

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

бакалавр

(назва освітнього ступеня)

на тему: Модуль джерела зовнішнього живлення

Виконав(ла): студент(ка) 4 курсу, групи РАС-41

спеціальності 172 Електронні комунікації та

радіотехніка

(шифр і назва спеціальності)

		Воробець І.І.
	(підпис)	(прізвище та ініціали)
Керівник		Яворський Б.І.
	(підпис)	(прізвище та ініціали)
Нормоконтроль		Марценюк А.С.
	(підпис)	(прізвище та ініціали)
Завідувач кафедри		Дунець В.Л.
	(підпис)	(прізвище та ініціали)
Рецензент		Дедів Л.Є.
	(підпис)	(прізвище та ініціали)

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

Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії
(повна назва факультету)

Кафедра радіотехнічних систем
(повна назва кафедри)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Дунець В.Л.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

«03» червня 2024 р.

ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

на здобуття освітнього ступеня бакалавр
(назва освітнього ступеня)

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

студенту Воробцю Ігорю Ігоровичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Модуль джерела зовнішнього живлення

Керівник роботи Яворський Богдан Іванович, д.т.н., професор
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

Затверджені наказом ректора від « 03 » 06 2024 року № 4/7-581

2. Термін подання студентом завершеної роботи 13.06.2024 р.

3. Вихідні дані до роботи Напруга живлення – $(220 \pm 10\%)$ В, частота $(50 \pm 5\%)$ Гц;

Вихідна напруга блоку живлення - $(15 \pm 5\%)$ В, $(40 \pm 5\%)$ В; Максимальний струм в навантаженні по кожному каналу, не менше 4 А; Споживана потужність, не більше – 260 Вт;

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

аналіз технічного завдання; аналіз схемних рішень виконання виробу;

розроблення схеми структурної виробу, схеми електричної принципової,

розрахунок номіналів елементів схеми електричної принципової; конструювання виробу,

а саме: обґрунтування вибору елементної бази, трасування друкованої плати,

розробка компоновки друкованого вузла.

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

1. Структурна схема;

2. Схема електрична принципова;

3. Друкована плата;

4. Друкований вузол;

6. Консультанти розділів роботи

[illegible]

7. Дата видачі завдання

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

[illegible]

Студент

(підпис)

Воробець І.І.

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи

(підпис)

Яворський Б.І.

(прізвище та ініціали)

АНОТАЦІЯ

Тема кваліфікаційної роботи: «Модуль джерела зовнішнього живлення».
Кваліфікаційна робота бакалавра // ТНТУ імені Івана Пулюя, ФПТ,
група РАС-41. // Тернопіль, 2024р. //с.- 66, рис.- 34, бібліог.- 21, додат.- 3.

Ключові слова: ІМПУЛЬСНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ, ШІМ, МОДУЛЬ.

В роботі проведено розробку модуля джерела зовнішнього живлення.
Кваліфікаційна робота бакалавра .

Проведено аналіз основ функціонування імпульсних ДЖ та їх основних режимів. Використано структуру зворотно ходового перетворювача та проведено огляд аналогів, зокрема на мікросхемах ШІМ UC3842, KA3842. Саме цю мікросхему використано за основу проектування. Для обмеження споживаної потужності та для випадків аварійних ситуацій запропоновано використати у вхідних колах низькочастотний трансформатор. На основі аналізу існуючих способів побудови імпульсних блоків розроблено структурну схему модуля та виконано проектування схеми електричної і вибір електрорадіокомпонентів.

ANNOTATION

Theme of qualification work: "External power supply module". // Ternopil, 2024. // p.- 66, fig.- 34, bibliog.- 21, appendix- 3.

Keywords: PULSE CONVERTER, PWM, MODULE.

In the work, the development of the external power source module was carried out.

An analysis of the basics of operation of pulsed power supply units and their main modes was carried out. The structure of the flyback converter was used, and a review of analogues was carried out, in particular on UC3842, KA3842 PWM microcircuits. It was this microcircuit that was used as the basis of the design. In order to limit the power consumption and in case of emergency situations, it is suggested to install a low-frequency transformer in the input circuits. Based on the analysis of the existing methods of building pulse blocks, a structural diagram of the module was developed, and the design of the electrical circuit and the selection of electro-radio components were performed.

Зміст

Вступ.....	7
1 Основна частина.....	8
1.1 Аналіз завдання.....	8
1.2 Вихідні рекомендації та зауваження щодо вибору топології ДЖ.....	8
1.3 Аналіз топологій джерел живлення.....	12
1.4 Аналіз аналогів.....	29
1.5 Розробка схеми структурної.....	37
1.6 Проєктування та розрахунки схеми електричної принципової модуля живлення.....	39
1.7 Вибір елементів.....	44
1.8 Розробка друкованої плати та компоновка вузла.....	53
1.9 Розрахунок електромагнітної сумісності.....	56
1.10 Висновки до розділу 1.....	57
2 Безпека життєдіяльності, основи охорони праці.....	58
2.1 Вплив ультразвуку на організм людини.....	58
2.2 Режим зони надзвичайної екологічної ситуації.....	60
2.3 Висновки до розділу 2.....	62
Висновки.....	63
Список використаних джерел.....	64
Додатки	

					ВІІ 2.893.001 ПЗ			
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дата				
Розроб.	Воробець І.І.				Модуль джерела зовнішнього живлення	Літ	Аркуш	Аркушів
Перевір.	Яворський Б.І.					у	6	51
Н. контр.	Марценюк А.С.					ТНТУ, РАс-41		
Зат. каф.	Дунець В.Л.							
Рецензент	Дедів Л.Є.							

Вступ

В класичному розумінні, джерело живлення (ДЖ) призначене для формування та передачі енергії до електронних пристроїв, їх модулів та вузлів для виконання ними своїх функцій.

ДЖ можна умовно розділити на лінійні та імпульсні. Лінійні перетворювачі потужності безпосередньо обробляють вхідну потужність, при цьому всі компоненти перетворення активної потужності працюють у своїх лінійних робочих областях. У імпульсних перетворювачах потужності вхідна потужність перетворюється на імпульси змінного/постійного струму перед обробкою компонентами, які працюють переважно в нелінійних режимах (наприклад, транзистори, які працюють більшу частину часу в режимі відсічення або насичення). Потужність «втрачається» (перетворюється на тепло), коли компоненти працюють у своїх лінійних областях, і, отже, комутаційні перетворювачі зазвичай більш ефективні, ніж лінійні перетворювачі.

Враховуючи зменшення розмірів радіоелектронних пристроїв та систем дедалі частіше ДЖ в них використовуються зовнішнього типу, тобто вони не є вбудованими в загальну систему та є її складовою. Як приклад можна назвати зовнішні ДЖ для систем на базі Arduino, комп'ютерних модулів Raspberry, модулів АЦП, програма торів тощо. Власне для таких і подібних застосунків проводиться проектування модуля джерела зовнішнього живлення.

					ВІІ 2.893.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		7

1 Основна частина

1.1 Аналіз завдання

Проводиться розробка модуля джерела зовнішнього живлення для різних електронних пристроїв з максимальною споживаною потужністю 100 Вт та захистом від короткого замикання по виходам, можливості працювати без навантаження, при живленні такого джерела від стандартної електромережі.

Технічні вимоги:

1. Вихідна напруга - $(15 \pm 5\%)$ В, $(5 \pm 5\%)$ В
2. Максимальний струм в навантаженні по кожному каналу, не менше 4 А;
3. Споживана потужність, не більше – 100 Вт;
4. Наявність вузлів корекції коефіцієнта потужності.

1.2 Вихідні рекомендації та зауваження щодо вибору топології ДЖ

Одна з найперших речей, про які потрібно подумати, щоб вибрати топологію ДЖ, це те, чи вихідна напруга є більшою чи меншою за вхідну напругу, і чи це справедливо для всього діапазону вхідних напруг.

Крім того, існує практичне обмеження щодо того, наскільки великий або малий коефіцієнт перетворення (вихідна напруга, поділена на вхідну напругу) може бути досягнутий за допомогою імпульсного перетворювача. По-перше, досяжний робочий цикл (робочий цикл = час увімкнення/період перемикачання перемикача) для перетворювача має як максимальне, так і мінімальне обмеження. У деяких топологіях не можна перевищувати 50% робочого циклу. У будь-якому випадку загальнодоступні мікросхеми з ШІМ часто не

					ВП 2.893.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		8

гарантують, що вони зможуть досягти робочих циклів понад 85%. І в будь-якому випадку, багато з них також не функціонують належним чином при робочому циклі приблизно 5 %.

Наприклад, якщо частота перемикання становить 250 кГц, період дорівнює 4 мкс. При робочому циклі 10% час увімкнення MOSFET становить лише 400 нс, і якщо потрібно 100 нс, щоб увімкнути MOSFET і ще 100 нс, щоб його вимкнути, майже весь період витрачається на переходи, перетворювач працює із значними втратами.

Не потрібно планувати виконувати робочі цикли поза межами приблизно 10% мінімум або 80% максимум (45% максимум для перетворювачів з теоретичним максимумом 50%), не вживаючи спеціальних запобіжних заходів.

Існує спосіб обійти таке обмеження робочого циклу: використовуючи топологію, яка має трансформатор, можна досягти більшого коефіцієнта перетворення на меншого коефіцієнта витків. Загалом трансформатори повинні мати максимальне співвідношення витків первинної та вторинної обмотки 10:1 або мінімум 1:10. Якщо потрібно отримати дійсно високі напруги з низької напруги або навпаки, варто подумати або про двокаскадний перетворювач, або про помножувачі напруги на вторинній обмотці.

З питанням робочого циклу тісно пов'язана необхідність визначити, скільки вихідних напруг має бути згенеровано. Наприклад, якщо напруг більше ніж одна, зворотній перетворювач не підходить.

Інше питання, яке слід поставити заздалегідь, полягає в тому, чи потрібна ізоляція від первинної до вторинної частин ДЖ.

Важливим є питання електромагнітної сумісності. Деякі топології за своєю суттю більш шумні, ніж інші. Необхідно розрізняти топології, які відключають вхід від перетворювача протягом деякої частини періоду (і, отже, обов'язково мають переривчастий вхідний струм), і ті, які цього не роблять; останні легше фільтрувати, оскільки струм має «менш гострі краї».

Серед останніх ми розрізняємо ті, які працюють у розривному режимі, від тих, які працюють у безперервному режимі, оскільки переривчаста робота також призводить до деякої частини періоду, коли вхідний струм стає нульовим; з тих самих міркувань, безперервний режим буде легше фільтрувати.

Прикладом перетворювача, який відключає вхід, є зворотньоходовий перетворювач, оскільки коли перемикач розімкнено, вхідний струм дорівнює нулю. У неізовьованому зворотньому ході котушку індуктивності завжди підключено до входу, але чи є вхідний струм безперервним, залежить від того, чи працює зворотньоходовий перетворювач у безперервному чи переривчастому режимі.

Біполярний ключ чи MOSFET

Це питання про те, який перемикач використовувати, не пов'язане безпосередньо з вибором топології, але його також слід розглянути заздалегідь. Причина полягає в тому, що різні типи пристроїв мають дуже різні типи вимог до кіл; керування біполярним транзистором може бути настільки складним, що потрібно буде обмежитися топологією з одним перемикачем. Зазвичай, МОН-транзистори використовуються щонайменше у 90% випадків. Однією з особливих причин є вартість. Для справді великих обсягів виробництва біполярний транзистор все ще може бути дешевшим, ніж MOSFET. Однак біполярність зазвичай означає нижчу частоту перемикання, ніж MOSFET, і тому магнітність буде більшою. У чому полягає перевага в ціні? Вам доведеться провести детальне дослідження витрат, щоб з'ясувати це.

Безперервний або переривчастий режим стосується струму в індукторі: у перетворювачі з розривним режимом струм індуктора в якийсь час протягом періоду досягає нуля. Інакше кажучи, різниця між безперервним і переривчастим режимами полягає в тому, що для безперервного режиму потрібно мати достатню індуктивність, щоб при мінімальному навантаженні

(включно з будь-яким попереднім навантаженням) постійно проходив струм індуктивності.

Синхронне випрямлення

У багатьох додатках сьогодні ефективність перетворювача важливіша за вартість. Дійсно, з точки зору споживача, більш ефективний, але дорожчий попередній конвертер насправді є дешевшим.

Коли ефективність важлива, безперечно варто розглянути можливість використання синхронного випрямляча, тобто системи, у якій функція вихідного випрямляча виконується перемикачем, наприклад на MOSFET структурах. Багато мікросхем, доступних сьогодні, керуватимуть як основним комутаційним польовим транзистором, так і синхронним випрямлячем.

Ще однією причиною для розгляду використання синхронного випрямлення є те, що він перетворює переривчастий режим в безперервний режим роботи. Тут варто згадати один невеликий недолік синхронного виправлення. Основний перемикаючий MOSFET повинен бути вимкнений перед увімкненням синхронного випрямляча, і навпаки. Якщо знехтувати цією деталлю, відбудеться наступне: вхідна (або вихідна) напруга матиме прямий шлях до землі, що спричинить дуже високі втрати та потенційну несправність. Протягом інтервалу часу, коли обидва МОН-транзистори вимкнені, струм в індукторі повинен кудись протікати. Як правило, корпусний діод MOSFET не слід використовувати для перенесення цього струму, оскільки цей діод має дуже довгий час зворотного відновлення. Припустимо, корпусний діод призначений для проходження струму, поки МОН-транзистори вимкнені. Поки корпусний діод відновлюється, він діє як коротке замикання, тому знову виникає шлях від входу (або виходу) до землі, що призводить до пробою (рис. 1.1).

Суть полягає в тому, що необхідно мати діод Шотткі, включений паралельно корпусному діоду MOSFET, щоб передавати струм протягом часу, коли обидва польові транзистори вимкнені.

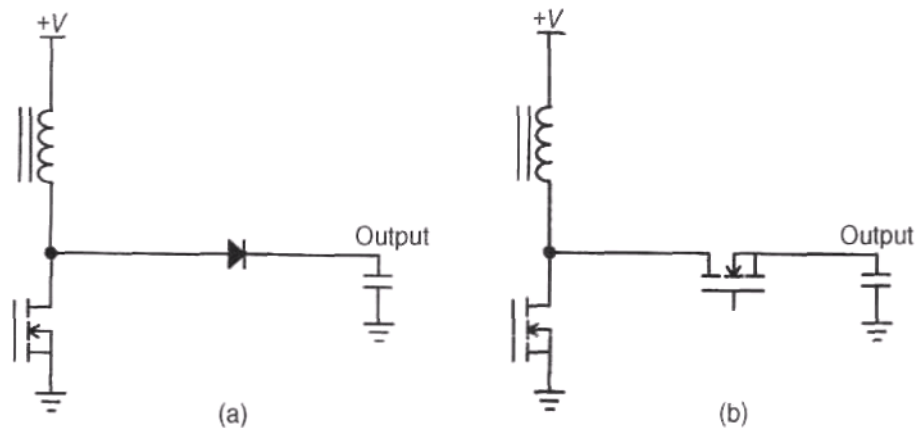


Рисунок 1.1 – Несинхронний перетворювач, що використовує діод (a); синхронний перетворювач, що використовує MOSFET (b)

Режим напруги проти режиму струму

Можна помітити, що відмінність між керуванням режимом струму та керуванням режимом напруги не згадується в цьому списку речей, які слід розглянути на початку. Це тому, що це справді питання контролю; майже кожна топологія може мати будь-який тип керування. Однак є один момент, який впливає на вибір того чи іншого режиму: якщо струми високі, режим струму вимагатиме вимірювання струму за допомогою резистора (який розсіює багато енергії) або трансформатора струму.

1.3 Аналіз топологій джерел живлення

Лінійні ДЖ

Топологія звичайного лінійного ДЖ, як показано на рис. 1.2, використовує низькочастотний трансформатор, що містить сердечник, виготовлений із листової сталі, для перетворення напруги електромережі на бажану напругу, а також випрямляч та фільтр напруги до рівня постійного струму. Оскільки загальне обладнання потребує стабільної напруги постійного струму, рівень випрямленого та відфільтрованого постійного струму слід регулювати за допомогою регулятора потужності. Регулятор

потужності фіксує надмірну напругу на заданому рівні та розсіює небажану напругу у вигляді тепла. Щоб не знизити значну ефективність, лінійні ДЖ повинні обмежувати змінний діапазон вхідної напруги. Концепція лінійних ДЖ полягає в тому, щоб фіксувати небажану напругу разом із напругою пульсацій і розсіювати їх у вигляді тепла, що призводить до досить малих пульсацій напруги. Завдяки лінійній топології в лінійних ДЖ не буде проблем із пульсаціями та електромагнітними перешкодами.

