлення для створення короткочасних потужних імпульсів.

Важливі характеристики джерел живлення

1) Стабільність вихідної напруги та струму:

Для забезпечення стабільної роботи лазера важливо, щоб джерело живлення мало високу стабільність вихідних параметрів. Коливання напруги або струму можуть призвести до зниження ефективності або навіть пошкодження лазера.

2) Ефективність перетворення енергії:

Висока ефективність джерела живлення є критично важливою, оскільки вона безпосередньо впливає на загальну ефективність лазерної системи та витрати на енергоспоживання.

3) Захист від перевантаження та короткого замикання:

Джерело живлення повинно мати вбудовані механізми захисту для попередження пошкоджень у разі перевантаження або короткого замикання, що забезпечить тривалу та надійну роботу лазера.

4) Компактність та охолодження:

У промислових умовах важлива компактність джерел живлення, а також наявність ефективної системи охолодження, яка запобігає перегріву і забезпечує довговічність компонентів.

1 АНАЛІЗ ІСНУЮЧОГО СТАНУ ОБ'ЄКТУ ПРОЕКТУВАННЯ

1.1 Блок живлення для лазерної трубки MYJG 40 Вт

Блок живлення (блок високої напруги) MYJG 40 Вт призначений для лазерних CO2 джерел (трубок) потужністю до 50 Вт. Блок живлення підходить для лазерних трубок різних виробників.

Рис. 1.1 — Блок живлення (блок високої напруги) MYJG 40 Вт

Блок живлення виконаний в алюмінієвому корпусі, має активну систему вентиляції. Має дві клеми підключення – трьохконтактна клема – для підключення електроживлення 220 В і заземлення, а шестиконтактна – для підключення керуючих проводів.

Таблиця 1.1 Основні характеристики MYJG 40 Вт

Напруга живлення	220 В
Частота змінного струму	47-440 ГЦ
Максимальна вхідна потужність	250 Вт
Максимальний вхідний струм	3 А
Максимальна вихідна напруга	постійний струм 24 кВ
Максимальна сила струму на виході	постійний струм 20 mA
Ефективність	>/ = 90% (повне навантаження)
Час напрацювання на відмову	>/ = 10000 годин

Витримана напруга	Вхід-вихід, вхід обгортки AC1500V 10ma 60 s
Умови експлуатації	Робоча температура: -10-40 °C; відносна вологість: ≤ 90%
Охолодження	Повітряне (вбудований вентилятор)
Розміри	165*145*90 мм
Маса	1,4 кг

Це джерело живлення підходить для невеликих лазерних різаків та гравірувальних машин, які використовуються в малому бізнесі або для хобі. Завдяки легкості встановлення та використання, цей блок живлення часто обирають новачки у лазерній обробці.

1.2 Блок живлення для лазерної трубки 150 Вт (DY20)

Високовольтний блок – це пристрій для лазерних трубок, який є основним компонентом лазерної системи, що забезпечує стабільне та надійне живлення лазерної трубки.

Блок живлення DY20 потужністю 150 Вт призначений для лазерних трубок W6 (130-150 Вт). Його використання гарантує високу ефективність і тривалий термін служби лазерної трубки.

Блок живлення виконаний в алюмінієвому корпусі, має активну систему вентиляції, передбачено захист від перевантажень, коротких замикань та перенапруг.

Рис. 1.2 — Блок живлення для лазерної трубки 150 Вт (DY20)

Таблиця 1.2 Основні характеристики 150 Вт (DY20)

Напруга живлення	220 В
Частота змінного струму	47-440 ГЦ
Максимальна вихідна напруга	постійний струм 50 кВ
Максимальна сила струму на виході	постійний струм 35mA
Ефективність	>/ = 90% (повне навантаження)
Час напрацювання на відмову	>/ = 10000 годин
Витримана напруга	Вхід-вихід, вхід оболонки AC1500V 10ma 60 s
Умови експлуатації	Робоча температура: -10-40 °C; відносна вологість: ≤ 90%
Охолодження	Повітряне (вбудований вентилятор)
Розміри	313*200*82 мм
Маса	3,1кг

Це джерело живлення використовується для потужних промислових лазерних різаків і гравірувальних машин. Воно ідеально підходить для великих виробництв, де потрібна висока надійність і продуктивність. Завдяки здатності працювати з лазерними трубками більшої потужності цей блок живлення забезпечує високу ефективність і тривалий термін служби пристрою.

1.3 Аналіз функціональності

Згідно з вищевказаним, DY20 (150W) має значно більшу потужність, ніж MYJG 40W, тому його можна використовувати в більш вимогливих промислових умовах.

Щодо напруги та струму, DY20 має вищі значення, що відповідає високим вимогам потужних лазерних трубок. Обидва блоки живлення мають захист від короткого замикання та відкритого кола, але DY20 має додатковий індикатор наявності води в системі охолодження, що є важливим для потужних лазерних систем.

У порівнянні з MYJG 40W, DY20 має більші розміри, що відображає його вищу потужність і складнішу конструкцію.

Таким чином, вибір між цими двома блоками живлення залежить від конкретних потреб: для невеликих та середніх завдань підійде MYJG 40W, тоді як для великих промислових застосувань краще використовувати DY20 150W.

2 МЕТОДИКА ПРОЕКТУВАННЯ

2.1 Загальний опис

В даному розділі ми розглянемо структурну схему джерела допоміжного джерела живлення джерела живлення промислового лазера.

Рис. 2.1 — Структурна схема

Мережевий фільтр: запобігає потраплянню в промислову електромережу завад, які генерує імпульсне джерело живлення.

Випрямляч зі згладжуючим фільтром: перетворює змінну напругу на постійну.

Інвертор: Перетвортює постійну напругу на змінну прямокутної форми з частотою від десятків до сотень кГц.

Силовий трансформатор: перетворює амплітуду змінної напруги високої частоти.

Вихідний випрямляч.Перетворює змінну напругу вторинної обмотки трансформатора в пульсуючу напругу.

Вихідний фільтр: Відфільтровує від пульсуючої напруги на виході випрямляча верхні гармонічні складові напруги

Блок управління інвертором: здійснює управління за принципом зворотного зв’язку, реалізуючи, в даному випадку, ШІМ.

Вихід: Вихідна напруга 12 В, що подається на навантаження.

2.2 Розрахунок та вибір елементів

На рисунку 2.2.1 наведена схема зворотноходового перетворювача на мікросхемі *UC3845*. Дана схема дуже зручна для розгляду загальних схемотехнічних принципів, які легко можуть бути застосовані і в більшості інших випадків.

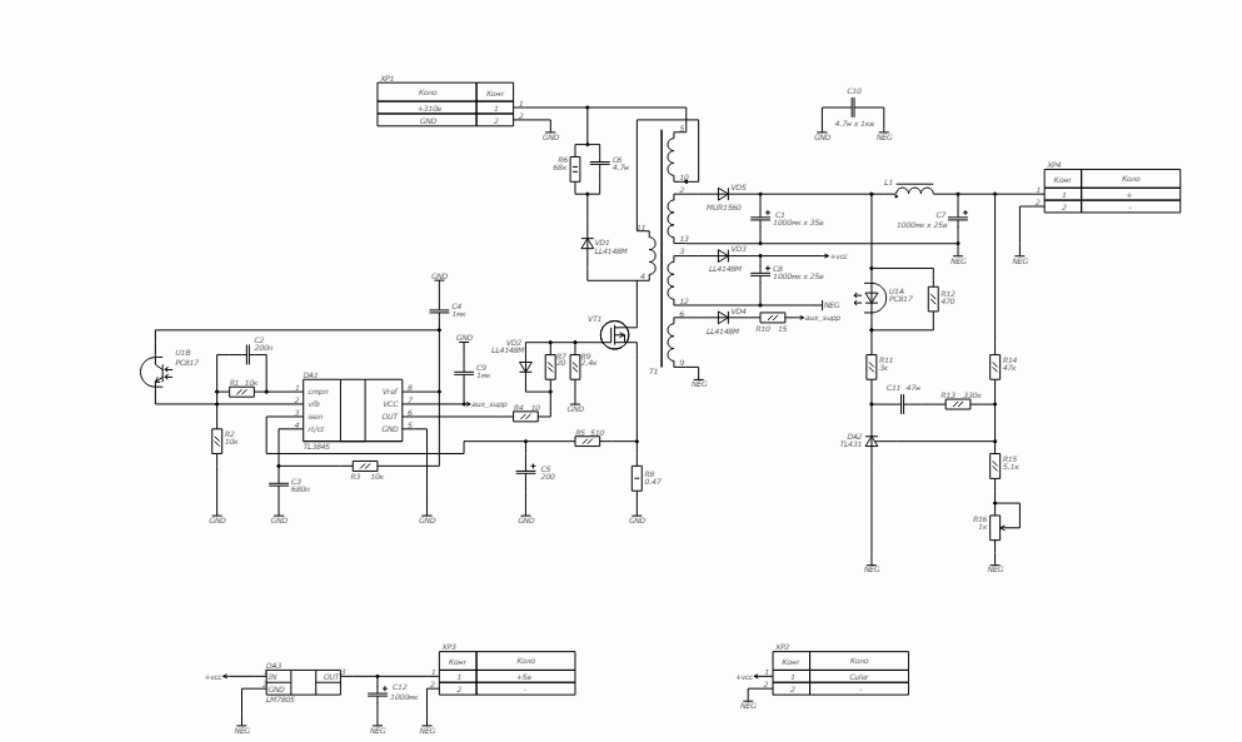


Рисунок 2.2.1 — Електрично принципова схема

Одночасно аналізуватимемо вплив кожного компонента на функціонування схеми та обчислюватимемо номінали компонентів для конкретного випадку. Візьмемо для прикладу мережевий перетворювач з такими параметрами:

Вхідна напруга: *220VAC±20% (176-264)VAC.*

Вихідна напруга/струм: *12VDC, 2A (P_{OUT}=24W).*

Частота перетворення: *100kHz.*

2.2.1 Вхідний конденсатор (C4)

Як і в будь-якому імпульсному джерелі живлення, вхідний конденсатор вибирається як компроміс між його габаритами і пульсаціями 100 Гц.

Пульсації на частоті перетворення зазвичай не враховуються, оскільки ємність вхідного конденсатора набагато більша, ніж потрібна для придушення високочастотних пульсацій.

З практичного досвіду відомо, що 1–2 мкФ на 1 ват вихідної потужності достатньо для стандартної мережі 220 В змінного струму ±20%, і 2–3 мкФ на 1 ват для мережі загального призначення від 85 до 270 В змінного струму.

Розрахуємо ємність конденсатора, необхідну для отримання певної мінімальної постійної напруги $V_{IN(MIN)}$ при мінімальній постійній напрузі $V_{DC(MIN)}$ мережі.

Для нашого випадку: $V_{IN(MIN)}$ = 200 В постійного струму, вихідна потужність P=12V*2A=24 , для частоти мережі 50 Гц потрібен конденсатор ємністю 48 мкФ. Найближчий номінал – 50 мкФ. У цьому випадку прийнятним варіантом є конденсатор 50 мкФ*400 В.

2.2.2 ШІМ-контролер (DA1)

Розглянемо контролери з сімейства мікросхем *UC3842* до *UC3845*. Це дуже поширені та недорогі мікросхеми, які виробляються багатьма компаніями. Вибір конкретної мікросхеми базується на наступних міркуваннях: спочатку визначимо максимальне значення *D*, з обмеженням у 50% або без нього. Якщо максимальний робочий цикл не обмежений половиною, можна зменшити піковий струм на первинній стороні в тому самому діапазоні вхідної напруги.