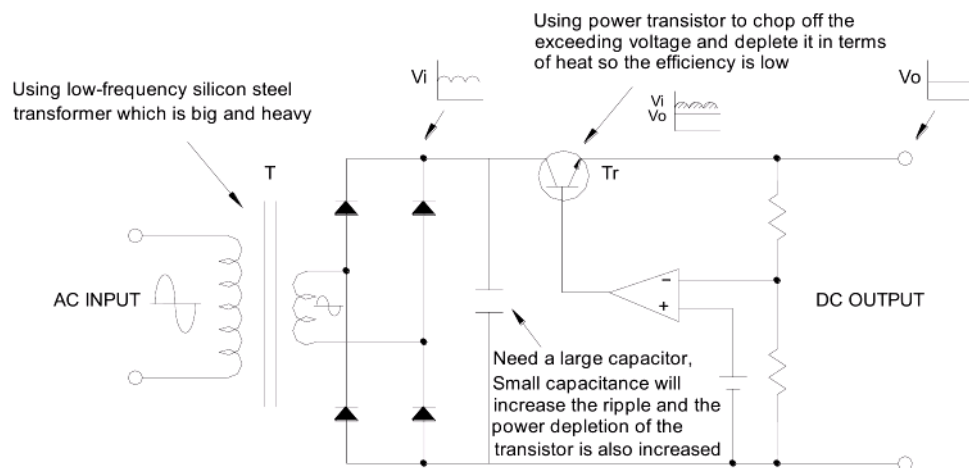


Рисунок 1.2 – Принципова схема типового лінійного ДЖ

На рис. 1.3 показано типове лінійне ДЖ із зазначеними основними характеристиками: (А) трансформатор, що містить сердечник із листової сталі, (В) великий вхідний конденсатор і (С) великий транзистор із радіатором.

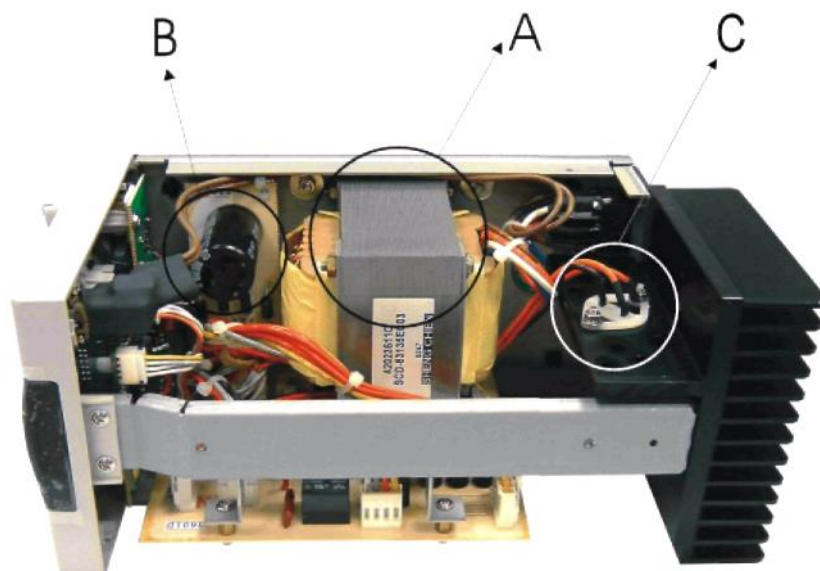


Рисунок 1.3 – Зображення лінійного (послідовного) ДЖ

ІДЖ головним чином усувають такі недоліки, як величезний об'єм, велика вага та низька ефективність лінійних ДЖ. Топологія ІДЖ, як показано на рис. 1.4, випрямляє та фільтрує напругу безпосередньо від електромережі (в автономному режимі) без використання низькочастотного трансформатора.

ІДЖ використовує високочастотний транзистор, щоб розділити високу напругу постійного струму (випрямлену від джерела змінного струму) у високу напругу та перетворити її на потрібну напругу за допомогою високочастотного трансформатора, а потім випрямити та відфільтрувати напругу до рівня постійного струму.

Високочастотне перемикання транзистора і діодів призводить до генерації пульсацій.

Корекція коефіцієнта потужності: активна/пасивна схема, що покращує показник коефіцієнта потужності і наближає форму сигналу вхідного струму до синусоїди, щоб відповідати регулюванню гармонійного струму та зменшувати реактивну потужність.

Перетворювач: він перетворює напругу постійного струму на високочастотний сигнал, який посилюється або зменшується за допомогою високочастотного трансформатора.

Вихідний випрямляч: він випрямляє імпульси постійного струму до стабільного рівня постійного струму.

Коло ЗЗ: регулює вихідну напругу до стабільного рівня, щоб реагувати на зміну навантаження та значення вхідної напруги змінного струму.

Схема захисту: у нештатних ситуаціях ІДЖ вимкнеться або перейде в інші режими захисту шляхом активації захисних схем. Схеми захисту складаються із захисту від перенапруги, перегріву та перевантаження по струму тощо.

Порівняння між ІДЖ та ЛДЖ.

У порівнянні з ЛДЖ, ІДЖ мають такі переваги, як висока ефективність і мала вага. Переваги відповідають сучасним вимогам легкості, зручності та енергозбереження. Таким чином ІДЖ набуло великої популярності в польових застосуваннях.

Застосування ІДЖ

ІДЖ поступово зайняли місце ЛДЖ та широко використовуються в будь-якому виді електронного обладнання, наприклад, джерело для модульного застосування, схема керування, ДБЖ (UPS), зарядний пристрій тощо.

Принцип роботи ІДЖ

Серед усіх перетворювачів постійного струму в постійний, ІДЖ має бути розділений на 3 основні топології схем на основі вхідної напруги, вихідної напруги та полярності:

Понижуючий перетворювач: використовується для вихідної напруги, що є нижчою за вхідну.

Підвищуючий перетворювач: використовується для вихідної напруги, яка перевищує вхідну напругу.

Інвертор або понижуючий підвищувальний перетворювач: використовується, коли вихідна полярність протилежна вхідній. Він також може використовуватися як у програмі Step Up, так і Step Down.

Якщо вхідну сторону необхідно відділити електрично від вихідної сторони, наведені три основні перетворювачі будуть недоречними. Натомість правильними для використання будуть топології інвертора, до яких входить прямий, зворотний, напівмостовий, двотактний або повний мостовий інвертор. Існують різні методи генерації сигналу перемикавання, один полягає у використанні автоколивань, частота яких визначається вхідною напругою та вихідного навантаження, а інший полягає у використанні ШІМ ІС, частота коливань якого залежить від керуючої ІС.

Неізований тип. Buck регулятор.

Коли перемикач (MOSFET) увімкнено, енергія передається до навантаження (RL) через L1 і одночасно зберігається в L1; коли перемикач вимкнено, енергія, що зберігається в L1, забезпечує навантаження через D1 і L1.

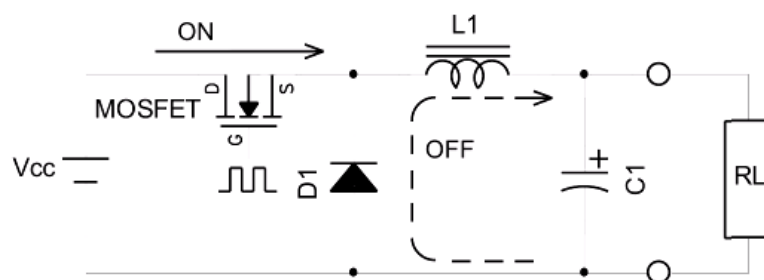


Рисунок 1.6 – Buck регулятор

Як згадувалося раніше, існує ряд обмежень для топології Buck, які необхідно розглянути на початку.

Хоча понижуючий перетворювач є концептуально чистим, оскільки має лише котушку індуктивності без трансформатора, це, у свою чергу, означає, що неможливо отримати ізоляцію вхід-вихід.

Buck може лише знизити вхідну напругу: якщо вхідна напруга коли-небудь буде меншою за бажану вихідну, перетворювач не працюватиме. Можна використовувати Buck для генерування негативної напруги. На рис. 1.7 показана така конфігурація. Коли транзистор вмикається, струм в індукторі зростає. Коли транзистор вимикається, струм індуктивності отримується з вихідного конденсатора, роблячи його негативним.

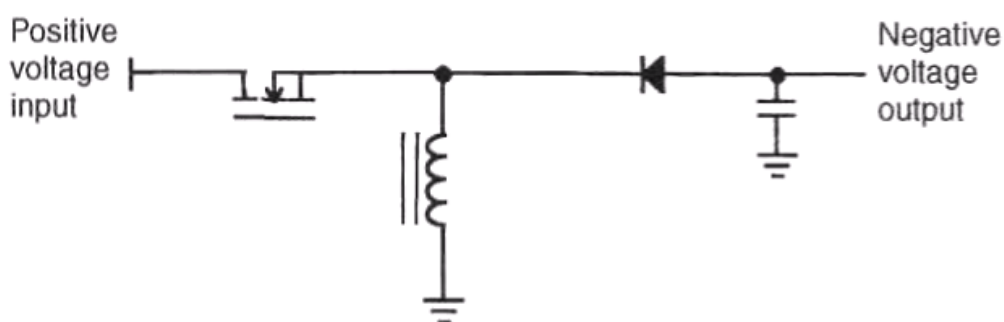


Рисунок 1.7 – Перетворення додатної вхідної напруги в негативну вихідну напругу.

Buck має лише один вихід. Це добре, якщо потрібен перетворювач наприклад з 5 В в 3,3 В.

Керування Buck може стати проблемою. Проблема полягає в тому, що для ввімкнення n-канального MOSFET затворна напруга має бути хоча б на 5 В і 1 В вище вхідної напруги (відповідно 1 В і 5 В логічні рівні для польових транзисторів). Але як створити напругу, вищу за вхідну? Найпростішим способом вирішення цієї проблеми є, безсумнівно, використання р-канального польового транзистора, тому його можна ввімкнути, просто під'єднавши затвор до землі. На жаль, р-канальні польові транзистори зазвичай мають значно вищий $R_{DS(on)}$, ніж n-канальні, і коштують набагато дорожче. Крім того, вхідна напруга мала б бути менше 20 В, щоб уникнути пробоя затвора.

Реальність використання р-канальних МОН-транзисторів полягає в наступному: з зовнішнім резистором важко отримати достатню швидкість перемикання на затворі для потрібної ефективності, і в кінцевому підсумку потрібно повертатись до п-канального транзистора.

Одним із поширених способів є використання трансформатора затвора, який ізолює драйвер від затвора (рис. 1.8).

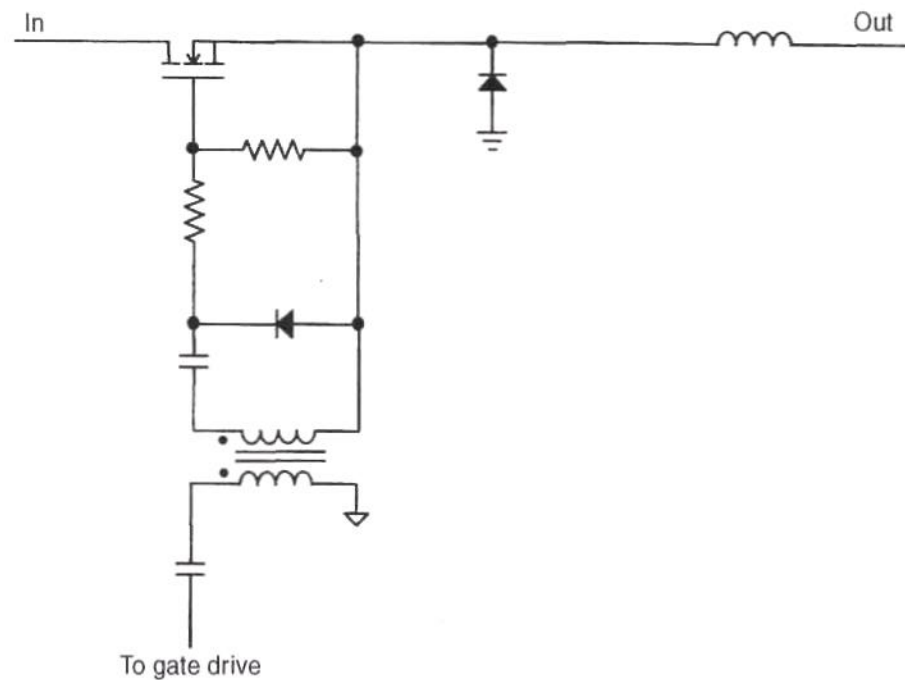


Рисунок 1.8 – Використання трансформатора для керування понижуючим транзистором

Конденсатор на стороні входу ізоляційного трансформатора запобігає проходженню постійного струму через первинну обмотку, коли вихід керування затвором високий. Конденсатор і діод на іншому боці відновлюють напругу до односторонньої — інакше 12 В на первинній обмотці перетворюється на ± 6 В на вторинній. Затворний резистор завжди потрібний.

Незважаючи на те, що ця система відносно дешева і добре працює, вона обмежена в максимальному робочому циклі, тому що трансформатор повинен мати час для скидання.

Метод, який дозволяє надзвичайно швидко управляти затвором, використовує окремий двотактний перетворювач для генерування вторинної напруги постійного струму, яка посиляється на джерело MOSFET (F земля на рис. 1.9). Можна зробити спеціальний драйвер затвора на окремих ІС.

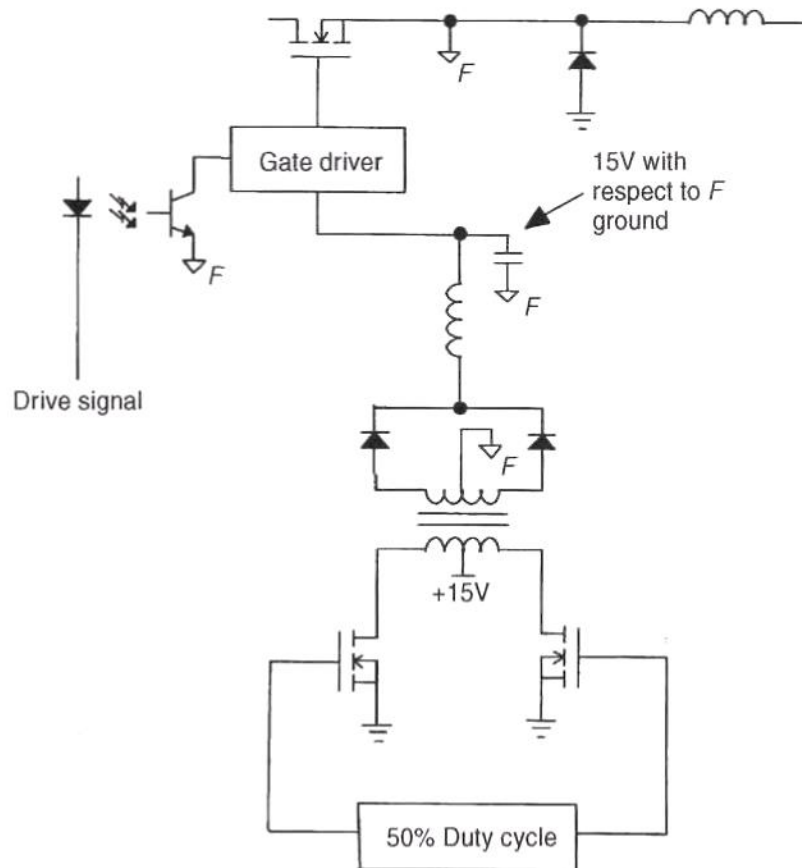


Рисунок 1.9 – Створення плаваючого ДЖ для керування понижуючим транзистором

Неізолюваний тип. Регулятор Boost.

Коли перемикач (MOSFET) увімкнено, енергія зберігається в L1; коли перемикач у положенні ВИМКНЕНО, енергія, що зберігається в L1, передається навантаженню (RL) через L1 і D1. Вихідна напруга може бути вищою за вхідну через підсумовування напруги, попередньо збереженої в L1 і V_{сс}. Топологія популярна в застосуванні PFC.

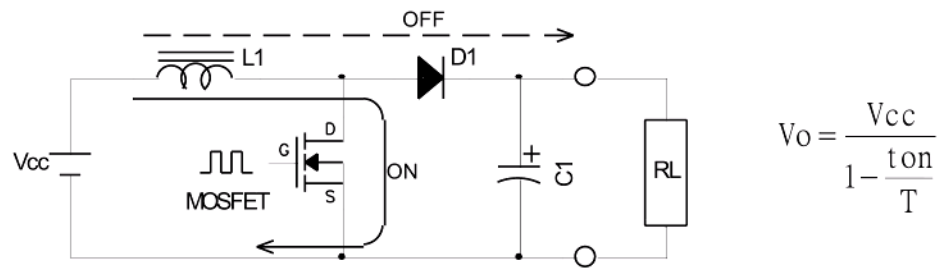


Рисунок 1.10 – Регулятор Boost

Неізований тип. Регулятор Buck-Boost

Коли перемикач (MOSFET) увімкнено, енергія зберігається в L1. Коли перемикач вимкнено, енергія, що зберігається в L1, передається в навантаження (RL) через L1 і D1.