Але, якщо використовується режим повного робочого циклу, можуть проявитися певні особливості такого типу перетворювачів. Коли вхідна напруга падає нижче необхідного значення, трансформатор переходить в режим роботи з постійною складовою і виникають субгармонічні коливання.

Ці коливання відбуваються за такої умови: у режимі управління за струму, коли струм у дроселі безперервний і $D > 50\%$.

Щоб уникнути цих коливань, необхідно ввести додаткові елементи, які б забезпечували компенсацію нахилу струму дроселя, але це не завжди гарантує їх відсутність (рис. 2.2.2)

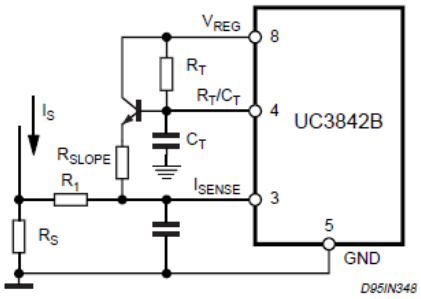


Рис. 2.2.2 — Спосіб компенсації нахилу струму дроселя для запобігання субгармонійним коливанням.

Оскільки субгармонійні коливання можуть призвести до виходу з ладу силових елементів, обмежимо робочий цикл до 50%. Це доцільно для більшості мережевих перетворювачів. Крім того, ця серія мікросхем має можливість обмежувати робочий цикл будь-яким значенням і може бути легко налаштована на будь-яке максимальне значення *D*.

Для мережевого живлення важливий великий гістерезис напруги мікросхеми, що значно спрощує схеми пуску і захисту.

Підсумовуючи, вибираємо чіп *UC3845*, оскільки він відповідає всім вимогам.

2.2.3 Частото задаючі елементи (C3 і R1)

В цій мікросхемі реалізовано генератор, який працює за таким принципом: спочатку конденсатор *C3* повільно заряджається від опорної напруги через резистор *R1*, а потім швидко розряджається постійним струмом розряду (зазвичай 8,3 мА) за допомогою внутрішнього перемикача.

Час, протягом якого конденсатор розряджається через внутрішній перемикач, визначає «мертвий час», тобто період, протягом якого силовий транзистор гарантовано закритий. Тому, змінюючи значення *R1* і *C3*, можна регулювати не тільки частоту перетворення, але і максимальний робочий цикл.

У цьому випадку "мертвий час" слід мінімізувати, щоб отримати коефіцієнт заповнення *D* якомога ближче до 50%. Для цього ємність конденсатора повинна бути якомога меншою, а опір резистора R1 — якомога більшим. Бажане значення R1 від 25 до 30кОм.

Формула для визначення частоти перетворення, що дозволяє розрахувати необхідні параметри:

$$f = \frac{1.72}{C_3 \cdot R_1}, \quad (2.1)$$

Однак для мікросхем *UC3844* і *UC3845* цю частоту потрібно подвоїти, оскільки вони використовують кожен другий такт для досягнення 50-відсоткового робочого циклу. Ми отримаємо приблизне значення ємності конденсатора 344 пФ, опір резистора 25K.

Вибір трохи меншого значення зі стандартної серії (330 пФ) дасть *R1*=26,06 кОм, що має бути найближчим значенням із серії 1% резисторів (26,1 кОм). Тепер визначимо максимальне і мінімальне значення частот наступним чином: *C3* – це керамічний конденсатор з діелектриком *NP0* і допуском ±5%. Внутрішній генератор має допуск частоти ±5% від температури.

Отже:

- Номінальна частота: 99.8kHz
- Мінімальна частота: 90.6kHz
- Максимальна частота: 110.1kHz

Тепер можна розрахувати "мертвий" час. Конденсатор *C3* розряджається фіксованим струмом 8.3mA (мінімум 7.6mA) з розмахом напруги 1.7V (дані зі специфікації). Таким чином, "мертвий" час буде:

$$t_{DEAD} = \frac{C_5 \cdot 1.7V}{7.6mA} = 74ns, \quad (2.2)$$

що становить менше одного відсотка від частоти перетворення. Отже, приймаємо мінімальне значення обмеження робочого циклу зі специфікації – 47%.

Визначимо мінімально можливий час відкритого стану ключа, коли контролер працює з максимально можливим *D*. Це буде за максимальної частоти перетворення і *D*=47%.

Період дорівнюватиме 9.1 мкс, а час відкритого стану ключа буде:

$t_{ON} = T * D = 4.28$ мкс.

Таким чином, мінімально можливий час зворотного ходу буде за максимальної частоти і D=49%: $t_{ON} = 4.46$ мкс, а $t_{off} = T - t_{ON} = 4.64$ мкс.

Отже, в найнесприятливіших умовах ми можемо забезпечувати струм у трансформаторі протягом 4.28 мкс і розряджати трансформатор протягом 4.64 мкс.

2.2.4 Трансформатор (T1)

Розрахунок трансформатора починається з визначення необхідної індуктивності первинної обмотки. Приймемо, що трансформатор повинен працювати в режимі короткочасного перевантаження за струмом з перевищенням 20%.

Це гарантуватиме відсутність проблем із зворотним зв'язком у режимі регулювання напруги та відсутність додаткових динамічних втрат при розмиканні силового транзистора. Таким чином, у трансформаторі має зберігатися рівно стільки енергії, щоб підтримувати вихідну напругу протягом 4,28 мкс.

$$A = \frac{P_{OUT}}{\eta * \varphi}, \quad (2.3)$$

Імпульсний струм у первинному колі:

$$\mathrm{I} = \sqrt{\frac{2 * A}{L_{PRI}}} = \sqrt{\frac{2 * P_{OUT}}{\eta * f * L_{PRI}}}$$

З іншого боку, за час t_{ON} при даній вхідній напрузі цей струм змінюватиметься за законом:

$$\frac{dI}{dt} = \frac{V_{IN}}{L_{PRI}}$$

і за час t_{ON} буде:

$$I = \frac{V_{IN} * t_{ON}}{L_{PRI}}$$

Поєднавши ці формули, визначимо L_{PRI} для найгірших умов: мінімальної вхідної напруги $V_{IN(MIN)}$, максимального навантаження P_{MAX} = P_{OUT}*1.2 та мінімальної частоти f_{MIN}. за цих умов трансформатор має накопичувати більше енергії.

$$L_{PRI} = \frac{V^2_{IN(MIN)} * t^2_{ON} * \eta * \varphi}{2 * P_{MAX}}$$

У нашому випадку максимальне значення індуктивності первинної обмотки:

$$L_{PRI} \leq \frac{200V^2 * 4.28us^2 * 0{,}85 * 90.6kHz}{2 * 57.6W} = 0{,}53mH$$

струм у первинної обмотки трансформатора:

$$I_{PRI} = \sqrt{\frac{2 * P_{OUT}}{\eta * f * L_{PRI}}} = \sqrt{\frac{2 * 57.6W}{0{,}85 * 90.6kHz * 0.53mH}} = 1.68A$$

середньоквадратичне значення струму:

$$I_{RMS} = I_{PRI} * \sqrt{\frac{D_{MAX}}{3}} = 1{,}68A * \sqrt{\frac{0.5}{3}} = 0{,}69A$$

Протягом часу t_{OFF} вся енергія, накопичена в осерді, передається у вихідний конденсатор і навантаження, а струм у вихідній обмотці повинен зменшитися до нуля перед початком наступного циклу. Під час зворотнього ходу до вихідної обмотки подається вихідна напруга V_{OUT} плюс падіння напруги на вихідному діоді V_{DOUT}.

Доцільно використати діод Шоткі з прямим падінням напруги 0.5 В на ньому. Окрім малого падіння напруги ці діоди характеризуються мінімальним часом перехідних процесів.

$$V_{OUT} + V_{DOUT} = L_{SEC} * \frac{I_{SEC}}{t_{OFF}}, \tag{2.4}$$

У той ж час енергія,що накопичена в трансформаторі $A = \frac{P_{OUT}}{f} = \frac{(V_{OUT}+V_{DOUT})*I_{OUT}}{f} = \frac{L_{SEC}*I^2{}_{SEC}}{2}$ повністю передається в навантаження. Розв'язавши і два рівняння отримаємо значення L_{SEC} для умови мінімально можливої робочої частоти:

$$L_{SEC} = \frac{(V_{OUT} + V_{DOUT}) * t^2{}_{OFF} * f_{MIN}}{2 * I_{OUT(MAX)}}, \tag{2.5}$$

У нашому випадку максимально допустима індуктивність вторинної обмотки:

$$L_{SEC} \leq \frac{(12V + 0{,}5V) * 4.64us^2 * 90.6kHz}{2 * 2.4A} = 5.08uH, \tag{2.6}$$

Відповідно, струм у вторинній обмотці:

$$I_{SEC} = \frac{(V_{OUT} + V_{DOUT}) * t_{OFF}}{L_{SEC}} = \frac{(12V + 0.5V) * 4.64us}{5.08uH} = 11.4A, \tag{2.7}$$

При цьому коефіцієнт трансформації:

$$K = \sqrt{\frac{L_{PRI}}{L_{SEC}}} = \sqrt{\frac{0.53mH}{5.08uH}} = 32.3, \tag{2.8}$$

Напруга на силовому ключі без урахування індуктивного викиду дорівнюватиме: $V_{DS} = V_{IN(MAX)} + (V_{OUT} + V_{DOUT}) * K = 373VDC + (12V + 0{,}5V) * 32.3 = 776V$.

Всі надані розрахункові значення на даний момент є приблизними і потребують уточнення при проектуванні конкретного трансформатора. Індуктивність первинної обмотки може перевищувати 0,53 мГн, а індуктивність вторинної обмотки може перевищувати 5,08 мкГн.

У цьому випадку максимальна напруга на силовому ключі 776 В є занадто високою для транзистора з максимальною напругою втік - витік 800 В з точки зору запасу напруги, і може знадобитися досить жорсткий демпфер. Наприклад, можливо, варто знизити це значення до максимальної напруги 700 В.

Це можливо тільки за умови зменшення індуктивності первинної обмотки, що збільшує силу струму в первинному колі і збільшує зворотну напругу на вихідному діоді.

Розрахуємо, як це вплине на параметри, якщо максимальна напруга втік-витік зменшиться до 500В. Коефіцієнт трансформації при цьому має стати:

$$K = \frac{V_{DS(MAX)} - V_{DS(MIN)}}{V_{OUT} + V_{DOUT}} = \frac{700V - 373VDC}{12V + 0.5V} = 26.2, \qquad (2.9)$$

Індуктивність первинної обмотки зменшиться до:

$$L_{PRI} = L_{SEC} * K^2 = 5.08uH * 26.2^2 = 3487uH, \qquad (2.10)$$

А струм на первинному боці збільшиться до:

$$I_{PRI} = \sqrt{\frac{2 * P_{MAX}}{\eta * f_{MAX} * L_{PRI}}} = \sqrt{\frac{2 * 57.6W}{0.85 * 90.6kHz * 3487uH}} = 0.65A, \qquad (2.11)$$

При зниженні максимальної напруги на силовому ключі на 10%, струм зменшився майже на 40%. Отже зменшений первинний струм призводить до різкого зменшення індуктивного викиду при вимиканні силового транзистора.

У нашому прикладі отримані дані відповідають вимогам, тому приймемо $V_{DS(MAX)}$=776V і K=32,3.

Метою розрахунку трансформатора є визначення типу та матеріалу осердя, оцінка загальних втрат в трансформаторі (втрати в фериті і міді) та оцінка теплових режимів трансформатора.

Для живлення від мережі слід враховувати вимоги електробезпеки, зокрема, шлях витоку між первинною та вторинною сторонами має бути не менше 6 мм.