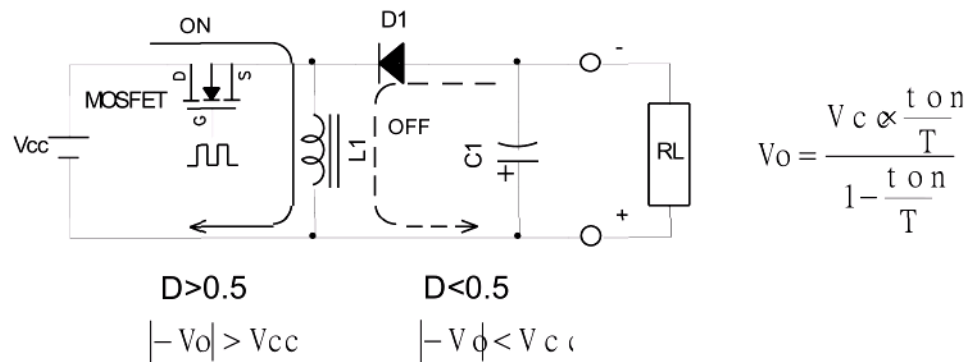


Рисунок 1.11 – Регулятор Buck-Boost

Ізований тип. Зворотний перетворювач.

Коли перемикач (MOSFET) увімкнено, енергія накопичується в трансформаторі; коли перемикач (MOSFET) знаходиться у ВИМКНеному положенні, енергія в трансформаторі передається до навантаження (RL) через D1.

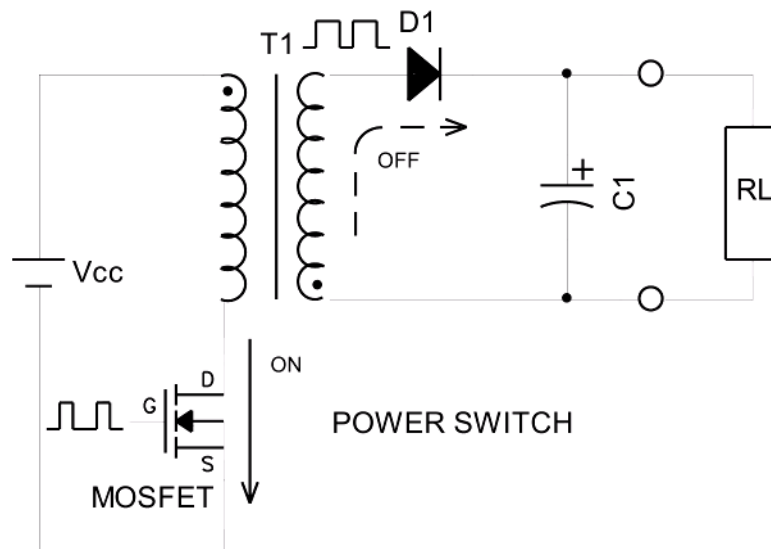


Рисунок 1.12 – Зворотний перетворювач

Ізольований тип. Прямий перетворювач.

Коли перемикач (MOSFET) увімкнено, енергія передається на навантаження (RL) і зберігається в L1 через D1 і трансформаторі. Коли перемикач вимкнено, енергія, що зберігається в L1, передається навантаженню через D2. Топологія використання двох MOSFET (двосторонній) може зменшити напругу на перемикачах.

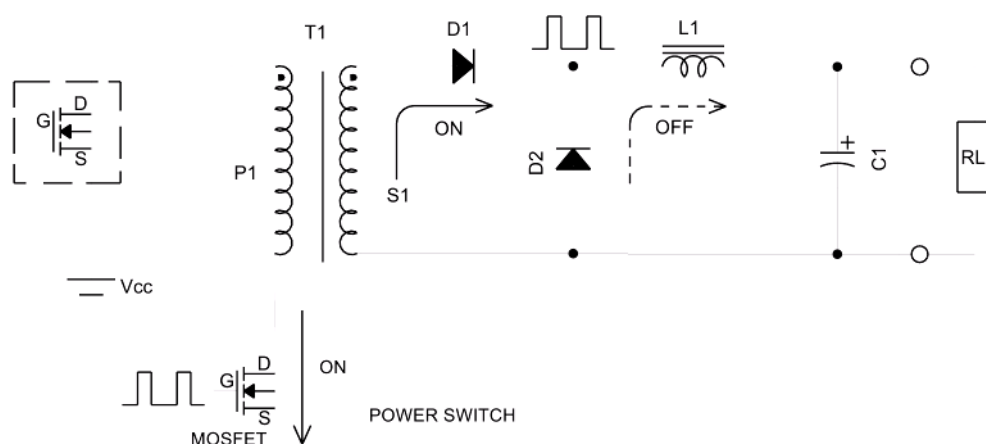


Рисунок 1.13 – Прямий конвертер

Ізольований тип. Двохтактний перетворювач.

Коли перемикач 1 (MOSFET 1) увімкнено, а перемикач 2 (MOSFET 2) вимкнено, енергія передається до навантаження (RL) через трансформатор і D2; коли перемикач 2 увімкнено, а перемикач 1 вимкнено, енергія передається до навантаження через трансформатор і D1.

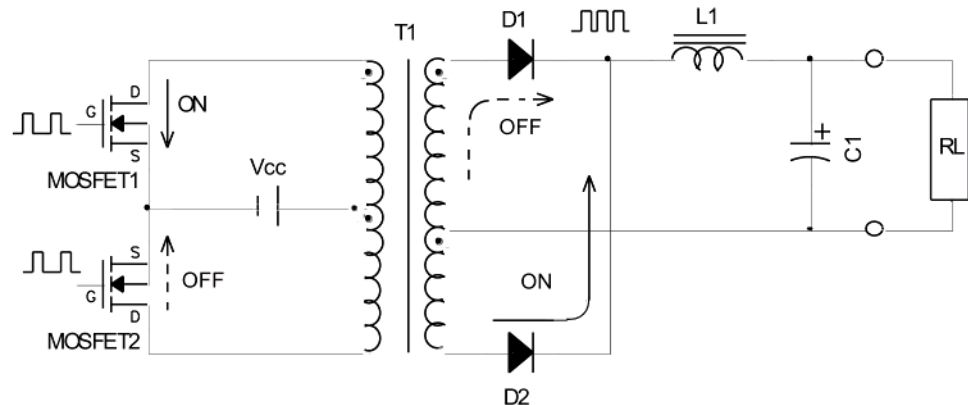


Рисунок 1.14 – Двохтактний перетворювач

Ізольований тип. Напівмостовий перетворювач.

Коли перемикач 1 (MOSFET 1) увімкнено, а перемикач 2 вимкнено, енергія передається до навантаження (RL) через трансформатор, C2 і D1; коли перемикач 2 увімкнено, а перемикач 1 вимкнено, енергія передається до навантаження через трансформатор C1 і D2. Асиметричний напівмостовий перетворювач, створений на його основі, може досягти вищої ефективності.

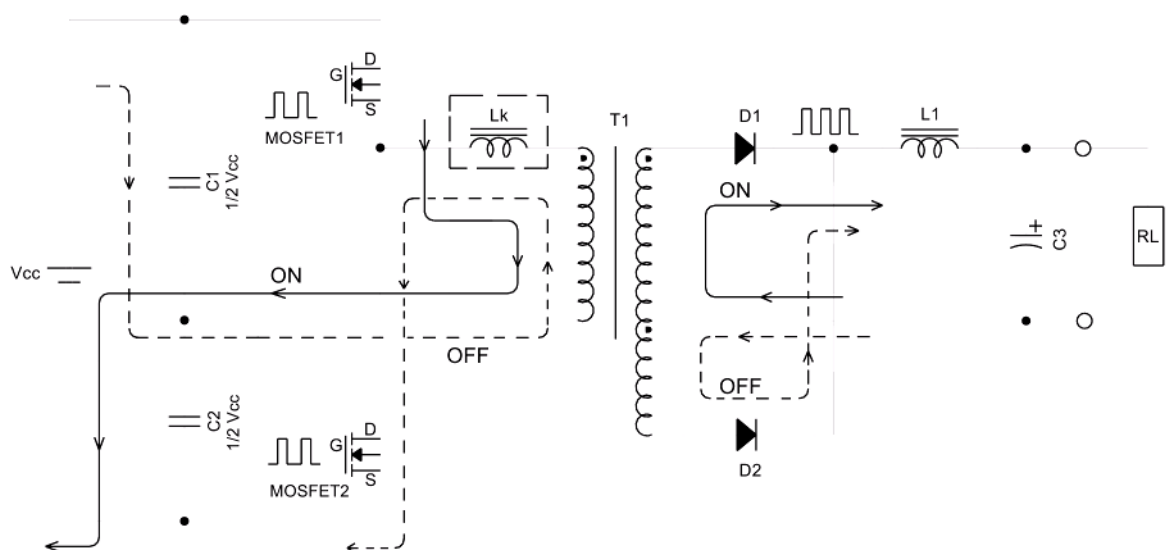


Рисунок 1.15 – Напівмостовий перетворювач

Ізольований тип. Повномостовий перетворювач.

Коли перемикач 1, 4 (MOSFET 1, 4) увімкнено, а перемикач 2, 3 (MOSFET 2, 3) вимкнено, енергія передається до навантаження (RL) через трансформатор і D2; коли перемикач 2, 3 увімкнено, а перемикачі 1, 4 вимкнено, енергія передається до навантаження через трансформатор і D1. Поєднання цієї топології та керування фазовим зсувом зазвичай використовується для досягнення вискоефективного переходу нульової напруги/струму.

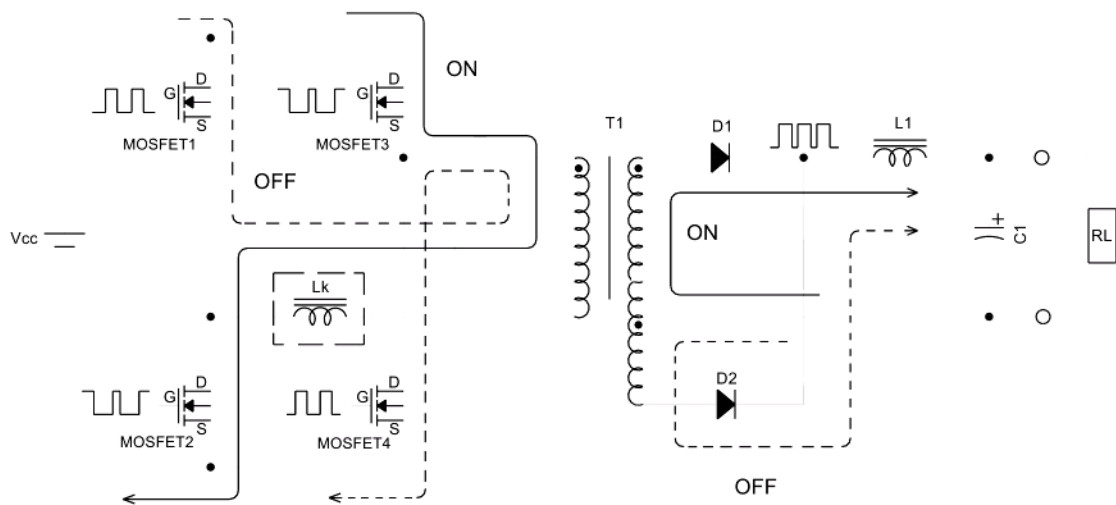


Рисунок 1.16 – Повномостовий конвертер

Характеристики та застосування жорстких комутаційних перетворювачів у ІДЖ.

Існуючі різновиди топології в ІДЖ можна використовувати для задоволення всіх типів потреб. Теоретично ІДЖ має лише втрати провідності та не має втрат на перемикання, оскільки він працює лише в період увімкнення/вимкнення перемикача (MOSFET). Однак насправді індуктивність виток та ємнісний ефект у компонентах призводять до існування втрат на комутацію, що є перешкодою для підвищення ефективності. Перетворювачі з комутаційними втратами мають топологію жорсткої комутації.

Характеристики та застосування перетворювачів з м'яким перемиканням у ІДЖ.

Техніка м'якого перемикання полягає в зменшенні втрат на перемикання, що виникають в перетворювачах з жорстким перемиканням. Завдяки додаванню допоміжних і резонансних кіл комутаційні переходи відбуваються лише за нульової напруги або нульового струму. При значному зниженні втрат при перемиканні можна не тільки підвищити ефективність, але й зменшити підвищення температури на перемикачах.

Резонансний перетворювач — це перетворювач, у якому форми хвиль потужності (струму та напруги) є синусоїдальними. Це досягається шляхом утворення резонансної індуктивності та ємності з ємностями, які часто є паразитними. Перемикання відбувається, коли напруга та/або струм проходять через нуль, забезпечуючи перехід перемикання майже без втрат. Таким чином, резонансні перетворювачі мають свою основну проблему щодо корисності у перетворювачах високої частоти, де втрати на перемикання можуть домінувати над втратами у включеному стані перемикачів. Однак, оскільки переходи перемикання залежать від частот резонансних ємностей, фактична частота перемикання перетворювача змінюється, іноді досить різко, як правило, як функція навантаження та лінії.

Перетворювач з м'яким перемиканням є проміжним між резонансним перетворювачем і перетворювачем ШІМ. Будь-яку з топологій, описаних вище, можна зробити м'якою комутацією шляхом відповідного додавання компонентів. Перетворювач з м'яким перемиканням завжди перемикається на тій самій постійній частоті, як ШІМ, але він створює коло ємності протягом частини періоду перемикання, так що переходи перемикачів відбуваються майже без втрат.

Резонансні перетворювачі мають досить багато проблем. Не останнє місце серед них займає зміна частоти перемикання від навантаження. Фактично, для загального класу цих перетворювачів мінімальна частота

перемикання виникає при максимальному навантаженні, тому фільтрація електромагнітних перешкод має бути розроблена для найгіршої комбінації, мінімальної частоти та максимального струму. Виграш у розмірі від роботи на високій частоті перемикання може бути втрачений, якщо спроектовано реалістичний перетворювач із фільтром ЕМС.

На відміну від резонансних перетворювачів, перетворювачі з м'яким перемиканням працюють на фіксованій частоті, що робить їхні вимоги до фільтрації простими. Вони також зазвичай використовують дискретні конденсатори, і тому мають досить відтворювані характеристики від одиниці до одиниці. На рис. 1.17 показана досить стандартна реалізація прямого перетворювача з плавним перемиканням із ескізом форми сигналу стоку.

Спочатку транзистор включений, а напруга стоку дорівнює нулю. Коли транзистор вимикається, первинна індуктивність трансформатора утворює резонансну ємність із зовнішнім конденсатором (паралельно з ємністю втік-витік MOSFET, але зовнішній конденсатор розроблений так, щоб бути більшим, ніж конденсатор MOSFET). Після завершення кільця напівперіоду напруга стоку залишається на входній напрузі, оскільки тепер у трансформаторі немає енергії. Він залишається в такому стані до тих пір, поки транзистор знову не ввімкнеться.

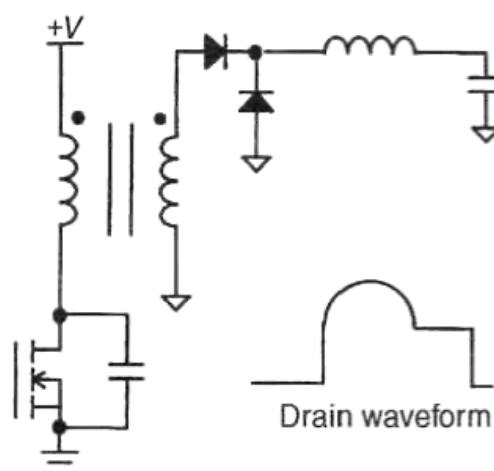


Рисунок 1.17 – Квазірезонансний або плавно перемикаючий прямий перетворювач

Що відрізняє цей перетворювач від резонансного перетворювача, так це те, що він все ще має широтно-імпульсну модуляцію: транзистор має постійну частоту перемикавання. Звичайно, ємність і індуктивність все одно потрібно вибирати ретельно.

Слід зазначити, що коли транзистор вмикається, енергія конденсатора розсіюється в MOSFET. Однак якщо конденсатор досить малий, це може бути не так вже й страшно. Наприклад, якщо ємність конденсатора становить 100 pF, вхідна напруга 50 В, а частота перемикавання 500 кГц, потужність, втрачена через конденсатор, становить лише $P = 63$ мВт.

Дійсно, єдина погана річ у перетворювачах з м'яким перемиканням – це очевидна нестача мікросхем, призначених для їх роботи.

Комбінований перетворювач — це будь-який перетворювач, який має два (або теоретично більше) модулів, що з'єднані послідовно. Він відрізняється від просто двох послідовних перетворювачів тим, що зазвичай існує лише один контур керування для всієї системи. Наприклад, один з можливих комбінованих перетворювачів складається з інтерфейсного понижувача, що працює від 160 В постійного струму, за яким слідує двотактний перетворювач (рис. 1.18). Buck працює в замкнутому контурі для отримання приблизно фіксованої вихідної напруги (скажімо, 50 В); двотактний працює з фіксованим робочим циклом, щоб зменшити напругу (скажімо, до 5 В). Контур замикається шляхом визначення вихідного сигналу 5 В і використання його як сигналу помилки для керування робочим циклом Buck. Таким чином, хоча двотактний перетворювач працює у відкритому контурі (оскільки він перемикається з фіксованим робочим циклом), насправді це просто блок підсилення всередині контуру керування, який замкнутий навколо нього.