Це обмежує мінімальний розмір осердя.

Проблеми зазвичай виникають під час використання осердь W, менших за *E19-E20*. Крім того, якщо планується отримати кілька вихідних напруг від одного трансформатора, недостатня кількість стандартних виводів каркасу може стати обмежуючим фактором. Чим більше осердя, тим менші втрати в трансформаторі, а більший об’єм матеріалу зменшує власні втрати.

Для цього прикладу розглянемо на осердя *EFD-25* із фериту N87. Цей ферит близький за параметрами до фериту *Epcos N87* і є недорогим матеріалом з дуже низькими втратами в діапазоні індукції від 0,25 до 0,3 Тл.

Для дрібносерійних виробів можливе використання трансформаторів з тороїдальними осердями. В якості матеріалу зазвичай використовується так званий μ-метал. Втрати в цих матеріалах приблизно на порядок більші, ніж у фериті при 100 кГц. Однак через невеликий об'єм кільця абсолютні втрати знаходяться на цілком прийнятному рівні.

Якість кінцевого продукту безпосередньо залежить від правильності розрахунків і підбору комплектуючих. У кожному окремому випадку необхідно враховувати всі можливі фактори, щоб забезпечити оптимальну роботу системи.

$$A_E = \frac{A_{E(O)} * I_E}{\mu_E * g}, \quad (2.12)$$

де:

$A_{E(0)}$ – значення індуктивності на виток для осердя без зазору (із специфікації)

L_E – довжина середньої лінії осердя

μ_E – початкова магнітна проникність осердя без зазору

g – введений зазор

Розрахунки почнемо з максимального зазору, що відповідає індуктивності 160 nH/Виток². Ми повинні отримати індуктивність первинної обмотки 0.53мГн:

$$N1 = \sqrt{\frac{L_{PRI}}{A_L}} = \sqrt{\frac{0.53mH}{\frac{160nH}{T^2}}} = 57 \text{ витків}, \quad (2.13)$$

Протягом 4.28 мікросекунд прямого ходу до первинної обмотки трансформатора буде подана мінімальна вхідна напруга $V_{IN(MIN)}$ = 200V. Мінімальна площа перерізу осердя *EFD-25* A_E=57мм². Таким чином, розмах індукції в осерді буде:

$$\Delta B = \frac{V_{IN(MIN)} * t_{ON}}{A_E * N1}, \quad (2.14)$$

Ця індукція цілком прийнятна і має великий запас по індукції насичення. Враховуючи залежності питомих втрат від індукції та частоти для обраного матеріалу при *f*=100 кГц і *B*=*ΔB*/2=0,1Т, отримуємо питомі втрати 130 кВт/м3 (або 130 мВт).

Об'єм осердя згідно специфікації становить *Ve*=3310 мм3 (або 3,31 см3), що призводить до втрат в осерді *PCORE* = 430 мВт. Втрати в фериті зменшуються з підвищенням температури. Наприклад, при 100°C питомі втрати становлять лише 50 мВт/см3, але втрати в осердю становлять 166 мВт.

Питомий опір міді зростає з підвищенням температури, збільшуючи втрати в обмотках. Тому для вибору оптимальної конфігурації трансформатора необхідно оцінити загальні втрати при кімнатній температурі 100°C, враховуючи загальні вимоги до конструкції (діапазон робочих температур, умови охолодження тощо).

Оінимо, що станеться з меншим зазором, що відповідає 250 нГн/об². При цьому параметрі потрібно 62 витка і індукія 0,24 т. Це збільшує втрати в сердечнику приблизно до 660 мВт, що призводить до відсутності запасу по індукції насичення. Тому варто не лише зупинитися на першому варіанті, а й порахувати загальний збиток другого варіанту.

Максимально можлива індуктивність вторинної обмотки становить 5,08 мкГн, що для обраного сердечника відповідає .

$$N1 = \sqrt{\frac{L_{SECI}}{A_L}} = \sqrt{\frac{5.08uH}{\frac{160nH}{T^2}}} = 5.6 \text{ витків}, \quad (2.15)$$

Індуктивність вторинної обмотки не може перевищувати 5.08uH, тому ми заокруглюємо отримане значення до 5 витків, що відповідає 4uH для вторинної обмотки. Це призведе до збільшення коефіцієнта трансформації до 15.6, що збільшить максимальну напругу на силовому ключі первинної сторони.

$$V_{DS} = V_{IN(MAX)} + (V_{OUT} + V_{DOUT}) * K = 373VDC + (12V + 0.5V) * 15.6 = 568V, \quad (2.16)$$

Ця напруга вже дуже велика для 600-вольтового ключа. В такому випадку можна застосувати силовий транзистор з більшою максимальною напругою, наприклад, 800 В, але такі транзистори, як правило, мають в декілька разів більший опір відкритого каналу. Це спричинить збільшення статичних втрат в силовому ключі і зменшення ККД перетворювача. До того ж, транзистори з більшим значенням максимально допустимої напруги, зазвичай, є суттєво дорожчими.

Для отримання запасу в 50V можна зменшити кількість витків первинної обмотки (і, відповідно, її індуктивність). У нашому випадку отримаємо необхідний коефіцієнт трансформації K = 14.16 і кількість витків первинної обмотки N1 = 70.8 – > 70 витків з індуктивністю 784μH. Тепер уточнимо максимальне значення струму первинної сторони, часові інтервали в номінальному режимі та середньоквадратичні значення струмів (це нам знадобиться для розрахунку втрат та вибору компонентів).

Максимальний струм первинної сторони:

$$I_{PRI(MAX)} = \sqrt{\frac{2 * P_{MAX}}{\eta * f_{MAX} * L_{PRI}}} = \sqrt{\frac{2 * 57.6W}{0.85 * 90.6kHz * 784uH}} = 2.85A, \quad (2.17)$$

Номінальний струм первинної сторони:

$$I_{PRI(NOM)} = \sqrt{\frac{2 * P_{OUT}}{\eta * f_{NOM} * L_{PRI}}} = \sqrt{\frac{2 * 48W}{0.85 * 99.8kHz * 0.53mH}} = 0.22A, \quad (2.18)$$

Час відкритого стану ключа в номінальному режимі:

$$t_{ON} = \frac{I_{PRI(NOM)} * L_{PRI}}{V_{IN(NOM)}} = \frac{0.22A * 784uH}{311V} = 0.55uS \rightarrow D_{PRI} = 0.005, \quad (2.19)$$

Середньоквадратичне значення струму первинної сторони:

$$I_{PRI(RMS)} = I_{PRI(NOM)} * \sqrt{\frac{D_{PRI}}{3}} = 0.22A * \sqrt{\frac{0.005}{3}} = 0.009A, \quad (2.20)$$

Струм вторинної сторони:

$$I_{SEC} = I_{PRI(NOM)} * K = 0.009A * 14 = 0.13A, \quad (2.21)$$

Час зворотного ходу:

$$t_{SEC} = \frac{I_{SEC} * L_{SEC}}{V_{OUT} + V_{DOUT}} = \frac{0.13A * 4uH}{12V + 0.5V} = 0.04uS \rightarrow D_{SEC} = 0.004, \quad (2.22)$$

Середньоквадратичне значення струму вторинної сторони:

$$I_{RMS(SEC)} = I_{SEC} * \sqrt{\frac{D_{SEC}}{3}} = 0.13A * \sqrt{\frac{0.004}{3}} = 4.7mA, \quad (2.23)$$

Для розрахунку втрат на вихрові струми нам також знадобляться значення постійної та змінної складових вторинного струму.

$$I_{DC(SEC)} = I_{SEC} * \frac{D_{SEC}}{2} = 0.13A * \frac{0.004}{2} = 0.26mA, \quad (2.24)$$

$$I_{AC(SEC)} = I_{SEC} * \sqrt{\frac{D_{SEC}}{3} - \frac{D^2{}_{SEC}}{4}} = 0.13A * \sqrt{\frac{0.004}{3} - \frac{0.004^2}{4}} = 4.7mA, \quad (2.25)$$

Напруга живлення контролера повинна бути в діапазоні від 11.5 до 16 В. Однак вибрати оптимальну напругу складно: на низькому рівні контролер може вимкнутися, коли на виході перетворювача немає навантаження, тоді як на високому рівні можуть виникнути проблеми з правильною обробкою умов

перевантаження та короткого замикання. В даному випадку можна зупинитися на напрузі живлення ШІМ–контролера 13В, для якого знадобиться наступна кількість витків:

$$N_{BIAS} = \frac{(V_{BIAS} + V_D) * N2}{V_{OUT} + V_{DOUT}} = \frac{(13V + 0.6V) * 5}{12V + 0.5V} = 5.44, \quad (2.26)$$

Оскільки число витків не ціле, потрібно вибрати 5 або 6 витків. При п'яти витках напруга живлення контролера становитиме 11.9 В, а при шести обертах – 14.4 В. Зупинимося на шести витках обмотки живлення контролера, позаяк в першому випадку занадто малий запас до максимально допустимої напруги відключення контролера (11.5В).

Підведемо підсумок уточненого розрахунку трансформатора:

Первинна сторона:

- $T_{ON(NOM)} = 0.55uS$
- *N1* = 57 витків
- L_{PRI} = 784мкГн
- $I_{PRI(MAX)} = 2.85A$
- $I_{PRI(NOM)} = 0.22A \rightarrow I_{RMS(PRI)} = 0.009A$
- $V_{DS(MAX)}$ = 568В

Вторинна сторона:

- $T_{ON(NOM)}$ = 3.81us
- $N2$ = 5 витків
- L_{SEC} = 4мкГн
- $I_{SEC(NOM)} = 0.13A \rightarrow I_{RMS(SEC)} = 4.7mA$
- $I_{DC(SEC)} = 0.26mA$
- $I_{AC(SEC)} = 4.7mA$

Обмотка живлення ШІМ – контролера:

- N_{BIAS} = 6 витків

2.2.5 Силовий ключ (VT1)

Зворотноходовий перетворювач вимагає двох основних характеристик: низький опір силового транзистора у відкритому стані та високу максимально – можливу напругу втік – витік., але на практиці обидві вимоги суперечать одна одній.

Через вплив багатьох факторів, які важко врахувати, точно розрахувати швидкість перемикання польового транзистора важко, і потрібно задовольнятися лише приблизними оцінками. Тому мінімальною вимогою є здатність переносити максимальний імпульсний струм.

У найгіршому режимі первинний струм може досягати 0.98 А, вибираючи з транзистора 600 вольт. Для якісної оцінки ми використовуємо два польових транзистора від *International Rectifier*:

IRFR1N60ARDS = 7.0Ω та *Qg* = 9.3nC typ.

IRFRC20RDS = 4.4Ω та *Qg* = 12nC typ.

Статичні втрати розрахувуються за допомогою добутку відкритого каналу на квадрат середньоквадратичного первинного струму:

$P_{IRFR1N60A}$ = 7.0 Ω*0.23A² = 370mW

$P_{IRFRC20}$ = 4.4 Ω*0.23A² = 233mW

Слід зазначити, що з підвищенням температури опір польових транзисторів різко зростає і подвоюється при 120°C на кристалі.

Далі оцінимо динамічні втрати. Необхідно знати швидкість перемикання транзистора. Найпростіший спосіб отримати це значення – це специфікація транзистора (t_{FALL}).

Виглядатиме так:

$t_{IRFR1N60A}$ = 20ns

$t_{IRFRC20}$ = 25ns

Динамічні втрати при вимкненні транзистора:

$$P_{OFF} = \frac{(V_{IN} + V_{OUT}) * I_{PRI} * t_{FALL} * t_{SW}}{2}, \quad (2.27)$$

Відповідно:

$$P_{SW(IRFR1N60A)} = \frac{481V * 0{,}65A * 20ns * 100kHz}{2} = 312mW, \quad (2.28)$$

$$P_{SW(IRFRC20)} = \frac{481V * 0{,}65A * 25ns * 100kHz}{2} = 390mW, \quad (2.29)$$

Однак при високих вхідних напругах ці значення зазвичай виявляються неточними. Зсув фази зростання напруги від падіння струму внаслідок заряду паразитної ємності трансформатора не враховується. На жаль, обчислення міжвиткової ємності трансформатора дуже складне, і його потрібно робити на основі частоти паразитних коливань в первинній обмотці. Трансформатора.

Оскільки ефект дуже важливий (знову ж при високій вхідній напрузі), розглянемо якісний ефект. Якщо еквівалентна паразитна ємність трансформатора становить 50 пФ (до неї також додається нелінійна вихідна ємність силового транзистора), то час заряду цієї ємності до напруги V_{IN} + V_{REFL} і є струмом I_{PRI}.

$$t_{CHARGE} \equiv \frac{C_{EQV} * (V_{IN} + V_{REFL})}{I_{PRI}} = \frac{50pF * (311V + 177V)}{0{,}65A} = 37ns, \quad (2.30)$$

Насправді це значення ще вище. При нульовій напрузі стоку вихідна ємність I_{RFRC20} становить приблизно 500 пФ, але вже при 200 В вона стає ще менше.

Тому польовий транзистор відключається набагато швидше, ніж заряджається відповідний паразитний конденсатор, і динамічних втрат немає зовсім. Еквівалентна паразитна ємність трансформатора викликає додаткові втрати при включенні силового польового транзистора.

Втрати внаслідок протікання струму заряду конденсатора схеми точно дорівнюють енергії, що зберігається в конденсаторі, помноженій на частоту перетворення:

$$P_{CAP} = \frac{C_{EQV} * U^2{}_{DISCH}}{2} * f, \qquad (2.31)$$

Паразитна ємність трансформатора прагне розрядитися до нуля, тому можна прийняти напругу на ключі U_{DISCH} за напругу живлення (другий кінець «конденсатора» приєднано до вхідної напруги). Прийнявши C_{EQV} = 50pF, отримаємо:

$$P_{CAP} = \frac{50pF * 311\text{V}}{2} * 100kHz = 242mW, \quad (2.32)$$

Насправді втрати будуть трохи більшими. Зі зменшенням напруги стоку вихідна ємність польового транзистора зростає нелінійно, але її внесок незначний.

Насправді втрати будуть трохи більшими. Зі зменшенням напруги стоку вихідна ємність польового транзистора зростає нелінійно, але її внесок незначний.

Отримаємо у результаті загальні втрати на силових ключах:

$P_{\Sigma(IRFR1N60A)} = P_{DC} + P_{CAP} = 370mW + 242mW = 612mW$

$P_{\Sigma(IRFRC20)} = P_{DC} + P_{CAP} = 233mW + 242mW = 475mW$

Це означає, що ККД транзистора I_{RFRC20} в цьому випадку значно покращується. Для перетворювачів постійного струму з високими частотами перетворення, динамічні втрати важливі як для вибору найшвидших перемикачів, так і для оптимізації керування, спрямованого на зменшення паразитних опорів як у колах затвора, так і в колах витоку.

Для експериментальної оцінки втрат в транзисторі і, як наслідок, ступеня його перегріву, на схемі розмістимо силовий транзистор I_{RFRC20} на тонкому дроті над багатокутником розсіювання тепла та виміряємо температуру корпусу транзистора при повному навантаженні. Експеримент показав перегрів 80°C відносно повітря. Специфікації транзистора вказують термічний опір кристала (середовище 110°C/Вт). При температурі кристалу 105°C опір відкритого каналу в 1.7 рази перевищує номінальне значення, або в 1.7 рази, тобто 6.8 Ом, втрати через протікання постійного струму становлять 360 мВт.

Це означає, що розрахункова потужність транзистора становить 600 мВт, що повинно призвести до перегріву на 66°C. Це призводить до помилки перегріву 14°C, що відповідає помилці втрати потужності приблизно 130 мВт. Тепер ми можемо обчислити силу струм, який використовує схема керування для перемикання силового транзистора.

Транзистор включається, коли напруга на стоку приблизно дорівнює напрузі на вході (для 311 В). При цьому загальний заряд становить приблизно 16 нКл. Транзистор вимикається при нульовій напрузі (через вплив паразитної ємності трансформатора і транзистора). Тут ми зосередимося лише на заряді перемикання затвора близько 3 нКл.

Отже, струм увімкнення транзистора становить Q_G*f_{SW} = 16 нКл*100 кГц = 1,6 мА, а струм вимикання становить 3 нКл*100 кГц = 0,3 мА. Загальний струм, споживаний колом керування, становить 2 мА.

2.2.6 Елементи в кола керування силовим ключем (R7, VD2)

Метою цього кола є уповільнення включення силового транзистора та збереження або навіть збільшення максимально можливої швидкості вимикання (це особливо актуально для перетворювачів *DC-DC*).

Резистор *R7* обмежує струм заряду затвора і швидко розряджає ємність затвора через діод *VD2*. Діодом *VD2* може бути будь-який швидкопрацюючий діод. Широко використовувані BAS16 або 1N4148 підходять. Вибрати резистор R7 складніше.

З одного боку, бажано максимально зменшити швидкість розмикання транзистора, щоб зменшити завади, викликані швидким розрядом паразитної ємності трансформатора, але з іншого боку, бажано максимально зменшити швидкість розмикання транзистора, щоб зменшити завади, спричинені швидким розрядом паразитної ємності трансформатора, але, з іншого боку, бажано, щоб запобігти цьому, зберегти швидкість розмикання силового транхзистора якомога менша.

Динамічні втрати в режимі короткого замикання, коли блок переводиться в режим безперервного струму (безперервний режим). Щоб оцінити потужність резистора *R7*, можна вибрати час зарядки паразитної ємності трансформатора так, щоб падіння струму становило одну десяту від номінального значення.

Приблизна оцінка паразитної ємності трансформатора з C_{EQV} = 50 пФ становить:

$$\tau = \frac{C_{EQV} * V_{IN}}{0{,}1 * I_{PRI}} = \frac{50pF * 311\text{V}}{0{,}1 * 0{,}65A} = 240ns, \quad (2.33)$$

Визначимо струм затвора, що відповідає такому часу відкриття транзистора, виходячи із загальної енергії його перемикання:

$$\text{I}_{GATE} = \frac{\text{Q}_\text{G}}{\tau} = \frac{16\text{nC}}{240ns} = 670mA, \quad (2.34)$$

Якщо прийняти напругу живлення контролера за 15V, а напруга плато Міллера за 5V, то різниця складе 10V, і шуканий номінал резистора *R7* складе:

$$R7 = \frac{V_{CC} - V_{MILLER}}{\text{I}_{GATE}} = \frac{15\text{V} - 5V}{670mA} = 15\Omega, \quad (2.35)$$

Насправді це значення може бути трохи нижче, але більший стрибок струму при включенні силового транзистора змушує вибрати коло *R5, C5* з більшою постійною часу і тривалістю струму.

Це призводить до швидкого зростання струму короткого замикання. Однак, якщо значення *R7* занадто велике, динамічні втрати швидко зростуть, коли транзистор вмикатиметься, і силовий транзистор серйозно перегріється, якщо вихід замкнеться.

Отже, можна сказати, що оптимальне значення *R7* знаходиться в діапазоні від десятків до 150. У нашому випадку ми зупиняємося на значенні, близькому до розрахункового *R7* = 20Ω.

2.2.7 Датчик струму та його кола (R8, R5, C5)

Датчик струму необхідно вибирати так, щоб забезпечити нормальну роботу пристрою при номінальному навантаженні, а обмеження струму відбувається при мінімально можливому навантаженні.

Номінальний струм первинного кола є найгіршим випадком:

$$I_{PRI} = \sqrt{\frac{2 * P_{OUT}}{\eta * f_{MIN} * L_{PRI}}} = \sqrt{\frac{2 * 48W}{0{,}85 * 90{,}6kHz * 3487uH}} = 0{,}6A, \quad (2.36)$$

При цьому напруга на вході обмеження струму контролера не повинна перевищувати нижнього порога рівня спрацьовування струмового захисту (0.9V). Тобто максимальне значення резистора *R8* становитиме:

$$R8 < \frac{V_{PIN3(MIN)}}{I_{PRI}} = \frac{0{,}9V}{0{,}6A}, \quad (2.37)$$

У номінальному режимі на резисторі датчика струму розсіюватиметься потужність:

$$P_{R8} = I^2{}_{RMS(PRI)} * R8 = 0{,}23^2 A * 1\Omega = 53mW, \quad (2.38)$$

У цьому випадку ми бачимо, що будь-який резистор, починаючи з розміру 1206, може бути використаний як датчик струму. У *DC-DC* перетворювачах втрати датчика струму можуть досягати великих значень при низьких вхідних напругах.

Коли вхідна напруга зменшується, первинний струм збільшується, а максимальна напруга датчика струму залишається незмінною, тому часто використовується трансформатор струму або додається постійне зміщення до сигналу струму.

Однак цей метод корисний для невеликих кількостей. Рівень пилкоподібного сигналу повинен бути достатнім для нормальної роботи ШІМ-контролера. Опір датчика струму доцільно зменшити більш ніж вдвічі.

Ділянка схеми *R5, C5* служить для придушення сплеску сигналу струму дроселя за рахунок примусової зарядки паразитної ємності трансформатора. Цей сплеск не впливає на роботу захисту живлення, але він миттєво вимикає контролер, що працює в режимі живлення.

Знову ж таки, постійна часу цієї схеми повинна бути того ж порядку, що й очікувана тривалість розряду при розрахунку резистора *R7*, приблизно 180 нс. На практиці це значення може дещо зменшитися приблизно до 100-150 нс. Затримки 50-150 нс вже введені в нові серії контролерів мікроспоживачів і можуть не вимагати зовнішньої схеми.

Абсолютні значення резисторів і конденсаторів не важливі в межах розумного. Як правило, резистор *R5* вибирають не дуже великий, в діапазоні від 300 Ом до 1 кОм. Виберемо наприклад, *R5* = 510 Ом.

Отже, ємність конденсатора *C7* дорівнює:

$$C5 = \frac{\tau}{\mathrm{R5}} = \frac{(100..150)\mathrm{ns}}{510\Omega} = (196..290)ns, \qquad (2.39)$$

У результаті отримуємо *R5* = 510Ом і *C5* = 200пФ – комбінацію, яка чудово зарекомендувала себе на практиці.

2.2.8 Елементи запуску (R1, R2)

При подачі вхідної напруги конденсатор С3 починає повільно заряджатися через резистори R1 і R2.

У цей момент мікросхема споживає дуже мало енергії, оскільки внутрішня схема мікросхеми вимкнена внутрішньою ланцюгом блокування зниженої напруги (UVLO).Пусковий опір має бути обраний таким чином, щоб гарантувати цей пусковий струм.

Необхідно два таких резистора, це вимога стандартів електробезпеки для обмеження струму, якщо один елемент виходить з ладу. Тому логічно використовувати чіп-резистори типорозміру 1206, кожен з максимально допустимою напругою мінімум 150 В.