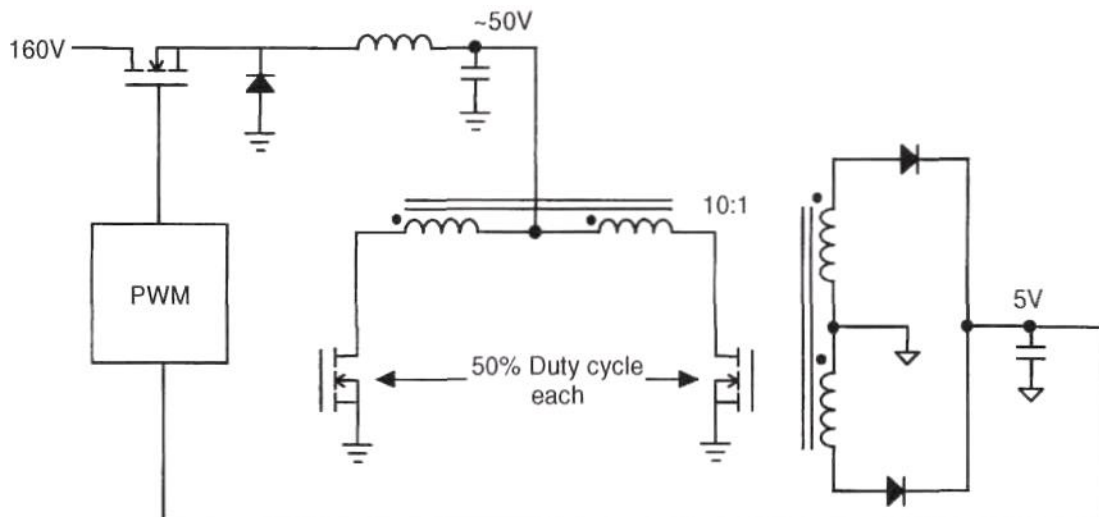


Рисунок 1.18 – Комбінований перетворювач, що складається з понижувального перетворювача, за яким слідує двотактний перетворювач; вихідний конденсатор Busc служить входним конденсатором двотактного перетворювача

У деяких випадках два каскади перетворювача можуть мати спільні компоненти; у щойно наведеному прикладі вихідний конденсатор Busc також використовується як входний конденсатор двотактного перетворювача. Легко уявити інші комбінації, в яких індуктор може використовуватися замість цього. Як і у випадку з резонансними перетворювачами та перетворювачами з м'яким перемикуванням, існує велика кількість можливих комбінацій для комбінованих перетворювачів.

Як показує наведений приклад, наявність комбінованого конвертера корисна, коли потрібно отримати значне зниження або підвищення. Вже згадувалося, що існують практичні обмеження робочого циклу, який можна отримати від ШІМ, і розміру коефіцієнта витків, який слід спробувати отримати на трансформаторі. Якщо потрібно здійснити перетворення напруги вище того, що можливо в цих межах, комбінований перетворювач пропонує спосіб значно розширити доступний діапазон перетворення.

Комбінований перетворювач також може бути бажаним, коли потрібно отримати досить великий коефіцієнт перетворення (вхідної на вихідної напруги) у ситуації, яка також потребує ізоляції вхід-вихід. Ці дві вимоги разом можуть створити дуже складну конструкцію, але, розділивши функції, можна зробити це набагато простіше: наприклад, дати можливість першому перетворювачу виконувати перетворення напруги, а потім другому перетворювачу виконувати ізоляцію, можливо з трансформатором 1:1. Оскільки другий перетворювач завжди працюватиме з тією самою вхідною та вихідною напругою, його компоненти можуть бути оптимізовані для цієї роботи, і це може бути дуже ефективним. Дійсно, цей комбінований перетворювач цілком може бути більш ефективним, ніж одноблоковий через труднощі в розробці магнітних компонентів, що пов'язані з одночасним проектуванням як великого коефіцієнта перетворення, так і ізоляції.

1.4 Аналіз аналогів

Як приклад для розгляду обраний БЖ на 20В 3А (рис. 1.19). При необхідності можна отримати кілька напруг, незалежних або пов'язаних.

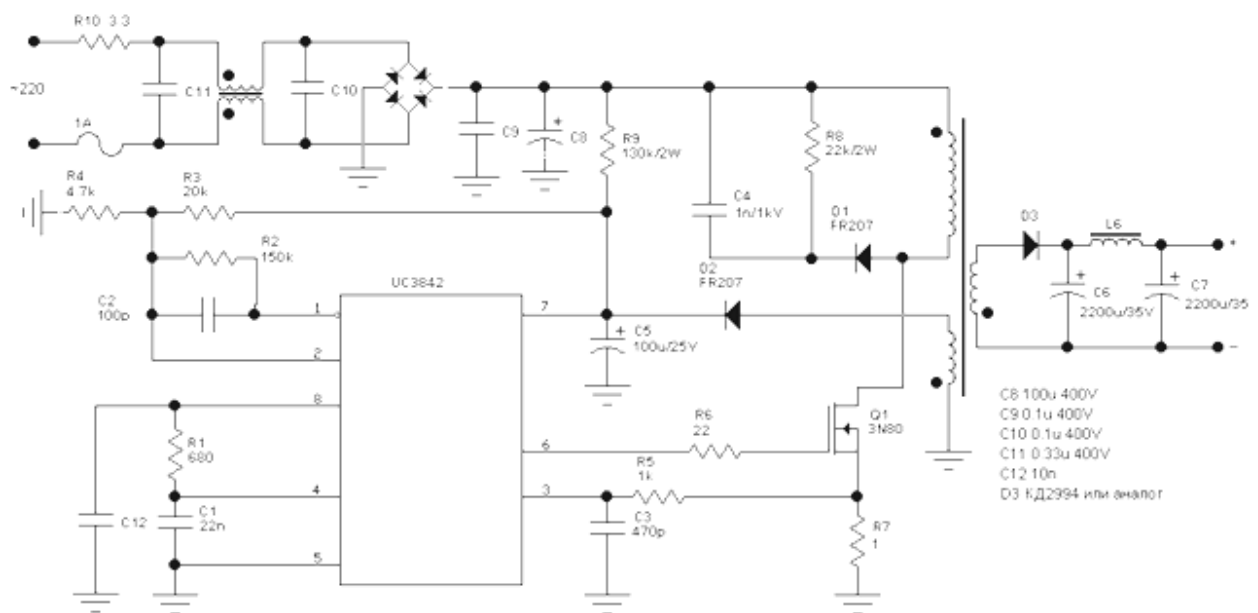


Рисунок 1.19 – блок живлення з вихідними параметрами 20В, 3А

Вихідна потужність на відкритому повітрі 60 Вт (довгостроково). Залежить головним чином від параметрів силового трансформатора. При їх зміні можна отримати вихідну потужність до 100 Вт в даному типорозмірі сердечника. Робоча частота блоку обрана 29 кГц і може бути змінена конденсатором С1. Блок живлення розрахований на постійне або малозмінне навантаження, звідси відсутність стабілізації вихідної напруги, хоча вона стабільна при коливаннях мережі 190...240 В. Блок живлення працює без навантаження, є налаштування захисту від короткого замикання. ККД блоку - 87 %. Зовнішнього управління немає, але його можна ввести за допомогою оптопари або реле.

Силовий трансформатор (каркас з сердечником), вихідний дросель і дросель мережевий запозичені з комп'ютерного блока живлення. Первинна обмотка силового трансформатора містить 60 витків, обмотка на живлення мікросхеми – 10 витків. Обидві обмотки намотуються виток до витка проводом 0,5 мм з одинарною міжшаровою ізоляцією з фторопластової стрічки. Первинна і вторинна обмотки розділяються кількома шарами ізоляції. Вторинна обмотка перераховується з розрахунку 1,5 вольт на виток. Наприклад, 15 вольтова обмотка буде мати 10 витків, 30 вольтова – 20 і т.д. Оскільки напруга одного витка досить велика, при малих вихідних напругах буде потрібне точне її підстроювання резистором R3 в межах 15...30кОм.

Резистор R7 визначає поріг обмеження вихідного струму блока живлення, а також максимальний струм стоку силового транзистора. Рекомендується вибрати максимальний струм стоку не більше 1/3 паспортного на даний транзистор. Струм можна вирахувати за формулою $I=1/R7$ (Ом).

Наступна схема демонструє налаштування та використання ШІМ UCx84x та їх внутрішньої схеми.

В схемі високі пікові струми, пов'язані з навантаженнями, вимагають ретельного заземлення. Конденсатори синхронізації та обхідні конденсатори слід підключати близько до клеми ЗАЗЕМЛЕННЯ в одноточковому заземленні. Транзистор і потенціометр 5 кОм задають форму хвилі осцилятора та застосовують регульоване нахилання до сигналу виводу ISENSE.

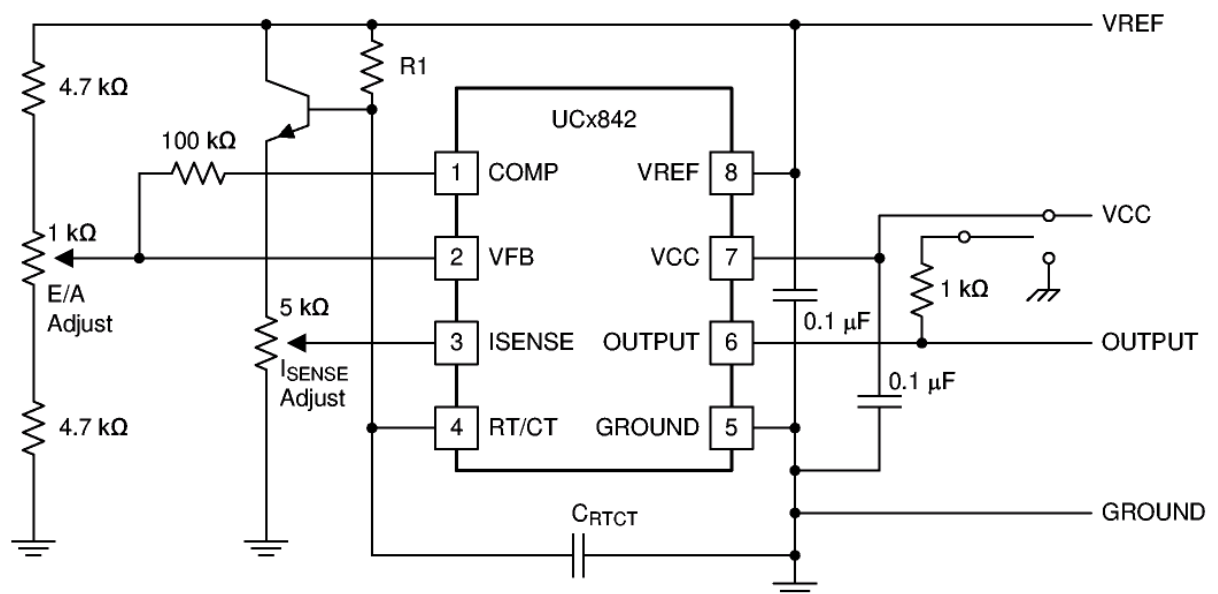


Рисунок 1.20 – Схема аналізу

Типове застосування UC2842 в автономному зворотно-ходовому перетворювачі показано на рис. 1.20. UC2842 використовує внутрішній контур керування струмом, який містить невеликий резистор визначення струму, який визначає зміну струму первинної індуктивності. Цей резистор вимірювання струму перетворює форму хвилі струму індуктивності в сигнал напруги, який вводиться безпосередньо в компаратор ШІМ первинної сторони. Цей внутрішній контур визначає реакцію на зміни вхідної напруги. Зовнішній контур керування напругою передбачає порівняння частини вихідної напруги з опорною напругою на вході підсилювача помилки. При використанні в автономному джерелі зворотний зв'язок напруги ізольованого виходу здійснюється за допомогою підсилювача помилки вторинної сторони та регульованого джерела опорної напруги, наприклад TL431. Сигнал

The schematic diagram illustrates a Class D audio amplifier circuit. The input signal, $V_{IN} = 85 \text{ VAC to } 265 \text{ VAC}$, is coupled through a capacitor C_{SS} and a resistor R_{SS} to the non-inverting input of the UC2842 IC (pin 1, COMP). The UC2842 is configured with its VREF (pin 8) to ground, VCC (pin 7) to a 10V supply, and GROUND (pin 5) to ground. The output (pin 6, OUTPUT) drives a MOSFET driver stage consisting of a MOSFET Q_{SW} and a diode D_{CLAMP} . The MOSFET's gate is driven by the UC2842 output through a resistor R_G (10 Ω). The MOSFET's drain is connected to a transformer's primary winding (N_P) and a resistor R_{CS} (0.75 Ω). The transformer's secondary winding (N_S) is connected to a load $L_P = 1.5 \text{ mH}$ and a capacitor C_{OUT} (2200 μF). The load is also connected to a diode D_{OUT} and a resistor R_{FB} (9.53 $\text{k}\Omega$). The output voltage is $V_{OUT} = 12 \text{ V, } 4 \text{ A}$. The UC2842's internal components include a COMP (pin 1), VFB (pin 2), ISENSE (pin 3), RT/CT (pin 4), and VREF (pin 8). The output (pin 6) is connected to a MOSFET driver stage. The MOSFET's gate is driven by the UC2842 output through a resistor R_G (10 Ω). The MOSFET's drain is connected to a transformer's primary winding (N_P) and a resistor R_{CS} (0.75 Ω). The transformer's secondary winding (N_S) is connected to a load $L_P = 1.5 \text{ mH}$ and a capacitor C_{OUT} (2200 μF). The load is also connected to a diode D_{OUT} and a resistor R_{FB} (9.53 $\text{k}\Omega$). The output voltage is $V_{OUT} = 12 \text{ V, } 4 \text{ A}$.

На рис. 1.22 показана типова пряма схема з ШІМ і ККП. Функціональність кожного блоку така:

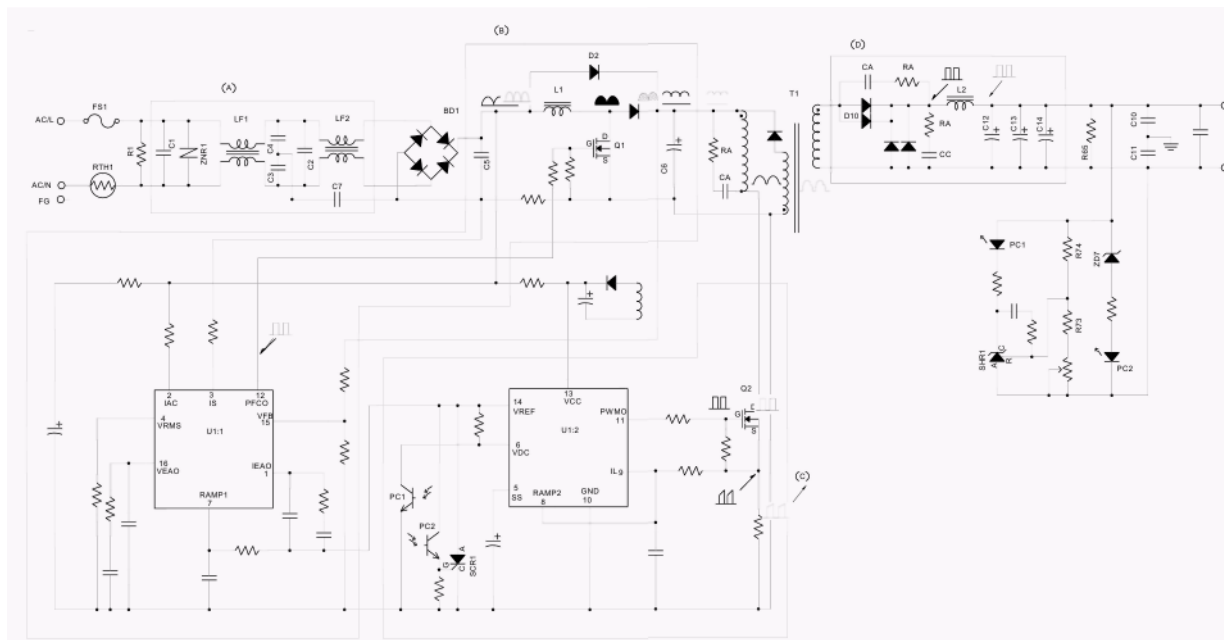


Рисунок 1.22 – Прямий перетворювач з ШІМ та ККП

Обмеження пускового струму - RTH1 (термістор) обмежує пусковий струм під час холодного запуску. Для термістора опір міняється непрямо пропорційно температурі, тому його називають NTC. При холодному запуску високий опір подавлює пусковий струм; після запуску на деякий час опір зменшується, щоб зменшити споживання електроенергії в нормальній роботі. ІДЖ середньої/високої номінальної потужності використовує схему, що містить TRIAC і реле, щоб мати менші втрати провідності.