При мінімальній вхідній напрузі сума опорів цих резисторів повинна забезпечувати пусковий струм UC3845A - ISTART = ~0,5 мА, але напруга мікросхеми повинна піднятися до пускової напруги мікросхеми - VSTART = ~17,5В.

$$(R1 + R2) \leq \frac{V_{DC(MIN)} - V_{START}}{\mathrm{I}_{START}} = \frac{249\mathrm{V} - 17{,}5V}{0{,}5mA} = 214\Omega, \qquad (2.40)$$

Візьмемо запас опором *R1* = *R2* = 10кОм. Максимальна вхідна напруга на них розсіюватиметься:

$$P_{R1,R2} = \frac{\left(V_{DC(MAX)} - 14{,}5V\right)^2}{R1 + R2} = \frac{(373VDC - 14{,}5V)^2}{10\mathrm{K} + 10\mathrm{K}} = 0{,}64W, \qquad (2.41)$$

Зрозуміло, що в цьому випадку не можна використовувати два резистора 1206. Це пояснюється тим, що їх загальна втрата потужності становить лише 0,5 Вт. Тому нам слід використовувати два резистори по 0,5 Вт або три-чотири резистори номіналом 1206.

Ще краще використовувати версію ШІМ-контролера з низьким енергоспоживанням, наприклад серію UCC3813. У цьому випадку загальний опір пускового резистора буде порядку 1МОм, а потужність, яка розподіляється на пусковий резистор, буде незначною.

2.2.9 Схема живлення контролера (VD1, R6, C6)

Після запуску ШІМ-контролера, коли напруга живлення досягає порогового значення, усі внутрішні кола підключаються, і споживання електроенергії швидко зростає. Крім того, імпульс починає досягати затвора силового транзистора і додатковий струм споживається для підзарядки його ємності.

Вихідна напруга спочатку дорівнює нулю, але починає повільно зростати, коли вихідний конденсатор заряджається. В даний час ШІМ контролер працює в режимі обмеження струму. Тривалість вихідного імпульсу визначається напругою датчика струму, але так як вихідна напруга ще не досягла необхідної, схема зворотного зв'язку працювати не буде.

Напруга обмотки живлення також низька, і контролер живиться від енергії, що зберігається в конденсаторі C6. Тому енергії, що міститься в ньому, повинно вистачати на весь час процесу запуску, і чим більше потужність виходу приладу, тим вона повинна бути більшою. Спочатку обчислимо струм, споживаний контролером із конденсатора C6. Він складається з фактичного споживання електроенергії контролером (до 17 мА) і струму, що заряджає затворний конденсатор (2 мА, як було показано раніше).

Це означає, що максимальне загальне споживання струму IPWM = ~19 мА. Контролер включається при напрузі (14,5-17,5) В і вимикається при (8,5-11,5) В, але з постійним гістерезисом VHIST = 6 В.

Для цього встановимо максимально можливу ємність на виході блоку (наприклад 4700 мкФ) і розрахуйте час зарядки при номінальному вихідному струмі:

$$t_{START} \equiv \frac{C_{OUT} * V_{OUT}}{I_{OUT(NOM)}} = \frac{4700\mu F * 12V}{2A} = 28.2ms, \quad (2.42)$$

Тепер легко можемо знайти мінімально можливу ємність конденсатора *C6*:

$$C6 > \frac{I_{PWM} * t_{START}}{V_{HIST}} = \frac{19mA * 28{,}2ms}{6V} = 89{,}3\mu F, \quad (2.43)$$

Отже, використовуючи звичайний алюмінієвий конденсатор 100 мкФ*25 В, забезпечимо стабільний запуск пристрою із загальною вихідною ємністю до 4,7 нФ.

При короткому замиканні на виході напруга на обмотці живлення не досягне достатнього значення для роботи ШІМ-контролера і періодично будуть відбуватися цикли запуску.

Розрахуємо співвідношення часу роботи блоку КЗ і заряду конденсатора через пусковий резистор при відсутності струму живлення по елементах схеми.

Розрахунки зроблені для номінальної напруги мережі 220 В змінного струму.

Пристрій спрацьовує при короткому замиканні, при цьому конденсатор С6 розряджається до значення VHIST = 6 В за рахунок струму споживання контролером 19 мА.

$$t_{ON} = \frac{C6 * V_{HIST}}{I_{PWM}} = \frac{100\mu F * 6V}{19mA} = 32ms, \quad (2.44)$$

Заряд *C6* відбуватиметься через резистори запуску сумарним опором 200кОм струмом, відповідно:

$$I_{CHARGE} = \frac{V_{IN(NOM)} - V_{START(MAX)}}{R1 + R2} = \frac{311VDC - 17{,}5V}{10K + 10K} = 0{,}147mA, \quad (2.45)$$

Звідки час заряду:

$$t_{OFF} = \frac{C6 * V_{HIST}}{I_{CHARGE}} = \frac{100\mu F * 6V}{0{,}147mA} = 4080ms, \quad (2.46)$$

Співвідношення tON: tOFF дорівнює 0,08.

Фактично ця величина є співвідношенням струму заряду конденсатора C6 і струму його розряду. tON/tOFF = ICHARGE/IPWM.

На практиці це означає, що перегрів пристрою при короткому замиканні через періодичні перезавантаження в 12,5 разів менше, ніж при безперервній роботі в режимі короткого замикання. Однак це співвідношення залежить від вхідної напруги. Чим вище вхідна напруга, тим сильніше блок буде перегріватися в разі короткого замикання.

На жаль, логіка, яка визначає це коротке замикання, може фактично дати збій. Ця проблема пов'язана з перенесенням коливань від індуктивності втрат первинної обмотки до обмотки живлення. Під навантаженням ці викиди заряджають C6 і запобігають вимкненню контролера. Тому, щоб мінімізувати їх вплив, в коло силової обмотки вставляють резистивний елемент, в даному випадку резистор R6.

У деяких випадках можна використовувати додатковий RC-фільтр з постійною часу, більшою, ніж у схеми. Індуктивність втрат - це паразитна ємність трансформатора. Замість резистора можна використовувати активний фільтр або, що ще краще, маленький індуктор.

Проблема підбору резистора R6 дуже складна. З одного боку, він повинен бути достатньо великим, щоб ефективно інтегрувати паразитне випромінювання, а з іншого боку, він не повинен викликати занадто велике падіння напруги в режимах майже холостого ходу. Його номінальне значення зазвичай становить 68 кОм. Цю дилему особливо важко вирішити, якщо внутрішнє споживання ШІМ-контролера низьке.

Мікросхема стандарту UC384(2-5) в більшості випадків може обійтися без резисторів, а ось мікроспоживчі клони серії UCC3813 вимагають використання резисторів. Ми використовуємо котушку індуктивності (але виявилося, що

індуктор досить малий; струм через індуктор незначний, а індуктивність зазвичай мала (10..47) мкГн).

Це означає, що схема інтегратора повинна бути обрана так, щоб блок працював стабільно при мінімально можливому навантаженні і стабільно перезапускався в абсолютному діапазоні напруги живлення в разі короткого замикання.

2.2.10 Вихідний діод (VD5)

Для низьких вихідних напруг раціонально використовувати діоди Шотткі, як такі, що мають низьке пряме падінням напруги і відмінні частотні властивостями. При вищих виходах, починаючи приблизно від 24В, використовують надшвидкі діоди – широко поширені діоди Шоттки випускаються на напругу лише до 100В.

Зворотна напруга на вихідному діоді складатиметься з вихідної напруги та «відбитого» на вторинний бік вхідної напруги:

$$V_{D5} = \frac{V_{IN}}{K} + V_{OUT}, \tag{2.47}$$

У нашому випадку максимальна напруга на вихідному діоді буде:

$$V_{D4} = \frac{373V}{32{,}3} + 12V = 23{,}5V, \tag{2.48}$$

Тому використання діода Шотткі на 60 вольт цілком прийнятно. Зрозуміло, що середній струм через діод дорівнює ефективному струму у вторинній обмотці (в даному випадку 4,24 А). Тому втрати вихідного діода можна оцінити як добуток цього струму та падіння напруги постійного струму. (Насправді це пов’язано з нелінійністю, і вольт-амперні характеристики діода можуть бути трохи меншими).

Для цього прикладу ми можемо використовувати діод 50WQ06N або подвійні діоди 6CWQ06N у корпусі DPAK від International Rectifier. При використанні 6CWQ06N обидва діода підключаються паралельно.

Розглянемо випадок застосування першого діоду (50WQ06N). Якщо сила струму становить 4,24 А, а температура кристала +25 °С, падіння напруги на 50WQ06N становить 0,53 В, тому втрати на діодах: 4,24 А*0,53 В = 2,25 Вт при +125. При °С ці втрати трохи нижчі – 2,12 Вт. Однак до цих втрат додаються втрати через зворотний струм, і ця частка швидко зростає зі збільшенням температури кристала. Якщо номінальна вхідна напруга 220 В змінного струму, то зворотна напруга діода становить 23,5 В, а при кімнатній температурі зворотний струм становить лише 0,08 мА, а при +125 °С вже 11 мА.

Зворотна напруга прикладається до вихідного діода TON(NOM), і втрату зворотного струму можна оцінити як добуток зворотного струму та напруги на діоді на робочий цикл (значення температури наведено в дужках – +125°С):

$$P_{REV} = V_{D4} * T_{ON(NOM)} * f = 0{,}08mA(11mA) * 23{,}5V * 0{,}55\,\mu s * 100\text{kHz} = \\ = 1{,}03mW(142mW), \qquad (2.49)$$

Видно, що при високих температурах втрати на зворотний струм вже помітні, але все ще покриваються невеликими втратами на постійний струм. Вибір вихідного діода з невеликим запасом напруги може змінити ситуацію. Тому рекомендується використовувати діод Шотткі з запасом напруги не менше 50%.

Коли діод закритий і напруга на ньому швидко зростає, у колі генератора виникають високочастотні коливання, що складаються з індуктивності втрат трансформатора, паразитної ємності трансформатора та паразитної ємності самого вихідного діода. Таким чином, демпферний контур RdCd можна підключити паралельно до VD5.

У цьому випадку ємність трохи більше паразитної ємності діода, а опір підбирається в умовах суто неперіодичного процесу. Також, ємність діода дорівнює приблизно 100 пФ, а демпфіруюча ємність може становити номінальне значення (180..200) пФ.

Значення опору резистора оцінимо за таких умов:

$$\sqrt{L * C} = R_d * C_d, \qquad (2.50)$$

У нашому випадку оцінний опір резистора:

$$R_d = \frac{\sqrt{L_{LEAK(SEC)} * (C_{TR} + C_{D4})}}{C_d} =$$

$$= \frac{\sqrt{4\mu H * 0{,}02 * (50pF + 100pF)}}{200pF} = 17\Omega, \quad (2.51)$$

Тому значення опору 20 Ом для демпферного резистора є досить поширеним. Кожен цикл як розряджає, так і заряджає конденсатор, тому розсіювана потужність дорівнює енергії, що зберігається в конденсаторі, помноженій на частоту перетворення, помножену на 2.

$$P_{RD} = C_d * V_{D4} * f = 200pF * 34{,}2V * 100\text{kHz} = 23mW, \quad (2.52)$$

У нашому випадку можна обійтися резистором розміру 1206.

2.2.11 Конденсатор фільтру (C1)

Конденсатор фільтра повинен мати дві характеристики. По-перше, його ємність має бути достатньо великою, щоб можна було отримати стабільну петлю зворотного зв'язку. Коли вихідний струм значно зменшується від номінального значення до нуля, ШІМ-контролеру зазвичай потрібно від 10 до 20 циклів частоти (nCP), щоб досягти зменшення коефіцієнта заповнення.

Тепер нам потрібно визначити максимально допустиме перевищення вихідної напруги ΔVOUT під час перехідного процесу.

Мінімальна ємність конденсатора C1 становить:

$$\text{C} = \frac{I_{OUT} * n_{CP}}{\Delta V_{OUT} * f}, \quad (2.53)$$

Чим більший вихідний конденсатор, тим менша амплітуда падіння навантаження/пускового розряду (але довша тривалість) і тим легше отримати стабільну петлю зворотного зв'язку.

Крім того, вища ємність зменшує амплітуду вихідних пульсацій, але ускладнює запуск пристрою та вимагає збільшення ємності в ШІМ-контролері. Важливість кожного з цих факторів необхідно оцінювати в кожному конкретному випадку.

По-друге, вихідний конденсатор повинен мати достатньо малий еквівалентний послідовний опір (ESR), щоб легко переносити великі імпульсні струми.

Спочатку оцінимо мінімальну рекомендовану ємність конденсатора за умов nCP = 10 і ΔVOUT = 0,5В:

$$C1 = \frac{I_{OUT} * n_{CP}}{\Delta V_{OUT} * f} = \frac{2A * 10}{0{,}5V * 100kHz} = 400\mu F, \quad (2.54)$$

Середньоквадратичне значення струму через вихідний конденсатор знаходиться за формулою:

$$I_{C1} = \sqrt{I_{RMS(SEC)}^2 * I_{OUT}^2} = \sqrt{4{,}24A^2 - 2A^2} = 3{,}74A, \quad (2.55)$$

Звернемо увагу на лінійку алюмінієвих конденсаторів HITANO з низьким ESR (серія Low ESR) (серія EXR). Аналогічні серії інших виробників мають схожі параметри.

Виявляється, що максимально допустимий імпульсний струм в основному залежить від фізичних розмірів конденсатора. Тому конденсатори фільтра мають приблизно однаковий розмір, але різну ємність, але різні робочі напруги. У нашому випадку рекомендуємо використовувати конденсатори ємністю 1000 мкФ. Це спрощує конструкцію плати і не впливає на запуск пристрою.

2.2.12 Додатковий фільтр (L1, C7)

Взагалі пульсації на конденсаторі фільтра дуже великі для споживача, тому їх необхідно додатково згладити.

Додаткові LC-фільтри використовуються для низьковольтних застосувань, а RC-фільтри використовуються для низьких струмів високої напруги. Вважаймо розрахунки LC-фільтра найпоширенішими.

Щоб звести до мінімуму погіршення стабільності контуру зворотного зв'язку, додатковий LC-фільтр повинен мати якомога високу власну резонансну частоту, щонайменше 1/5 частоти перетворення.

Крім того, занадто велика індуктивність збільшує розміри дроселя і збільшує втрати в обмотці дроселя через хід вихідного струму. Найпростіше розглядати фільтр як дільник напруги для пульсацій на конденсаторі C8.

Замінивши резистори дільника напруги на еквівалентні реактивні опори L1 і C7, ми можемо розрахувати, якою буде пульсація вихідної напруги.

$$\Delta V_{OUT,p-p} = \frac{\Delta V_{CP,p-p}}{4*\pi^2*f^2*L1*C7+1}, \quad (2.56)$$

По-перше, так зручніше вибирати крейду, так як варіанти більш обмежені. Необхідно враховувати максимально допустимий струм дроселя, опір

обмоток для збереження втрат на прийнятному рівні та розміри/ціну.

.

Як L1 найзручніше використовувати готові дроселі для сердечника гантелі. Це найдешевший і найпоширеніший.

У цьому прикладі можемо вибрати дросель для SMT розміру 0805 (Ø8 мм, висота 5 мм) з індуктивністю 3,3 мкГн, граничним струмом 4,6 А та опором постійному струму 22 мОм. При цьому втрати становлять 88 мВ, що цілком у межах допустимого. Давайте встановимо значення вихідної пульсації на 50 мВ і розв'яжемо формулу вихідної пульсації для C7:

$$C7 > \frac{\Delta V_{C8,p-p} - \Delta V_{OUT,p-p}}{4 * \Delta V_{OUT,p-p} * \pi^2 * f^2 * L1} =$$
$$= \frac{0{,}47V - 0{,}05V}{4 * 0{,}05V * \pi^2 * 100^2 kHz * 3{,}3\mu H} =$$
$$= 6{,}4\mu F, \quad (2.57)$$

Тобто алюмінієвий або танталовий конденсатор в 1000мкФ цілком підійде як *C7*, його *ESR* не важливий, оскільки пульсації струму малі.

Частота зрізу додаткового фільтра складе:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L1 * C7}} = \frac{1}{\sqrt{3{,}3\mu H * 6{,}4\mu F}} = 459 ms^{-1}, \quad (2.58)$$

і буде перебувати в надто високочастотній області, щоб істотно не впливати на стійкість петлі зворотного зв'язку.

2.2.13 Підсилювач помилки та його кола (DA2, R13, R14)

Інтегральна схема TL431 та її клони (мале навантаження, низька напруга тощо) використовуються як підсилювачі помилок у більшості зворотно ходових перетворювачах напруги..

Логіка роботи цієї мікросхеми дуже проста. Через мікросхему струм не протікає, якщо напруга на керуючому електроді не перевищує опорну напругу (VRef = 2,5 В для основної серії). Після досягнення опорної напруги TL431 починає проводити струм з дуже високим коефіцієнтом посилення. Тому дільник напруги резисторів R13, R14 регулюють так, щоб при номінальній вихідній напрузі напруга на керуючому електроді точно збігалася з опорною

напругою.

Резистор R14 вибирається першим. Його опір не повинен бути занадто великим, щоб мінімізувати вплив струмів витоку керуючого електрода (до 4 мкА), а також не повинен бути занадто малим, щоб полегшити корекцію контуру зворотного зв'язку. Зазвичай використовується R15 = 47 кОм.

Тепер можна розрахувати необхідне значення опору резистора R14:

$$R13 = \frac{R14*(V_{OUT}-V_{Ref})}{V_{Ref}} = \frac{47K*(12V-2{,}5V)}{2{,}5V} = 293K, \qquad (2.59)$$

Найближчий показник для серії E96 становить 330 кОм.

Враховуючи 1% розкид резистора і опорну напругу TL431 (2,44В...2,55В), вихідна напруга становитиме від 11,58 В до 12,49 В (або 12 В ±4%). Для підвищення точності вихідної напруги можна використовувати мікросхему TL431A (±1% точності опорної напруги) або TL431B (±0,5%).

2.2.14 Оптрон гальванічної розв'язки та його кола (DA3, R16, R3, R12)

Існує широкий вибір оптронів для гальванічної розв'язки зворотно ходових перетворювачів. Розглянемо, як працюють ці схеми, на прикладі недорогого і популярного оптрона PC817 від Sharp.

Проведемо розрахунки за допомогою оптрона, який не додає символи в маркування, тобто оптрона зі швидкістю передачі від 50 до 600%. Як буде пояснено пізніше, ця зміна коефіцієнта передачі не є поганою річчю.

Фактично, коли струм через світлодіод падає нижче певної межі (приблизно 10 мА для PC817), коефіцієнт передачі швидко падає. Негативний відгук працює. У результаті, якщо струм через оптотранзистор становить, скажімо, 1 мА, струм через світлодіод може коливатися від 50% до 600% залежно від швидкості передачі від 0,6 мА до 2 мА.

Спочатку розглянемо первинну сторону кола. Струм, що протікає через фототранзистор, максимальний, коли вихідна напруга підсилювача помилки ШІМ-контролера дорівнює нулю. Цей струм дорівнює напрузі на інвертуючому вході підсилювача помилки, поділеному на паралельні опори R1 і R3. Рекомендується, щоб резистори R1 і R3 мали однакове значення опору.

У цьому випадку напруга на виході підсилювача помилки може регулюватися до 5В з достатнім запасом. Ці резистори не повинні бути занадто великими, щоб зберегти завадостійкість схеми. Однак це мінімальне значення може створити непотрібне навантаження на ШІМ-контролер.

Максимальний струм (0,5..1) мА, що протікає через оптрон , вважається хорошим компромісом при використанні UC3845.

Зупинимося на силі струму 0,5 мА. Це визначає значення для R1 і R3: R1 = R3 = 10 кОм. Коли вихідна напруга підсилювача помилки досягає 5 В, мінімальний струм, що протікає через фототранзистор, теоретично дорівнює нулю. Однак у цьому режимі це не так. Максимальна напруга трохи вище 3 В (визначається максимальним сигналом на струмовому вході через коефіцієнт посилення). Однак для простоти ми припускаємо, що струм, що протікає через оптотранзистор, може дорівнювати нулю. Це не викликає проблем у розрахунках, як ми побачимо пізніше.

Тому, якщо струм у фототранзисторі дорівнює нулю, струм, що протікає через світлодіод оптрону, також вважається дуже малим. При цьому струм, що протікає через TL431, повинен бути не менше 1 мА (це мінімальний струм катода TL431 для стабільної роботи, дані зі специфікацій). Мінімальне падіння напруги світлодіода RS817 у діапазоні низького струму становить 0,9 В у гіршому випадку.

Отже, номінал резистора R12 становить:

$$R12 = \frac{V_{VD(PC817)}}{I_{TL431(MIN)}} = \frac{0{,}9V}{1mA} = 900\Omega, \quad (2.60)$$

Номінал резистора складе 470 Ом. Оскільки номінальне значення вже було розраховане для врахування змін компонентів, ми вибираємо середнє значення в діапазоні допуску. Дуже важко визначити максимальний струм, що протікає через вхідну секцію RS817. Проблема в тому, що вихідний струм відомий, але щоб обчислити вхідний струм, вам потрібно знати коефіцієнт передачі оптрона. Коефіцієнт передачі залежить від вхідного струму. Контур замкнутий. Тому цю задачу необхідно вирішувати послідовними ітераціями.

Оскільки нас цікавить максимальний вхідний струм оптрона , ми виконуємо обчислення для найгіршого випадку RS817 із 50% коефіцієнтом передачі (CTR) при вхідному струмі 5 мА. По-перше, давайте подивимося, що таке CTR для вхідного струму 1 мА (що становить близько 23%). Вихідний струм становить 0,23 мА, що занадто мало. Якщо вхідний струм становить 2 мА, CTR = 38, а вихідний струм становить 0,76 мА. Після кількох таких ітерацій я виявив, що максимальний струм, що протікає через світлодіод оптрона, становив 1,5 мА. Струм через резистор складається зі струму через світлодіод RS817 і струму через резистор R12.

Оскільки падіння напруги на світлодіоді оптопари може досягати 1,5 В (знову припускаючи найгірший випадок), струм через R12 може досягати:

$$I_{R12} = \frac{V_{VD(PC817)MAX}}{R12} = \frac{1{,}5V}{900\ \Omega} = 3{,}1mA, \quad (2.61)$$

Тобто струм через *R13* складе:

$$I_{R13} = I_{R12} + I_{VD(PC817)MAX} = 1{,}6mA + 1{,}5mA = 3{,}1mA, \quad (2.62)$$

При цьому максимальному струмі падіння напруги на R11 не повинно перевищувати напругу живлення за вирахуванням мінімальної рекомендованої напруги на катоді TL431 (зазвичай опорного, тобто 2,5 В):

$$R11 < \frac{V_{OUT,min} - V_{TL431,min}}{I_{R13}} = \frac{11{,}58V - 2{,}5V}{3{,}1mA} = 2{,}93K, \quad (2.63)$$

Тобто *R11* = 3кОм цілком підходить, враховуючи запас *R12*.