Anti-Lightning Surge - ZNR1 (поглинач перехідних процесів/перенапруг) є резистивним компонентом. Він має високу стійкість у нормальних умовах. Зі збільшенням напруги на ньому зростає і його провідність; опір значно зменшується, коли напруга на ньому досягає 470 В постійного струму або 332 В змінного струму, а провідний струм становить близько 1 мА. З цією характеристикою поглинач перехідних процесів/стрибків напруги здатний обійти аномальну напругу стрибків, щоб ефективно перешкоджати проникненню стрибків напруги в ІДЖ.

Фільтр електромагнітних перешкод. Як показано в блоці (А) на рис. 1.30 (за винятком ZNR1, поглинача перенапруг), цей модуль фільтра

електромагнітних перешкод зазвичай використовується на вхідній стороні для фільтрації шумових перешкод. В основному він складається з трьох типів компонентів, а саме: конденсатор X, конденсатор Y і синфазний дросель. Функціональність кожного компонента в блоці (А) така:

C1 і C2 (конденсатор X) пригнічують шум диференціального режиму.

C3, C4 і C7 (Y-конденсатор) пригнічують синфазний шум.

LF1 і LF2 (синфазний дросель) пригнічують синфазний шум.

Вхідне випрямлення - BD1 (мостовий випрямляч) випрямляє вхідну напругу змінного струму до рівня постійного струму з частотою пульсацій 100 Гц.

Схема PFC (підсилення) – Блок (В) на рис. 1.22 складається з Q1, D1, L1 і U1:1 (контролер ККП) підвищує напругу до 380 В постійного струму. Основною функцією блоку є корекція КП, наближення форми вхідного струму до синусоїдальної та зменшення гармонійного струму відповідно до вимог правил СЕ. Можна використовувати активні/пасивні схеми ККП. У пасивній схемі ККП використовується низькочастотний трансформатор, що містить сердечник із листової сталі для підвищення коефіцієнта потужності з 0,5 до 0,7; активна схема ККП підвищує його до 0,95.

ШІМ-керування в первинному колі - Блок (С) складається з U1:2 (ШІМ-контролер) і Q2 (основний силовий транзистор), що перетворює напругу постійного струму від кола ККП на високочастотний сигнал серії імпульсів, так як високочастотний трансформатор може збільшити/ зменшити його, щоб отримати нижче значення вихідної напруги.

Ізоляційний трансформатор. Основними функціями (Т1) є ізоляція та пониження рівня напруги. Підвищення температури та здатність відповідати номінальній напрузі згідно з правилами безпеки є основними міркуваннями при проектуванні трансформатора.

Вихідний блок випрямлення (D), що включає D10, L2 і C12-C14, випрямляє та фільтрує високочастотні імпульси постійного струму до стабільного рівня постійного струму.

Контур керування зворотним зв'язком – контур, що включає R74, PC1 тощо, сприймає розділену вихідну напругу для порівняння з еталонною напругою SHR1 та передає сигнал до ШІМ-контролю IC (U1:2) через PC1 для регулювання робочого циклу.

Схема захисту від перенапруги - складається з ZD7, PC2 тощо. Коли вихідна напруга перевищує вказане значення (ZD7), PC2 починає проводити струм, щоб активувати SCR1, щоб підтягнути опорну напругу ШІМ IC (U1:2) чи змінити роботу ШІМ IC, щоб захистити ІДЖ або систему користувача від пошкодження.

Демпферна ланка: RA і CA, розташовані на первинній стороні T1 і вторинних випрямлячів (D10), в основному призначені для зменшення високочастотних стрибків і коливань, що надходять від комутаційних переходів перемикачів або випрямлячів, таких як Q2 і D10. Це також покращує ефективність електромагнітних перешкод і знижує витримувану напругу на компонентах.

Проаналізувавши наведені типи перетворювачів та враховуючи електричні параметри відповідно до завдання, перспективним мало б бути використання зворотньоходового ІДЖ. Розглянемо детальніше основні обмеження для такого типу перетворювачів.

Обидва типи зворотньоходового ІДЖ (ЗІДЖ), як ізольованого, так і неізольованого, можуть працювати як у неперервному, так і в переривчастому режимі. Однак у загальному вигляді ЗІДЖ зазвичай використовується, щоб уможливити перехід перетворювача в режим холостого ходу без попереднього навантаження. Для цього щоб працювати без навантаження, ІДЖ потрібно працювати в переривчастому режимі, і краще не змінювати режими через

труднощі з керуванням контуром перетворювача. Таким чином, найпоширенішою роботою ЗІДЖ є переривчастий режим.

Обмеження конденсатора

Коли зворотний транзистор вимикається, енергія, збережена в первинній індуктивності, передається на вторинну обмотку (обмотки). Оскільки на вторинній обмотці немає котушки індуктивності, повний піковий струм йде прямо в конденсатор. При більш високих рівнях потужності може стати досить важко знайти конденсатор з достатнім номінальним струмом пульсацій, щоб впоратися з цим: потрібно розрахувати середньоквадратичне значення струму, щоб знати, чи зможе конденсатор його витримати. Припустімо, наприклад, що на виході отримуємо 5 В при 10 А (це приблизно межа для ЗІДЖ), а робочий цикл становить 50% на цьому рівні потужності. Трансформатор має видавати 50 Вт протягом усього періоду лише за половину періоду (оскільки робочий цикл становить 50%), тому струм, який він видає протягом часу провідності діода, подвоюється, 20 А. Отже, середньоквадратичний струм дорівнює

$$I_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{2}(20\text{A})^2} = 14\text{A}$$

Цей надзвичайно високий струм вимагатиме паралельного підключення багатьох алюмінієвих або танталових конденсаторів або використання дорогого MLC. Неможливість отримати достатню ємність на виході ЗІДЖ є основною причиною виходу з ладу вихідного конденсатора.

Обмеження потужності

Існує максимальна потужність, яку можна корисно використовувати з ЗІДЖ. У будь-якому випадку вихідна потужність обернено пропорційна індуктивності; щоб отримати велику потужність, потрібна невелика індуктивність. До того моменту, коли досягається потужність в 50 Вт при

прийнятній частоті перемикання, індуктивність стає дуже малою; це робить дизайн практично неможливим для постійного виробництва.

Практичні обмеження кількості виходів

Звичайно, для всіх перетворювачів трансформатор стає важче намотувати, оскільки додається більше обмоток. Однак для ізольованого ЗІДЖ ця складність є вирішальною. Регулювання кожного виходу залежить від індуктивності витoku обмотки, оскільки індуктивність витoku віднімається від напруги, що подається на вихід. Отже, щоб отримати хороший допуск на виходах, витoki повинні бути або незначно малими (майже неможливими), або однаковими, щоб їх можна було компенсувати. Проте, якщо є кілька обмоток, контроль (і навіть вимірювання та визначення) витoku на кожній обмотці майже неможливе.

1.5 Розробка схеми структурної

Беручи до уваги все вище сказане за основу проектування використано однофазне ЗІДЖ. Також для корекції потужності і зниження рівня створюваних шумів запропоновано використати комбіновану схему, що у вхідному колі містить силовий понижуючий трансформатор, до виходу якого власне підключається ЗІДЖ. Попудовано структурну схему, що подана на рис. 1.23.

					ВІ 2.893.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		37

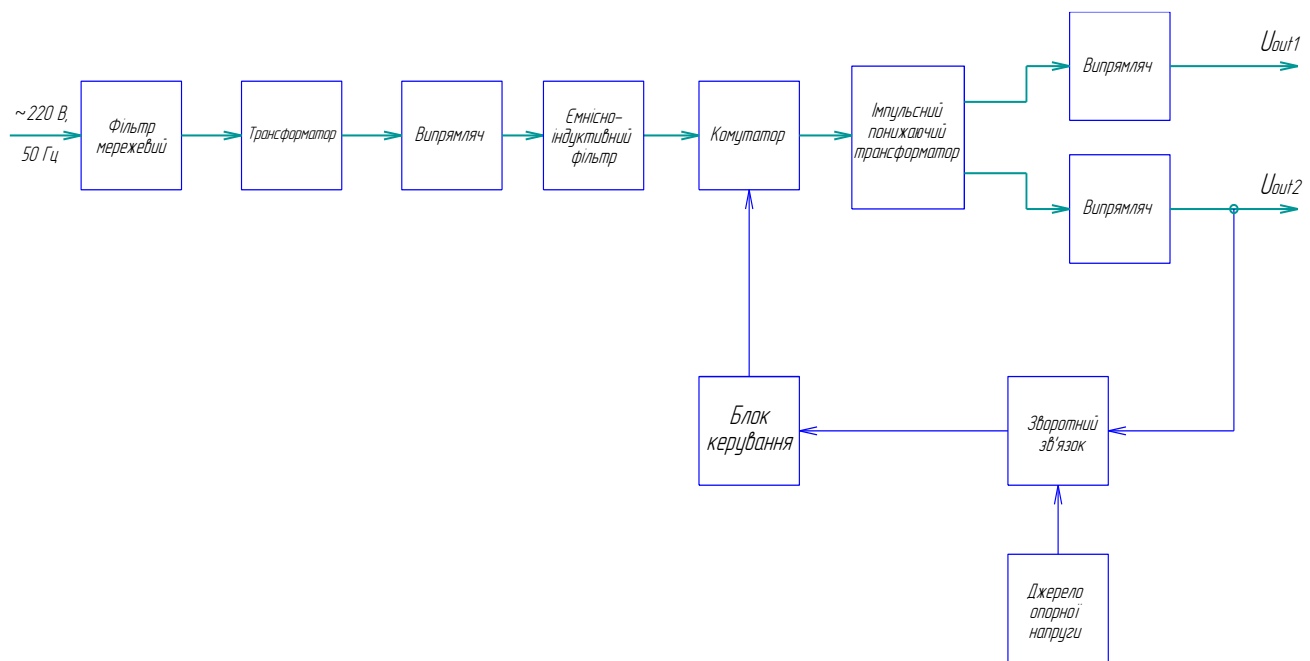


Рисунок 1.23 – Структурна схема модуля живлення

Відповідно до рис. 1.23, напруга з електромережі надходить на мережевий фільтр, з нього на узгоджуючий трансформатор, потім на випрямляч, з нього на ємнісно-індуктивний фільтр і через комутатор в первинну обмотку трансформатора. Керується комутатор сигналом, який формує блок керування (ШІМ-драйвер). З двох вторинних обмоток дві напруги надходять на випрямлячі та ємнісно-індуктивні фільтри, які знаходяться за межами друкованого вузла. З одного із виходів вихідна напруга подається на блок зворотного зв'язку а з нього на блок керування. Це зроблено для стабілізації вихідної напруги та захисту від КЗ на виході блоку живлення. Блок зворотного зв'язку порівнює напругу з виходу блоку живлення із напругою з виходу джерела опорної напруги. На основі порівняння формується сигнал, який визначає величину тривалості імпульсу керування комутатором.

1.6 Проєктування та розрахунки схеми електричної принципової модуля живлення

Дальше було розроблено схему електричну на основі поширеного драйвера UC3842 (рис. 1.24).

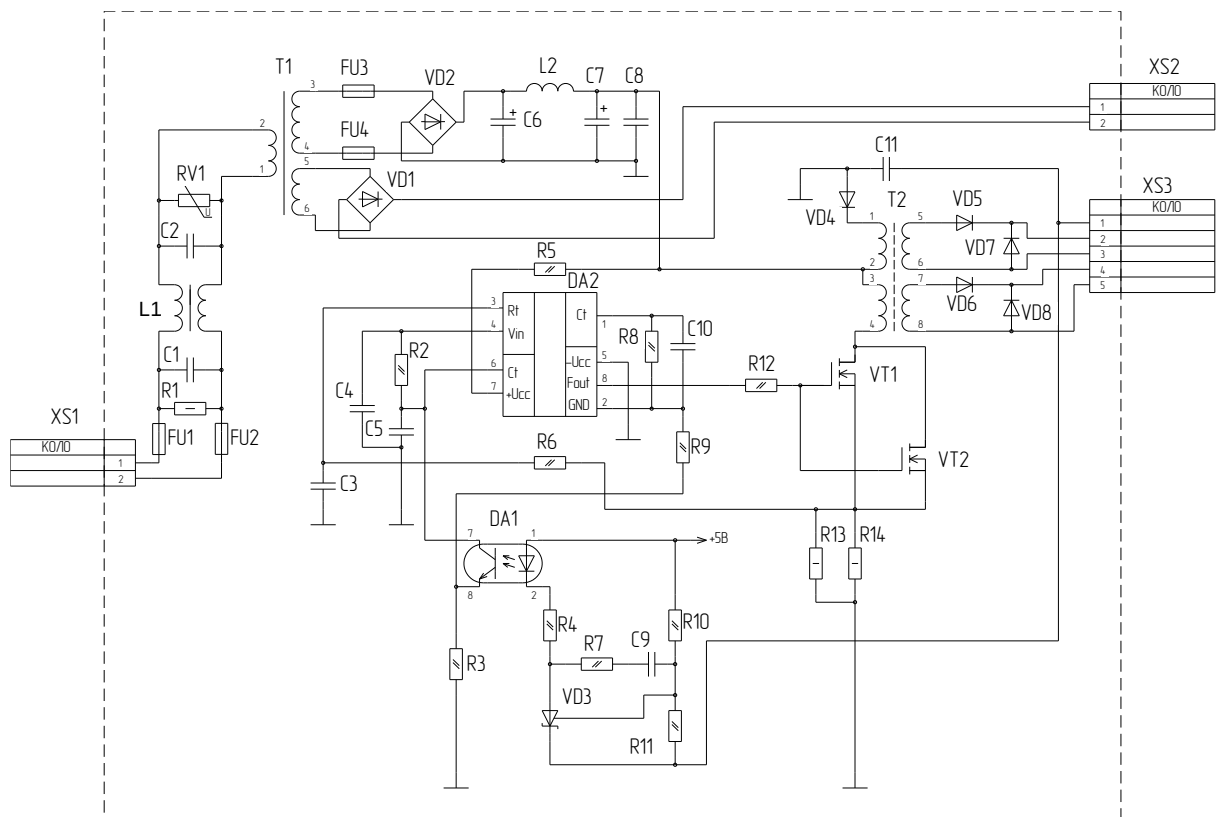


Рисунок 1.24 – Схема проєктованого модуля джерела живлення

Мережева напруга 220 В подається на роз'єм XS1. З нього через запобіжники FU1, FU2 поступає на мережевий фільтр, виконаний на елементах C1, C2 та L1. RV1 – варистор, призначений для контролю рівня вхідної напруги. Трансформатор T1 виконує роль обмежувача споживаної модулем живлення потужності. З його виходу напруга поступає на випрямляч VD2 і ємнісно-індуктивний фільтр C6, C7, C8 L2. З нього напруга подається на парвинну обмотку імпульсного трансформатора T2, послідовно з якою включений силовий комутатор, виконаний на паралельно включених

транзисторах VT1, VT2. ШІМ-драйвер виконаний на мікросхемі DA2, сигнал керування з виходу якої через обмежуючий резистор R12 поступає на комутуючі транзистори VT1, VT2. Елементи C4, C5, R2 виконують роль частотозадаючого кола.

На оптопарі DA1 виконано коло зворотного зв'язку. Фотодіод живиться від напруги з виходу блока живлення через резистор R4 і керований стабілітрон VD3. Напруга стабілізації стабілітрона задається з допомогою подільника R10, R11.

Датчик струму навантаження виконано на подільникові напруги R6, R13, R14, вихідна напруга якого буде пропорційна падінню напруги на резисторах R13, R14, що включені послідовно з первинною обмоткою імпульсного трансформатора Т2. Ця напруга поступає на 3 вхід ШІМ-драйвера.

Проведемо розрахунок частотозадаючих елементів ШІМ-регулятора. Ними є резистор R2 та конденсатор C5 (рис.1.25).