2.2.15 Елементи корекції петлі зворотного зв'язку (C2, C11, R13)

По суті, єдиними коригуючими елементами є C11 і R13, а для підвищення завадостійкості ШІМ-контролера використовується конденсатор C2. Номінальна потужність конденсатора C2 невелика, лише кілька сотень пікофарад, зазвичай від 100 пФ до 470 пФ. Це усуває вплив петлі зворотного зв'язку на частотну характеристику. Виберемо номінал конденсатора з цього діапазону, C4 = 200pF.

На жаль, розрахунок циклів зворотного зв’язку дуже складний, і існуючі методи не завжди дають задовільні результати. Занадто багато параметрів впливатимуть на частотну характеристику схеми. Однак для реверсивних топологій, що працюють в поточному режимі, існує лише два поправочні коефіцієнти, і вибрати їх легше, проаналізувавши реакцію блоку на збурювальні впливи (наприклад, раптові зміни навантаження). Як показує практика, такий підхід цілком виправданий. Зрештою, виявлення шкідливих ефектів є прямим завданням циклу зворотного зв’язку.

Подальші випробування зі спеціальним обладнанням для прямого вимірювання частоти A/F показали, що цей метод дає майже оптимальні результати. Виберемо комбінацію C11 = 10nF і R14 = 330kΩ. Результатом є мінімальна тривалість перехідного процесу з гарантованою стабільністю системи.

2.2.16 Конденсатор придушення перешкод (C10)

З точки зору продуктивності самого джерела живлення вибір ємності конденсатора для придушення перешкод дуже простий: чим більше, тим краще. Тому на перший план виходять інші обмеження. Для живлення від мережі це обмеження є вимогою стандартів електробезпеки. У цьому випадку в якості стандарту C10 можуть використовуватися тільки сертифіковані конденсатори (так званий «клас Y1»). Максимальна ємність становить 4,7 нФ, що відповідає максимально допустимому струму витоку з мережі споживача. З іншого боку, розробники блоків живлення хочуть зберегти повний опір ланцюга зворотного зв'язку паразитного струму якомога меншим через ємність обмотки трансформатора. Тому для ємностей понад кілька десятків ват спробуйте використовувати конденсатор C10 ємністю 4,7 нФ.

Для перетворювача DC-DC вибір конденсатора C11 вимагає розгляду повного спектру питань, включаючи необхідну вхідну/вихідну напругу ізоляції, максимально допустимий струм витоку, максимально допустиму вхідну/вихідну ємність і пристрій. У будь-якому випадку підключіть

конденсатор C10 якомога ближче до трансформатора за допомогою провідника з мінімальною індуктивністю. Додавання паразитної ємності трансформатора до цієї ємності разом з індуктивністю провідника створює надзвичайно високе значення Q, що дозволяє легко генерувати високочастотні коливання, коли протікає паразитний імпульсний струм. Тому найкраще підключити провідний конденсатор до многокутника переднього краю, підключеного до датчика струму на первинній стороні, і до "земного" кінця трансформатора на вторинній стороні.

3 АНАЛІЗ ПРАЦЕЗДАТНОСТІ ПРИЛАДУ

Для того щоб перевірити працездатність друкованої плати, знімемо характеристики електричних сигналів за допомогою осцилографа.

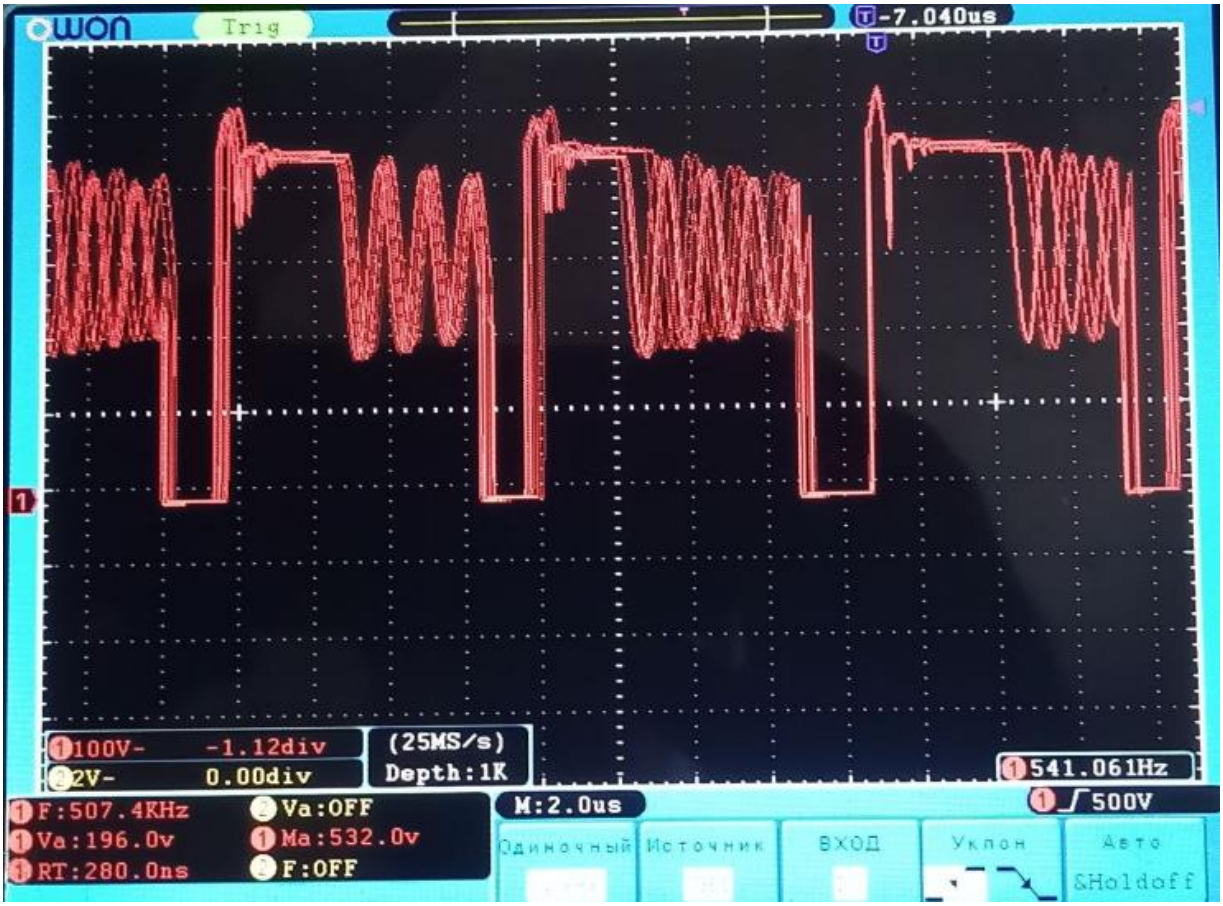


Рисунок 3.1 — Осцилограма сигналу на стоці польового транзистора

На осцилограмі показано форму сигналу на стоці польового транзистора. Сигнал представлений у вигляді червоної лінії, що рухається вздовж екрану.

Параметри сигналу:

- Частота: 111 кГц
- Амплітуда: 100 В
- Зміщення: -1,12 В
- Глибина масштабування: 1 кВ
- Часова база: 25 мс/с
- Підйом фронту: 2,0 мкс

- Джерело сигналу: Одиночний
- RT: 280 нс

Сигнал має синусоїдальну форму з накладеним постійним струмом. Амплітуда сигналу становить 100 В, а його частота – 111 кГц. Сигнал зміщений на -1,12 В.

Дані осцилографа свідчать про те, що польовий транзистор працює в режимі посилення синусоїдального сигналу. Транзистор перемикається швидко, і його амплітудна характеристика лінійна.

Рисунок 3.2 — Осцилограма сигналу на затворі польового транзистора

На осцилограмі показано форму сигналу на затворі польового транзистора. Сигнал представлений у вигляді червоної лінії, що рухається вздовж екрану.

Параметри сигналу:

- Частота: 111 кГц
- Амплітуда: 12,00 В
- Зміщення: -0,04 В
- Глибина масштабування: 200 мВ
- Часова база: 25 мс/с
- Підйом фронту: 2,0 мкс
- Джерело сигналу: Одиночний
- RT: 280 нс

Сигнал має прямокутну форму з накладеним постійним струмом. Амплітуда сигналу становить 12,00 В, а його частота – 111 кГц. Сигнал зміщений на -0,04 В.

Дані осцилографа свідчать про те, що польовий транзистор керується прямокутним сигналом. Частота сигналу керування відповідає частоті сигналу на стоці транзистора.

Рисунок 3.3 — Осцилограма сигналу на витоку польового транзистора

На осцилограмі показано форму сигналу струму через польовий транзистор. Сигнал представлений у вигляді синьої лінії, що рухається вниз по екрану.

Параметри сигналу:

- Частота: 111 кГц
- Амплітуда: 11,00 А
- Зміщення: -0,04 А
- Глибина масштабування: 10 А
- Часова база: 25 мс/с
- Підйом фронту: 2,0 мкс
- Джерело сигналу: Одиночний
- RT: 280 нс

Сигнал має синусоїдальну форму з накладеним постійним струмом. Амплітуда сигналу становить 11,00 А, а його частота – 111 кГц. Сигнал зміщений на -0,04 А.

Осцилограма показує, що через польовий транзистор протікає синусоїдальний струм, частота якого відповідає частоті сигналу на стоці транзистора.

Вимірювання на стоці, затворі та витоку свідчать, що транзистор працює в режимі посилення синусоїдального сигналу. Транзистор перемикається швидко, а його амплітудна характеристика лінійна.

Сигнал на затворі має прямокутну форму, тоді як на стоці та витоку – синусоїдальну. Це вказує на те, що транзистор використовується для посилення потужності.

Осцилограма підтверджує справну роботу польового транзистора, швидке перемикання та лінійність амплітудної характеристики.

ВИСНОВКИ

Під час виконання дипломного проекту було поставлено та виконано більшість завдань при проектуванні джерела живлення для промислового лазера. Метою проекту було створення продукту для високоякісної роботи лазерів ЧПУ. В дипломній роботі було розглянуто такі основні завдання: аналіз існуючих рішень, створення структурної схеми, розрахунок елементів та їх підбір, створення схеми електрично-принципової, розробка друкованої плати та робочого макету.

Було проведено ряд розрахунків, та було здійснено підбір елементів. Друкована плата була реалізована в програмному середовищі *Altium*. На даній схемі визначені всі з`єднання між основними мікросхемами, трансформатором та додатковими елементами. Схема було розроблена з урахуванням усіх вимог надійності та безпеки.

В кінцевому етапі було знято характеристики сигналів за допомогою осцилографа. Отримані дані підтвердили справну роботу схеми, підтвердивши високою надійністю, швидке перемиканням та лінійною амплітудною характеристикою.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Методичні розрахунки «Розрахунок зворотньоходового перетворювача». Режим доступу – https://studfile.net/preview/5375981/

2. Браун М. Джерела живлення. Розрахунок та конструювання.: Пер. с англ. – К.: я«МК-Пресс», 2007. – 288 с.

3. Мелешин В.И. Транзисторна перетворювальна техніка. – Москва: Техносфера, 2005. – 632 с.

4. Опадчий Ю.Ф., Глудкин О.П., Гуров А.И. Аналогова та цифрова електроніка. Повний курс. – М.: «Горячая линия - телеком», 2000. – 768 с.