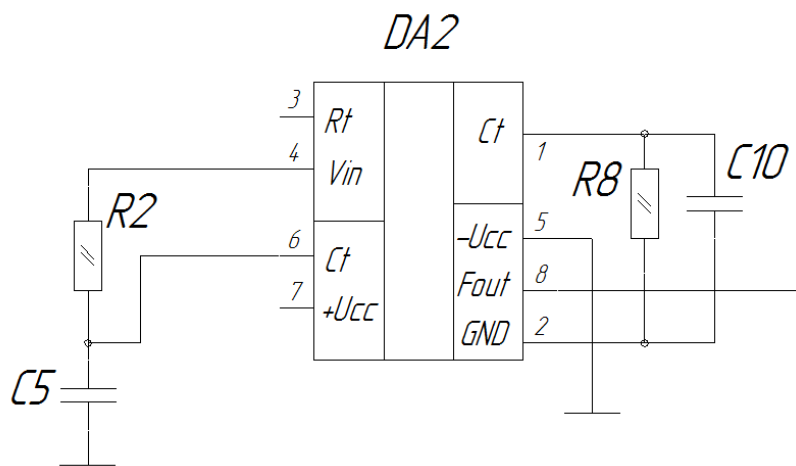


Рисунок 1.25 – До розрахунку частотозадаючих елементів мікросхеми DA2

Відповідно до паспортних даних на мікросхему UC3842, частотозадаючі елементи розраховуються за виразами:

$$t_C = 0,55 \cdot R_2 \cdot C_5; \quad (1.31)$$

$$t_D = R_2 \cdot C_5 \cdot \frac{0,0063R_2 - 2,7}{0,0063R_2 - 4}; \quad (1.32)$$

Відповідно частота буде становити:

$$f = \frac{1}{t_C + t_D}. \quad (1.33)$$

Однак, за умови, що $R_2 > 5$ кОм,

$$f = \frac{1,8}{R_2 \cdot C_5} \quad (1.34)$$

Приймаємо $R_2 = 6,8$ кОм, а частоту роботи мікросхеми $f = 55$ кГц.
Знайдемо ємність конденсатора C_5 :

$$C_5 = \frac{1,8}{R_2 \cdot f} = \frac{1,8}{6,8 \cdot 10^3 \cdot 55 \cdot 10^3} \approx 4,8 \cdot 10^{-9} \text{ (Ф)} \quad (1.35)$$

Приймаємо $C_5 = 4,7$ нФ.

Проведемо розрахунки елементів кола зворотнього зв'язку, схема якого наведена на рис. 1.26.

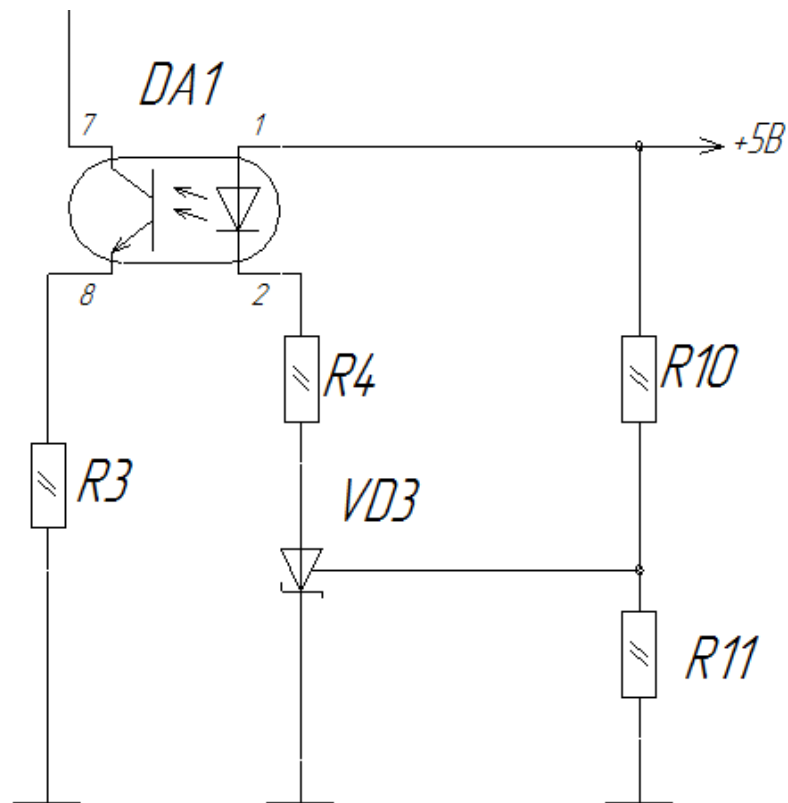


Рисунок 1.26 – Схема кола зворотнього зв'язку

Послідовно з світлодіодом оптопари включено струмообмежуючий резистор R4 та керований стабілітрон VD3. Для оптопари TLP621 струм через світлодіод повинен становити 10 мА, а зворотня напруга – 1,3 В. Нехай стабілітрон повинен бути налаштований на напругу 2,5 В, відповідно:

$$K = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{R_{11}}{R_{10} + R_{11}} = 2 \quad (1.36)$$

Такий коефіцієнт ділення можна отримати якщо $R_{11} = R_{10}$. Прийmemo $R_{11} = R_{10} = 3 \text{ кОм}$.

Оскільки на світлодіодові повинно падати 1,3 В, а на стабілітронів напруга повинна становити 2,5 В, решта напруги повинна падати на

резисторові R4, а саме $2,5-1,3=1,2$ В. При цьому через резистор повинен протікати струм в 10 мА. Знайдемо опір резистора R4:

$$R4 = \frac{U}{i} = \frac{1,2}{10 \cdot 10^{-3}} = 0,12 \cdot 10^3 \text{ Ом} \quad (1.37)$$

Прийmemo R4=120 Ом.

Потужність, що розсіюється резистором R4 становитиме:

$$P = U \cdot i = 1,2 \cdot 10^{-2} = 0,012 \text{ Вт.} \quad (1.38)$$

Прийmemo для запасу P=0,125 Вт.

Ємність конденсаторів C6,C7 знаходимо за формулою:

$$C_{6,7} = \frac{P_n}{2000 \cdot K_n \cdot U_{ж}^2} \quad (1.39)$$

де: P_n – номінальна потужність (100 Вт),

K_n – коефіцієнт пульсацій (10%),

$U_{ж}$ – напруга живлення (50 В),

$$C_{6,7} = \frac{100}{2000 \cdot 0,1 \cdot 50^2} = 450 \text{ мкФ} \quad (1.40)$$

Приймаєм C6=C7=220 мкФ, C8=0,1 мкФ.

Подібним чином проводиться розрахунок номіналів решти елементів схеми електричної.

1.7 Вибір елементів

У пристрої використані наступні типи радіоелементів: резистори С2-33, конденсатори К50–35, К73-17.

Наступними вибрано діодний міст W10M, стабілітрон TL431, діоди LL4148 та 120NQ045.

Основні параметри діодного моста W10M:

- зворотна напруга, В ... 1000;
- прямий струм, А ... 1.

Стабілітрони TL431 – прецизійний регульований кремнієвий стабілітрон. Вихідна напруга може становити між 2.5В і 36В з використанням двох зовнішніх резисторів (включені як дільник напруги). Він забезпечує загострену характеристику включення. Вихідний струм 1-100 мА.

Діоди LL4148 – кремніємі.

Діоди 120NQ045 – кремніємі діоди Шоткі.

Наступними було вибрано транзистори IRF630. Транзистор IRF630 – MOSFET силовий транзистор з n-каналом, кремнієвий.

Основні технічні характеристики транзистора:

- максимальна напруга втік-витік, В ... 200;
- опір каналу, Ом ... 0,4;
- номінальна напруга джерло-витік, В ... 4,5;
- максимальний струм, А ... 10;
- максимальна розсіювана потужність, Вт, ... 75.

Наступними було вибрано мікросхеми TLP621 та UC3842

ШИМ-контролери UCx84x оптимізовано для автономних і перетворювачів постійного струму в постійний

Низький пусковий струм (< 1 мА)

Автоматична компенсація

Поімпульсне обмеження струму

Покращені характеристики реагування на навантаження

Блокування мінімальної напруги з гістерезисом

Робота до 500 кГц

Підсилювач помилок з низьким вихідним опором

Серія керуючих інтегральних схем UCx84x забезпечує функції, необхідні для реалізації схем керування в режимі струму з фіксованою частотою в автономному режимі або від постійного струму з мінімумом зовнішніх компонентів. Внутрішньо реалізовані схеми включають блокування мінімальної напруги (UVLO), що включає пусковий струм менше 1 мА, і точний опорний сигнал, підстроєний для точності на вході підсилювача помилки. Інші внутрішні схеми включають логіку для забезпечення роботи з фіксацією, компаратор ШІМ, який також забезпечує контроль обмеження струму. Вихідний каскад, придатний для управління N-канальними МОН-транзисторами, має низький рівень, коли він знаходиться у вимкненому стані.

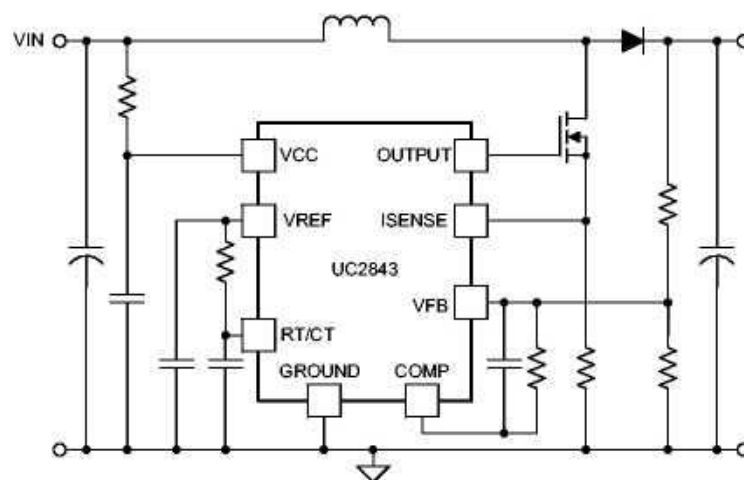


Рисунок 1.27 – Схема застосування

Основними відмінностями між представниками цієї серії є порогові значення UVLO, прийнятний діапазон температури навколишнього середовища та максимальний робочий цикл. Типові порогові значення UVLO 16 В (УВІМК.) і 10 В (ВИМК.) на пристроях UCx842 і UCx844 роблять їх

ідеальними для автономних додатків AC-DC. Відповідні типові порогові значення для пристроїв UCx843 і UCx845 становлять 8,4 В (УВІМК.) і 7,6 В (ВИМК.), що робить їх ідеальними для використання з регульованою вхідною напругою, яка використовується в додатках DC-DC. Пристрої UCx842 і UCx843 працюють із робочими циклами, що наближаються до 100%. UCx844 і UCx845 отримують діапазон робочого циклу від 0% до 50% завдяки додаванню внутрішнього перемикача тригера, який гасить вихідний сигнал кожного другого тактового циклу.

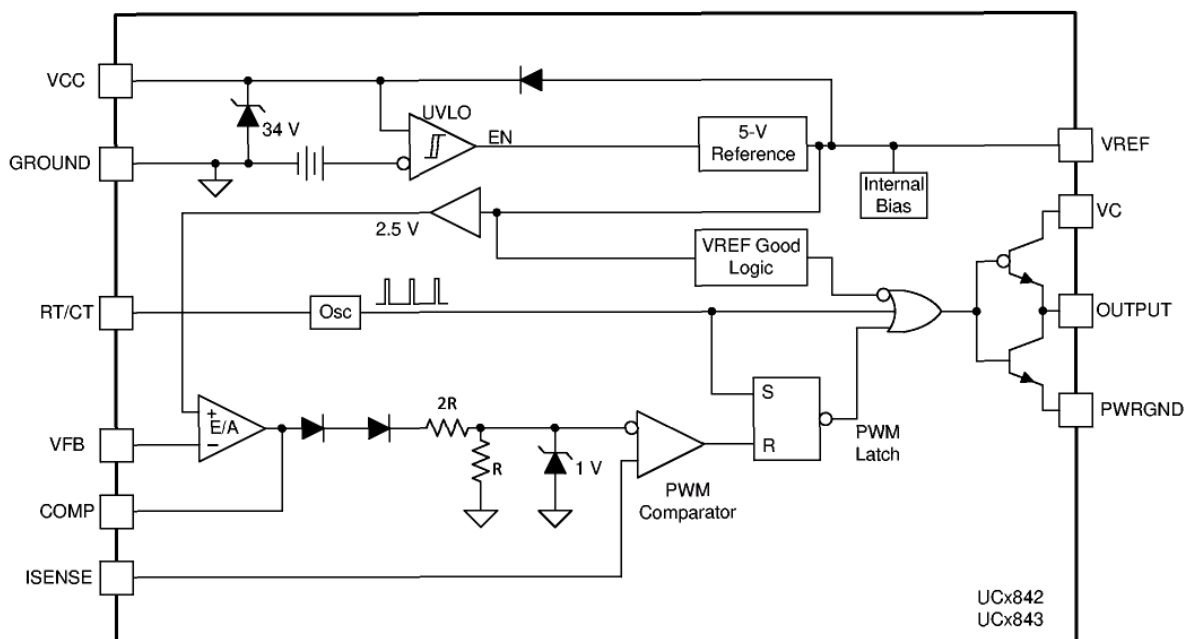


Рисунок 1.28 – Блок-схема UCx842 і UCx843 без перемикання

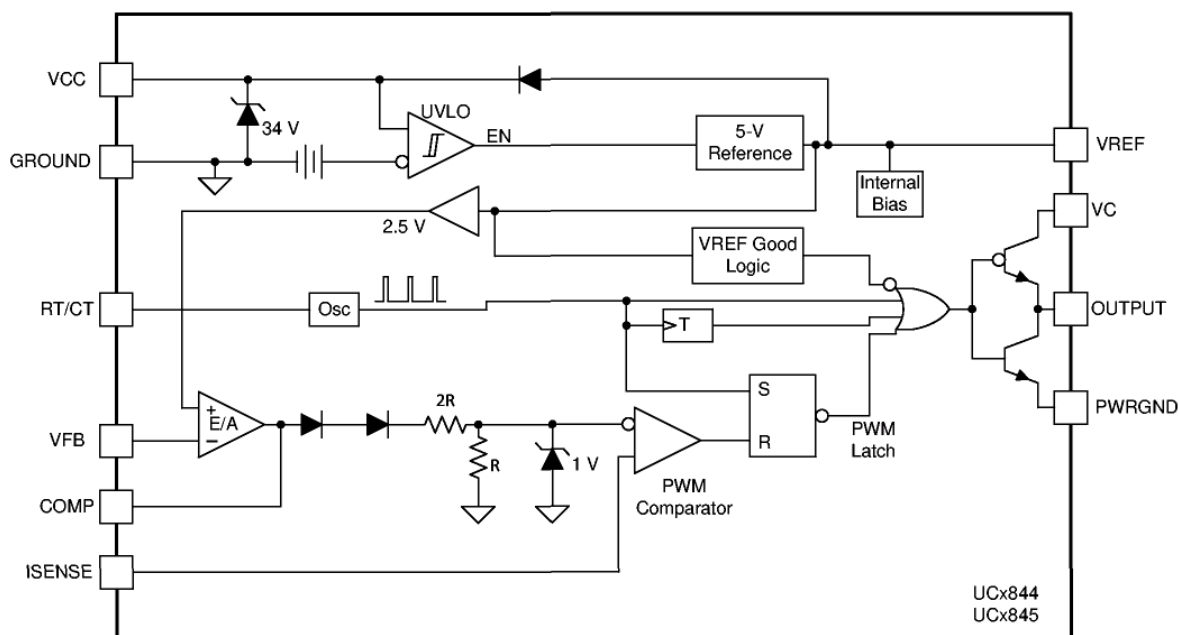


Рисунок 1.29 – Блок-схема UCx844 і UCx845 з перемикачем

Підсилювач помилки в сімействі UCx84x є колом з відкритим колектором, підключеним паралельно джерелу струму з одиничним коефіцієнтом підсилення смуги пропускання 1 МГц. Термінал COMP може працювати як джерело, так і споживання струму. Підсилювач помилки внутрішньо обмежений струмом, тому можна керувати нульовим робочим циклом, зовні примусово перемикаючи COMP на ЗЕМЛЮ.

VFB є інвертуючим входом підсилювача помилки. VFB використовується для керування контуром зворотного зв'язку напруги силового перетворювача для забезпечення стабільності. Для кращої стабільності потрібно забезпечити довжину проводу VFB якомога коротшою, а паразитну ємність VFB якомога меншою.

ISENSE. Вхід визначення струму UCx84x підключається до компаратора ШІМ. Можна підключити ISENSE до резистора визначення струму джерела MOSFET. ШІМ використовує цей сигнал для закривання перемикача OUTPUT. До цього виводу можна застосувати зміну напруги, щоб запустити пристрій із конфігурацією керування режимом напруги або додати компенсацію нахилу. Щоб запобігти помилковому запуску через шуми

переднього фронту, може знадобитися RC-фільтр визначення струму. Коефіцієнт підсилення підсилювача вимірювання струму зазвичай становить 3 В/В.

RT/CT — вивід синхронізації генератора. Для роботи з фіксованою частотою встановіть струм зарядки конденсатора часу, підключивши резистор від VREF до RT/CT. Можна встановити частоту, підключивши часозадаючий конденсатор від RT/CT до GROUND.