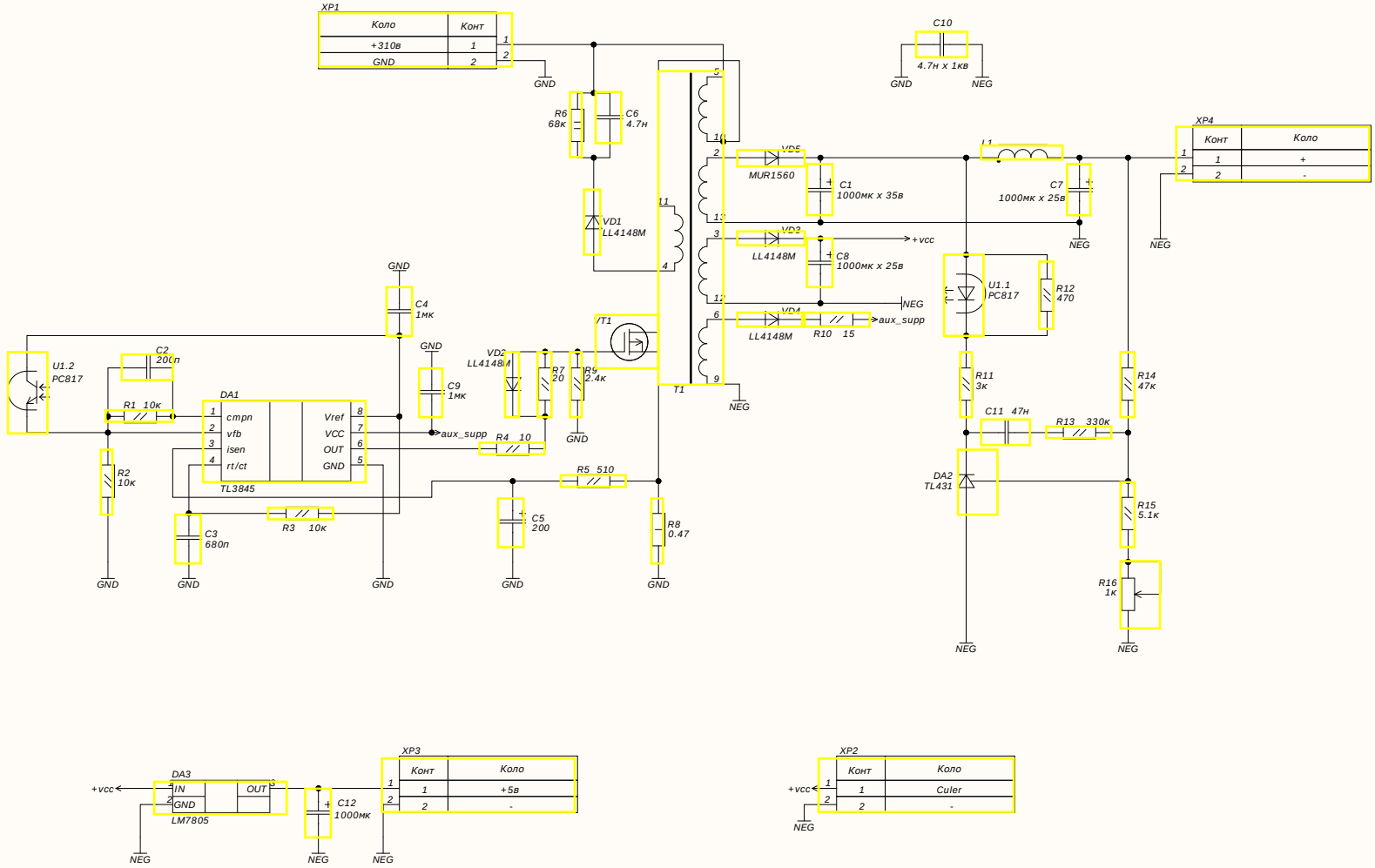
5. Березин О.К., Костиков В.Г., Шахнов В.А. Джерела живлення радіоелектронної апаратури. – М.: «Три Л», 2000. – 400 с.

6. Огляд аналогу джерела живлення MYJG 40Вт. Режим доступу – https://mirstankov.com/uk/catalog/blok-zhivlennya-dlya-lazernoi-trubki-myjg-40-vt/

7. Огляд аналогу джерела живлення DY20 150Вт. Режим доступу – https://mirstankov.com/uk/catalog/blok-zhivlennya-dlya-lazernoi-trubki-150-vt-dy20/

Перш. застос.

Справ. №



					РЕп11.671242.001 Е3	
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		
Розроб.		Гордій О. Ю.			Джерело живлення промислового лазера	Літ. / Маса / Масштаб
Перев.		Кирпатенко І. М.				Лист 1 / Листів
Т. контр.						
Н. контр.						РЕ-п11, РТФ
Затв.						

Копіював:

Формат А2

ДОДАТОК Б. ДЕТАЛЬНА ВІЗУАЛІЗАЦІЯ ДРУКОВАНОГО ВУЗЛА

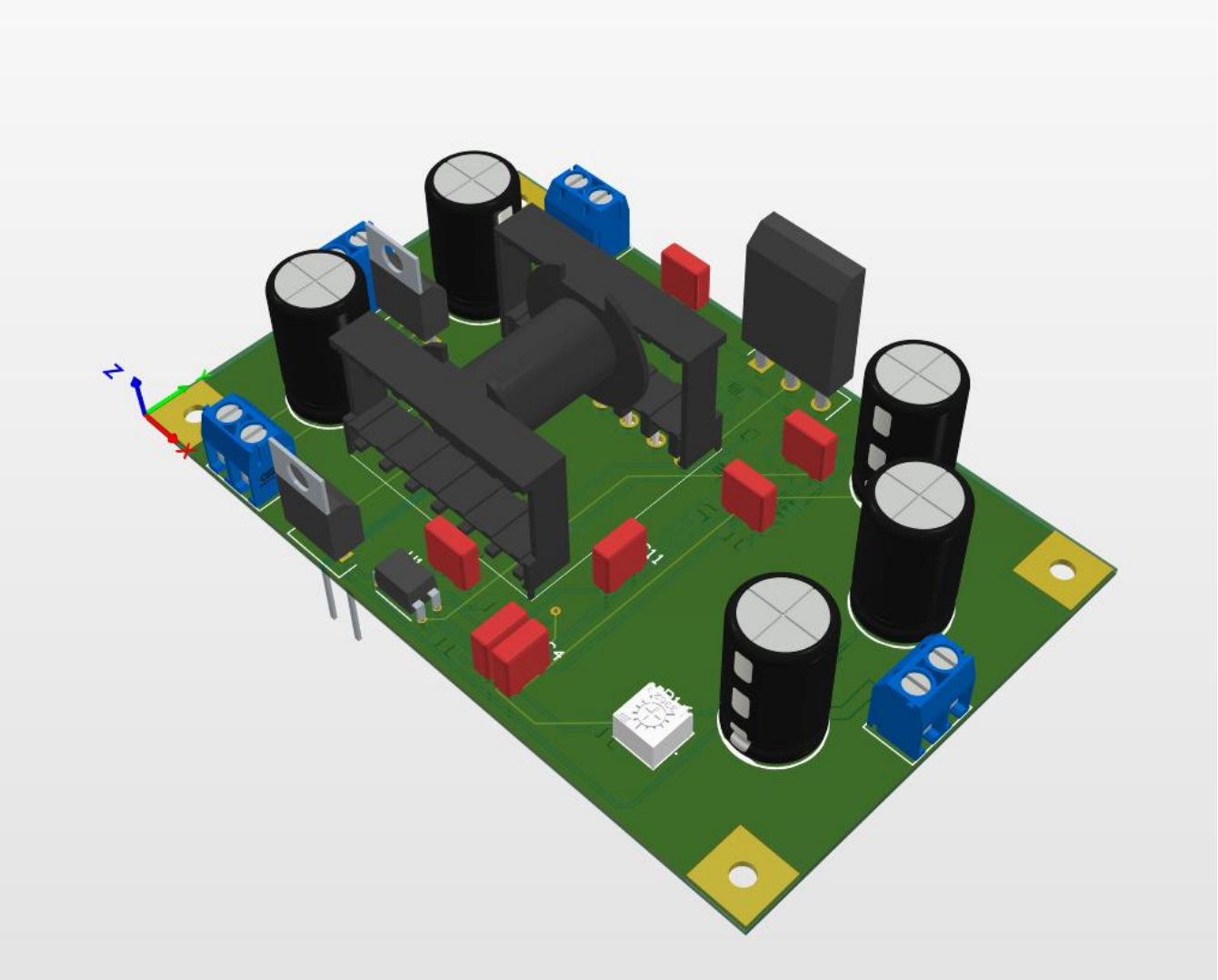


Рисунок Б.1 — Друкована плата

Форм.	Зона	Поз.	Позначення	Найменування	Кільк.	Примітка
				Документація		
А3			Ре-п11.671342.001 Е3	Схема електрична принципова		
А3			Ре-п11.671342.001 ПЕ	Перелік елементів		
				Деталі		
		1	Ре-п11.671342.001	Друкована плата	1	
				Інші вироби		
				Резистори		
			R1, R2, R3	10 kOhm 1% 0,5W 150V 1206	3	
			R4	10 Ohm 0,5% 0,125W 150V 1206	1	
			R5	510 Ohm 1% 0,125W 150V 1206	1	
			R6	68 kOhm 5% 2W	1	
			R7	20 Ohm 5% 0,1W 50V 1206	1	
			R8	0,47 Ohm 5% 1W 200V 1206	1	
			R9	2,4 kOhm 5% 0,125W 150V 1206	1	
			R10	15 Ohm 5% 0,125W 150V 1206	1	
			R11	3 kOhm 5% 0,125W 150V 1206	1	
			R12	470 Ohm 5% 0,125W 150V 1206	1	
			R13	330 kOhm 1% 0,25W 200V 1206	1	
			R14	47 kOhm 1% 0,125W 150V 1206	1	

Первинне застосування 100.000.000

Довідковий №

Підпис і дата

Інв. № дубл.

Зам. Інв. №

Підпис і дата

Інв. № оріг

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дат
Розроб.		Гордій О.Ю.		
Перевір.		Кирпатенко І.М.		
Т.				
Н.		*		
Затв.				

РЕп11.671342.001 ПЕ

Джерело живлення промислового лазеру

Літера	Аркуш	Аркушів
	53	3

РЕ-п11, РТФ

Форм.	Зона	Поз.	Позначення	Найменування	Кільк.	Примітка
			R15	5,1 kOhm 1% 0,125W 150V 1206	1	
			R16	1 kOhm 1% 150V 1206	1	
				Конденсатори		
			C1, C7, C8, C12	1000uF 25V, 35V, 100V EHR	3	
			C2	200pF 50V 5% NP0 0402	1	
			C3	680pF 100V P350~N1000 K(+/-10%)	1	
			C4, C9	1 uF 10% 100V X7R 1210	1	
			C5	Іоністор 200F 2,7V	1	
			C6, C10	4,7nF 1000V X7R 10% 1206	1	
			C11	47nF 100V X7R 10% 1206	1	
				Діоди		
			VD1, VD3, VD4	LL4148M		
			VD2	1N5379		
			VD5	MUR1560		
				Транзистори		
			VT1	LRF450		
				Котушка індуктивності		
			L1	PFC2225BNP-402		
				Мікросхеми		
			DA1	TL3845		
			DA2	TL431		
				Оптопари		
			U1:B, U1:A	PC817		

Підпис і дата | Інв. № дубл. | Зам. Інв. № | Підпис і дата | Інв. № оріг

Форм.	Зона	Поз.	Позначення	Найменування	Кільк.	Примітка
				Роз'єми		
			XP1, XP3, XP4	*Клемник 2edgr-5.08-2 +5V*		
			XP2	*CULER*		

Зм	Арк.	№ докум.	Підпис	Дат	РЕп11.671342.001 ПЕ	Аркуш 55

Підпис і дата | Інв. № дубл. | Зам. Інв. № | Підпис і дата | Інв. № оріг