Генератор UCx84x дозволяє працювати до 500 кГц. Пристрій використовує зовнішній резистор для встановлення струму зарядки зовнішнього конденсатора, який визначає частоту генератора. Рекомендований діапазон значень часового резистора становить від 5 кОм до 100 кОм; рекомендований діапазон значень часового конденсатора становить від 1 нФ до 100 нФ.

$$f_{osc} = \frac{1.72}{R_{RT} \times C_{CT}}$$

Сильнострумовий біполярний полюсний вихід пристроїв UCx84x споживає або створює пік струму до 1 А. Вивід OUTPUT може безпосередньо управляти MOSFET. OUTPUT пристроїв UCx842 і UCx843 перемикається на тій самій частоті, що й генератор, і може працювати при робочому циклі близько 100%. У пристроях UCx844 і UCx845 частота перемикання OUTPUT становить половину частоти перемикання генератора через внутрішній Т-тригер. Це обмежує максимальний робочий цикл в UCx844 і UCx845 до < 50%. Діоди Шотткі можуть знадобитися на виводі OUTPUT, щоб запобігти перерегулюванню та недорегулюванню через високий опір шини живлення та землі відповідно. Щоб запобігти активації перемикача живлення сторонніми струмами витоку під час блокування за низькою напругою, слід використовувати резистор, розміщений між затвором і витоком MOSFET.

VCC — це джерело живлення для цього пристрою. У нормальному режимі роботи слід живити VCC через струмообмежувальний резистор. Хоча струм спокою VCC становить лише 0,5 мА, загальний струм живлення вищий залежно від ВИХІДНОГО струму. Загальний струм VCC - це сума струму спокою VCC і середнього ВИХІДНОГО струму.

UCx84x має стандартний стабілізатор напруги живлення VCC 34 В, але абсолютне максимальне значення для VCC від джерела з низьким опором становить 30 В. Для додатків, які мають вищу вхідну напругу, ніж рекомендована напруга VCC, потрібно поставити резистор послідовно з VCC для збільшення опору джерела. Максимальне значення цього резистора обчислюється за рівнянням:

$$R_{VCC(max)} = \frac{V_{IN(min)} - V_{VCC(max)}}{I_{VCC} + (Q_g \times f_{sw})}$$

Пороги включення і виключення для сімейства UCx84x істотно відрізняються: 16 В і 10 В для UCx842 і UCx844; 8,4 В і 7,6 В для UCx843 і UCx855. Щоб уникнути проблем, пов'язаних із шумом, слід відфільтрувати VCC електrolітичним фільтром і додатково керамічним конденсатором на землю.

VREF є опорною напругою для підсилювача помилки, а також для багатьох інших внутрішніх схем мікросхеми. Високошвидкісна логіка перемикає VREF як джерело живлення логіки. Еталонний допуск 5 В становить $\pm 2\%$ для сімейства UCx84x. Вихідний струм короткого замикання 30 мА. Для еталонної стабільності та запобігання проблемам із шумом під час перехідних процесів високошвидкісного перемикає VREF потрібно підключити VREF на землю за допомогою керамічного конденсатора поблизу корпусу IC.

Коли VCC перевищує 1 В і менше порогового значення UVLO, резистор 5 кОм притягує VREF до землі. VREF можна використовувати як логічний вихід, що вказує на стан енергосистеми, оскільки коли VCC нижчий за порогове значення UVLO, VREF утримується на низькому рівні.

Поімпульсне обмеження властиве схемі керування струмовим режимом. Верхню межу пікового струму можна встановити простим фіксуванням напруги помилки. Точне обмеження струму дозволяє оптимізувати магнітні та силові напівпровідникові елементи, забезпечуючи при цьому надійну роботу живлення.

Зовнішній послідовний резистор, Rcs, виявляє струм і перетворює цей струм на напругу, яка стає входом для вивода ISENSE. Вивід ISENSE є неінвертуючим входом для компаратора ШИМ. Вхід ISENSE порівнюється із сигналом, пропорційним вихідній напрузі підсилювача помилки; Коефіцієнт посилення підсилювача вимірювання струму зазвичай становить 3 В/В. Піковий струм Isense визначається за рівнянням:

$$I_{\text{SENSE}} = \frac{V_{\text{ISENSE}}}{R_{\text{CS}}}$$

Типове значення для VSENSE становить 1 В. Малий фільтр RC, RCSF і Ccsf може знадобитися для придушення перехідних процесів перемикавання, викликаних зворотним відновленням діода вторинної сторони або еквівалентного ємнісного навантаження на додаток до паразитних опорів кола. Постійна часу цього фільтра повинна бути значно менше періоду перемикавання перетворювача.

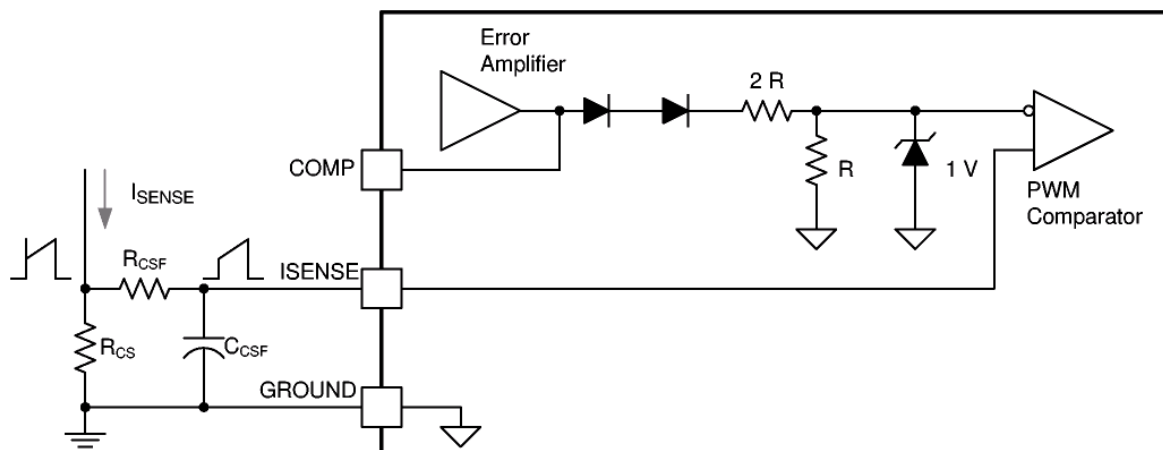


Рисунок 1.30 – Схема вимірювання струму

Вихід підсилювача помилки є колом з відкритим колектором паралельно джерелу струму. З низьким вихідним опором різні схеми імпедансу можуть використовуватися на вході компенсаційного виводу для зворотного зв'язку підсилювача помилок. Вихід підсилювача помилки, COMP, часто використовується як порт керування для регулювання вторинної обмотки за допомогою зовнішнього регульованого регулятора напруги вторинної обмотки, такого як TL431, для надсилання сигналу помилки через межу ізоляції вторинної обмотки до первинної через оптоізолятор, у цій конфігурації підключіть вивід COMP безпосередньо до зворотного зв'язку оптоізолятора. На первинній стороні інвертуючий вхід підсилювача помилок UCx48x, VFB, слід підключити до ЗАЗЕМЛЕННЯ. Коли VFB прив'язаний до ЗАЗЕМЛЕННЯ, вихід підсилювача помилки, COMP, переходить у високий стан і створює струм, як правило, 0,8 мА.

Внутрішній резисторний дільник на COMP підтримується в співвідношенні R:2R, конкретні значення цих внутрішніх резисторів не повинні бути критичними в будь-якому застосуванні.

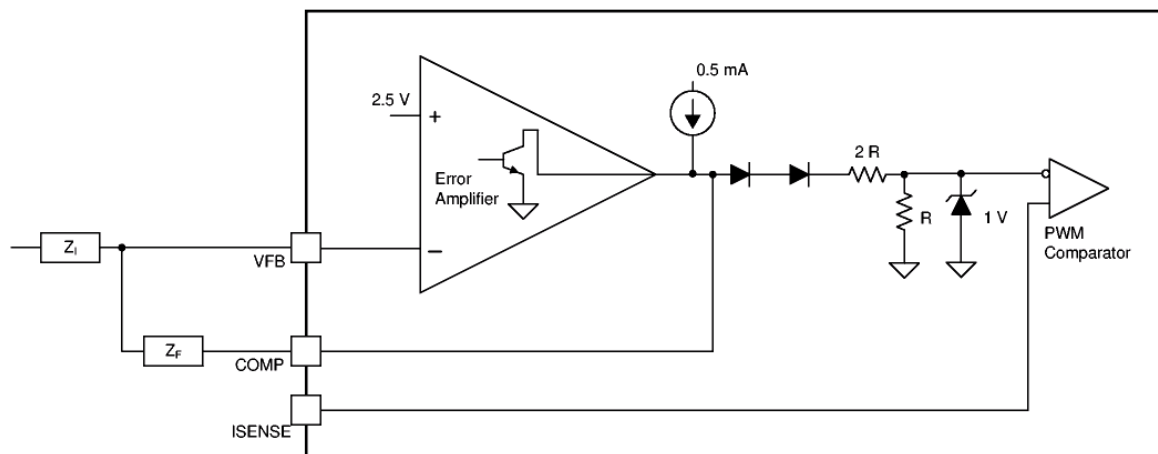


Рисунок 1.31 – Схема конфігурації підсилювача помилок

Генератор забезпечує частоту перемикання до 500 кГц. Сигнал затвора OUTPUT має таку саму частоту, що й генератор у пристроях UCx842 і UCx843, і може працювати при робочому циклі близько 100%. У пристроях UCx844 і UCx845 частота OUTPUT становить половину частоти генератора завдяки внутрішньому тригеру T, який гасить вихідний сигнал кожного другого тактового циклу, в результаті чого максимальний робочий цикл для цих пристроїв становить $< 50\%$ від частоти перемикання. Зовнішній резистор RRT, підключений від VREF до RT/CT, встановлює зарядний струм для конденсатора синхронізації Cct, який підключено від RT/CT до GROUND. Рекомендується значення RRT більше 5 кОм для RT/CT, щоб встановити позитивний час зміни внутрішнього генератора. Використання значення 5 кОм або більше для RRT підтримує сприятливе співвідношення між внутрішнім опором і резистором налаштування зовнішнього генератора та призводить до мінімальної зміни частоти в залежності від температури. Використання значення менше рекомендованого мінімального значення може призвести до дрейфу частоти через температуру, допусків деталей або варіації процесу.

Найпростіший спосіб примусової синхронізації використовує конденсатор синхронізації, Cst майже в стандартній конфігурації. Замість

того, щоб підводити Cst безпосередньо до землі, невеликий резистор встановлюється послідовно з Cst до землі. Цей резистор служить входом для імпульсу синхронізації, який підвищує напругу Cst вище внутрішнього верхнього порогу генератора. ШІМ дозволяється працювати на частоті, встановленій Rrt і Cst, доки не з'явиться синхронізуючий імпульс. Генератор UC3842/3/4/5 має бути встановлений на нижчу частоту, ніж потік синхронізуючих імпульсів, як правило, 20% з імпульсом 0,5 В, що подається на резистор.

Мікросхема TLP621 – оптопара широкого застосування.

1.8 Розробка друкованої плати та компоновка вузла

Коли йдеться про розрахунок друкованої плати (ДП), мова йде в основному про параметри мідних провідників, їхніх розмірів, стійкості ізоляції тощо. Загалом існує велика ймовірність того, що траса ДП буде непослідовною, якщо вона має якісь несправності з будь-яким електронним пристроєм. Більше того, стійкість траси є найпоширенішим терміном, який використовують інженери-електронники у промисловості ДП. А також опір траси означає частини ДП, які протидіють протіканню струму.

Зазвичай на ДП розміщується багато компонентів, і потрібно розуміти, які деталі та матеріали потрібні для ремонту чи складання ДП.

При проектуванні товщина ДП відіграє важливу роль у конструкції ДП. Товщина може підтримувати баланс ваги, і вибір товщини ДП може змінюватися в міру зміни типів ДП, оскільки є односторонні, двосторонні та багатошарові ДП. Існують деякі загальні товщини ДП від 0,008 дюйма до 0,240 дюйма.

Ширина доріжки ДП є важливим параметром конструкції ДП. Необхідно знати відповідну ширину траси, щоб переконатися, що вона може передавати потрібну кількість струму без перегріву та пошкодження плати. За

допомогою типових виразів чи онлайн застосунків можна розрахувати приблизну мінімальну ширину доріжки для даного струму та ваги міді. І більший струм потребує товстіших доріжок, тоді як більша товщина міді дозволяє отримати вужчі доріжки.

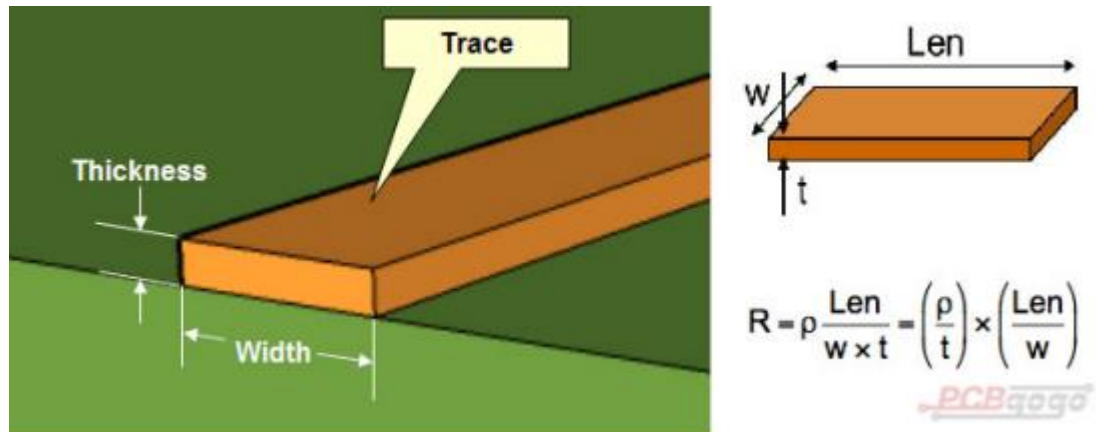


Рисунок 1.32 – До розрахунку параметрів доріжок

Є багато речей, які потрібно знати, перш ніж обчислювати ширину доріжки ДП. Перш за все, потрібно знати максимальний струм, який може функціонувати для плати як вхідні дані, які включають одиницю вимірювання доріжки, товщину доріжки, температуру доріжки, а також температуру навколишнього середовища. Це вплине на вхідні діапазони ширини.

Струм трасування ДП. Постійний струм використовується в джерелі струму на ДП як ДЖ, що означає, що існує лише один потік струму, що проходить через доріжку плати. Струм розводки ДП значно відрізняється від струму доріжки ДП, яка показує, як провідники взаємодіють один з одним, щоб забезпечити протікання необхідного струму.

Розміщення радіоелементів на ДП (компоновку) та трасування міжелементних з'єднань проведено за допомогою системи автоматизованого проектування P-CAD 2006.

Зовнішній вигляд компоновки ДП а також розводки міжелементних з'єднань зображено на рис. 1.33 а компоновки ДВ – на рис. 1.34.

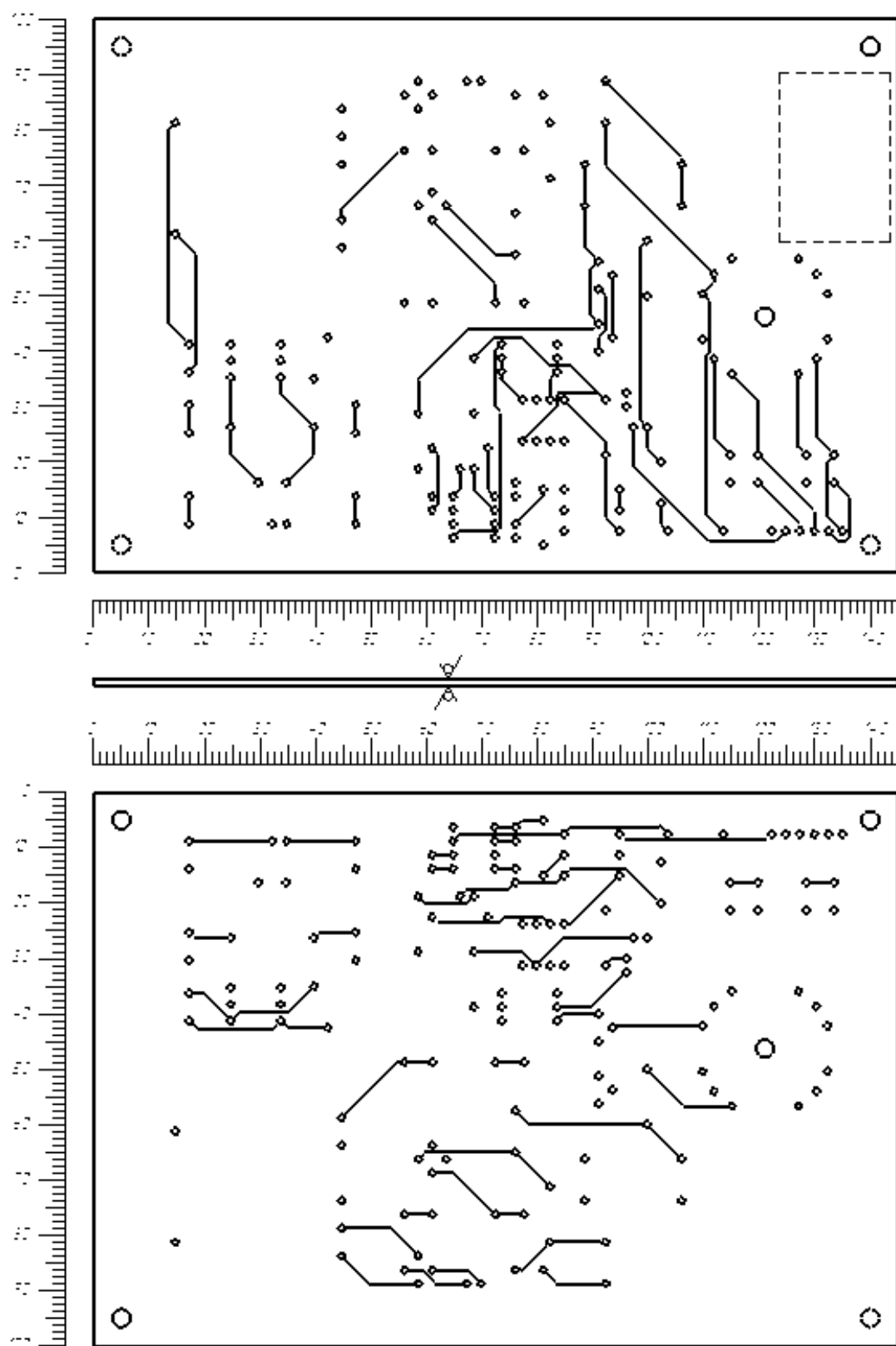


Рисунок 1.33 – ДВ проектованого модуля

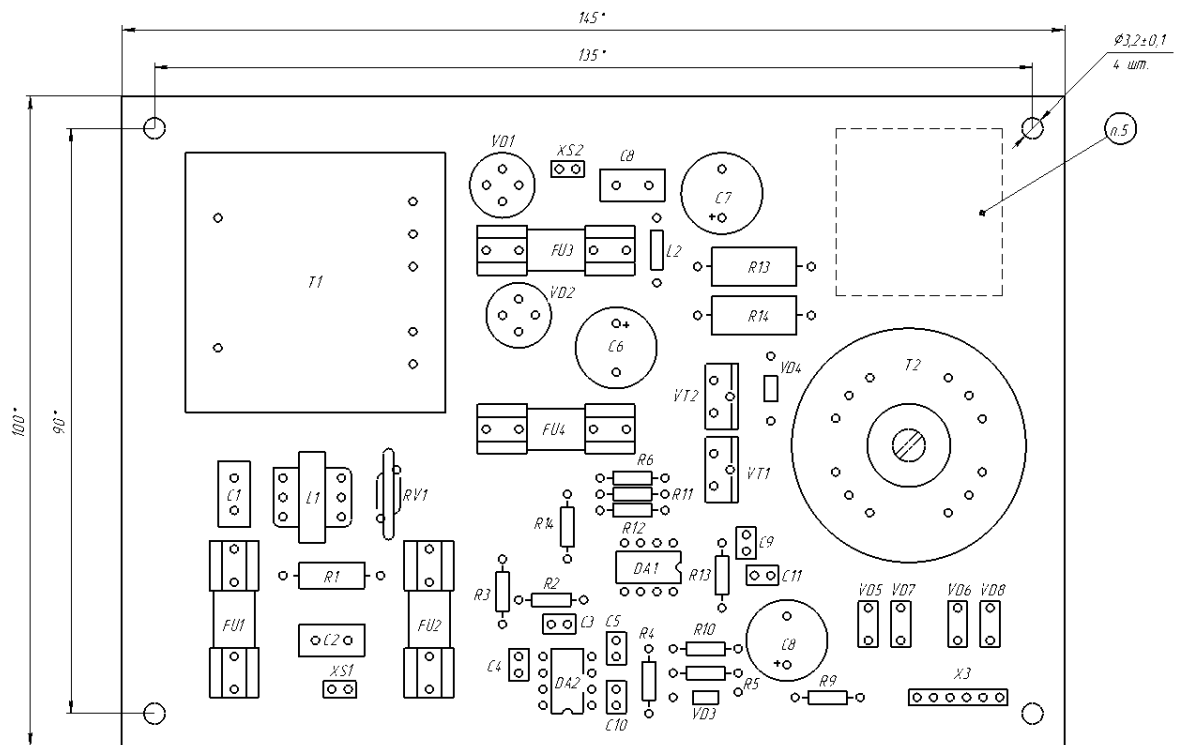


Рисунок 1.34 – Компоновка друкованого вузла

Відповідно на наступному етапі було проведено оформлення відповідних креслень в САПР Автокад.

1.9 Розрахунок електромагнітної сумісності

Електромагнітну сумісність елементів і вузлів РЕА забезпечують наступні конструктивні способи:

- 1) раціональне розміщення елементів, вузлів і пристроїв, при якому паразитні зв'язки і взаємні наведення не перевищують встановлених допустимих значень;
- 2) раціональне виконання електромонтажу, коли довжина провідникових зв'язків є мінімальною, тоді взаємне розташування провідників забезпечує найменші паразитні зв'язки;

3) екранування ланцюгів, елементів і вузлів. Елементи і вузли можуть бути джерелами перешкод і приймачами перешкод, що визначається за рівнем вихідних і вхідних сигналів.

Взаємні паразитні зв'язки можуть здійснюватися по провідниках, через паразитні ємності й індуктивності або через електромагнітне поле, тому стійкої роботи РЕА досягають шляхом зменшення паразитних зв'язків через усі зазначені шляхи.

Найбільш ймовірні джерела перешкод – це елементи і вузли, що працюють при високому рівні потужності (щодо інших), а також високочастотні вузли, а ймовірні приймачі перешкод – елементи і вузли високочутливих каскадів (як правило, їхні вхідні ланцюги).

Для забезпечення захисту та електромагнітної сумісності елементів і вузлів проведено раціональне розміщення радіокомпонентів на платі. Також використано фільтр електромагнітної сумісності та в корпусі повинне бути передбачене екранування.

Отже, цих заходів достатньо для послаблення завад до допустимого рівня.

1.10 Висновки до розділу 1

Проведено аналіз завдання, аналіз основ роботи імпульсних блоків живлення, розроблено схему структурну, проаналізовано аналоги, проведено проєктування та розрахунки схеми електричної принципової модуля живлення, вибрано елементну базу, розроблено компоновки та монтажу друкованої плати, проведено розрахунок електромагнітної сумісності.

2 Безпека життєдіяльності, основи охорони праці

2.1 Вплив ультразвуку на організм людини

Електромагнітне випромінювання в оптичній області, що примикає з боку коротких хвиль до видимого світла і має довжину хвиль в діапазоні 200...400 нм, називають ультрафіолетовим випромінюванням (УФВ). Вплив його на людину оцінюють еритемною дією (почервоніння шкіри, що приводить через 48 годин до її пігментації - засмазі).

Проблема ультрафіолетового випромінювання як виробничого та екологічного чинника обумовлена широким використанням джерел постачання в народному господарстві, збільшенням рівнів сонячного випромінювання у зв'язку зі зменшенням озонового шару, зростанням кількості захворювань, зокрема злоякісних і доброякісних пухлин шкіри, та інших порушень стану здоров'я, що викликаються ультрафіолетовою радіацією.

При тривалій відсутності УФВ в організмі розвивається «світлове голодування». Тому воно необхідно для нормальної життєдіяльності людини. Однак, при тривалому впливі великих доз УФВ можуть наступити серйозні поразки очей і шкіри. Зокрема, це може призвести до розвитку раку шкіри, кератитів (запалень рогівки) і помутніння кришталика очей (фотокератиту, який характеризується прихованим періодом від 0,5 до 24 годин). Для профілактики несприятливих наслідків, викликаних дефіцитом УФВ, використовують сонячне випромінювання, влаштовуючи солярії, інсоляцію приміщень, а також застосовуючи штучні джерела УФВ.

На промислових підприємствах джерелами ультрафіолетових випромінювань є дуга електрозварювання, ртутно-кварцові лампи, лазери, інші прилади та установки. Формування й вплив на працюючих оптичного випромінювання в ультрафіолетовій області відбувається при

електрогазозварювальних процесах, на роботах з плазменними технологіями (різка металу, напилювання, наплавлення металу), при використанні різних світильників та випромінювачів з кварцовими, ртутними, галогенними лампами, інших спектральних джерел. У різних галузях економіки та народного господарства широке застосування знаходять такі сучасні технології, як ультрафіолетове сушіння, установки для знезараження повітря, поверхонь та води, різні медичні та інші випромінювачі (перукарське устаткування, манікюрні лампи, солярії та інші).

Професіональному впливу УФВ піддаються електрогазозварювальники, копіювальники друкованих форм, працівники тепличних господарств, медичний персонал (фізіотерапевти, стоматологи, педіатри) та інші працівники, обслуговуючі різні джерела ультрафіолетового випромінювання. З іншого боку, при дорожніх, сільськогосподарських, будівельних та інших видах робіт, виконуваних на свіжому повітрі, відбувається вплив на працюючих природного УФ-випромінювання, як складової сонячної радіації. Окремо слід виділити групу працівників різних професій (звані "прихвачувальники"), які виконують спільні зі зварником роботи з фіксації деталей великогабаритних конструкцій в останній момент накладення первинного шва. Ці роботи виконують самі зварювальники (різних спеціальностей), і працівники інших професій - слюсарі механозбиральних робіт, монтажники та інші. Особливість таких робіт - короткочасність використання зварювальної дуги, її "імпульсний" характер під час "прихвачування" деталей зварювальної конструкції. Зазначені роботи, необхідно виконувати в окулярах із захисними фільтрами.

При впливі надлишкового ультрафіолетового випромінювання можливий розвиток низки захворювань і патологічних станів, насамперед, із боку органу зору, серед яких найчастіше відзначаються катаракта чи помутніння кришталика очі, запалення роговиці (кератит), слизових оболонок (фотоофтальмія). УФ-переопромінювання може призвести до хвороб шкірних

покровів: запалювальне почервоніння шкіри чи еритема, прискорення старіння шкіри, алергічні реакції, пухлини шкіри, в тому числі злоякісні (рак шкіри, меланома).

До засобів колективного захисту від УФВ відносяться різні пристрої (огорожувальні, вентиляційні, автоматичного контролю і сигналізації, дистанційного управління), а також знаки безпеки. Індивідуальний захист від УФВ здійснюють різними екранами: фізичними (у вигляді різних предметів, що поглинають, розсіюють або відображають промені) і хімічними (хімічні речовини та захисні креми, що містять інгредієнти, які поглинають УФВ). Для захисту також використовують виготовлений із тканини (попліну та ін) спеціальний одяг, окуляри із захисними фільтрами. Повний захист від УФВ усіх хвиль забезпечує флінтглас (скло, що містить окис свинцю) товщиною 2 мм. При влаштуванні приміщень враховують, що відображуюча властивість різних оздоблювальних матеріалів для УФВ і видимого світла різна.

2.2 Режим зони надзвичайної екологічної ситуації

Режим зони надзвичайної екологічної ситуації - це особливий правовий режим, який може тимчасово запроваджуватися в окремих місцевостях у разі виникнення надзвичайних екологічних ситуацій і спрямовується для попередження людських і матеріальних витрат, відвернення загрози життю і здоров'ю громадян, а також усунення негативних наслідків надзвичайної екологічної ситуації.

Запровадження відповідного правового режиму передбачає виділення державою (або органами місцевого самоврядування) додаткових фінансових та інших матеріальних ресурсів, достатніх для нормалізації екологічного стану і відшкодування завданих збитків, запровадження спеціального режиму поставок продукції для державних потреб, реалізації комплексних та цільових програм громадських робіт.

					ВП 2.893.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		60

Законодавство про зону надзвичайної екологічної ситуації становлять:

- Закон України від 25 червня 1991 року "Про охорону навколишнього природного середовища";
- від 14 грудня 1999 року "Про аварійно-рятувальні служби";
- від 16 березня 2000 року "Про правовий режим надзвичайного стану";
- від 13 липня 2000 року "Про зону надзвичайної екологічної ситуації";
- а також прийняті відповідно до них нормативно-правові акти.

Підставами для оголошення окремої місцевості зоною надзвичайної екологічної ситуації можуть бути:

- значне перевищення гранично допустимих норм показників якості навколишнього природного середовища, визначених законодавством;
- виникнення реальної загрози життю та здоров'ю великої кількості людей або заподіяння значної матеріальної шкоди юридичним, фізичним особам чи навколишньому природному середовищу внаслідок надмірного забруднення навколишнього природного середовища, руйнівного впливу стихійних сил природи чи інших факторів;
- негативні зміни, які сталися у навколишньому природному середовищі на значній території і які неможливо усунути без застосування надзвичайних заходів з боку держави, або які суттєво обмежують чи виключають можливість проживання населення і провадження господарської діяльності на відповідній території;
- значне збільшення рівня захворюваності населення внаслідок негативних змін у навколишньому природному середовищі. Окрема місцевість України оголошується зоною надзвичайної екологічної ситуації Указом Президента України, затвердженим Верховною Радою України за пропозицією Ради національної безпеки і оборони України або за поданням Кабінету Міністрів України.

В такому Указі Президента України має бути зазначено:

					ВП 2.893.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		61

- обставини, що стали причиною та обґрунтуванням необхідності оголошення окремої місцевості зоною надзвичайної екологічної ситуації;
- межі території, на якій вона оголошується;
- заходи щодо організаційного, фінансового та матеріально-технічного забезпечення життєдіяльності населення в такій зоні;
- основні заходи, що запроваджуються для подолання наслідків надзвичайної екологічної ситуації;
- обмеження на певні види діяльності в цій зоні;
- час, з якого окрема місцевість оголошується зоною надзвичайної екологічної ситуації;
- строк, на який ця територія оголошується такою зоною.

За наявності достатніх підстав у межах зони надзвичайної екологічної ситуації може бути введений правовий режим надзвичайного стану в порядку, встановленому відповідним законом із запровадженням додаткових заходів.

Юридичні та фізичні особи, винні у порушенні правового режиму в зоні надзвичайної екологічної ситуації, несуть відповідальність згідно з законами України.

2.3 Висновки до розділу 2

В розділі «Безпека життєдіяльності, основи охорони праці» описано вплив ультразвуку на організм людини, також режими зони надзвичайної екологічної ситуації.

Висновки

В роботі було проведено проектування модуля джерела зовнішнього живлення з потужністю до 100 Вт.

Насамперед було проаналізовано принципи роботи та основні відмінності між лінійними та імпульсними джерелами живлення та вибрано останній тип для проектування. Також проведено аналіз основ роботи імпульсних джерел живлення, зокрема прямо ходових та зворотньоходових. Враховуючи простоту виконання та режими роботи було використано зворотньоходову топологію. Як базовий елемент ШІМ використано мікросхему UC3842 та типову схему її включення. Для обмеження споживаної потужності та для випадків аварійних ситуацій запропоновано використати у вхідних колах низькочастотний трансформатор, що поряд зі збільшенням ваги модуля джерела живлення виконуватиме частково функцію коректора коефіцієнта потужності. Власне модуль живлення можна розглядати частково як лінійний блок живлення з імпульсним стабілізатором напруги.

На основі аналізу існуючих способів побудови імпульсних джерел розроблено структурну схему модуля.

Було виконано проектування схеми електричної, розрахунки її окремих кіл та вибір електрорадіокомпонентів.

Також було проведено розробку друкованої плати та компоновку друкованого вузла.

Список використаних джерел

1. Malmstadt, Enke and Crouch, Electronics and Instrumentation for Scientists, The Benjamin/Cummings Publishing Company, Inc., 1981, ISBN 0-8053-6917-1, Chapter 3.
2. Allen, Phillip E.; Holberg, Douglas R. (2002). CMOS Analog Circuit Design. ISBN 978-0-19-511644-1.
3. Universal power adapter and charger solution for mobile terminals and other hand-held ICT devices. International Telecommunication Union. 2011-06-13.
4. The Shocking Truth About Transformerless Power Supplies. Hackaday. April 4, 2017. Archived from the original on April 16, 2022.
5. Микитишин А. Г., Митник М. М., Стухляк П. Д. Телекомунікаційні системи та мережі. Тернопіль: Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, 2017. 384 с.
6. Яворський Б. І. Математичні основи радіоелектроніки. Частина І. Тернопіль: ТПІ імені Івана Пулюя. 1996. 184 с.
7. Драган Я.П., Яворський Б. І., Яворська Є. Б. Концепції і принципи побудови моделей для означення метрологічних характеристик ритміки кардіосигналів. Вісник нац. унів. "Львівська політехніка": зб. наук. пр. Львів: Національний університет "Львівська політехніка", 2002. № 443. С. 200-205.
8. Юзьків А. В., Яворський Б. І. Математичне моделювання електроретинографічних сигналів. Вісник ТДТУ. Тернопіль, 1997. № 2. С. 40-45.
9. Дедів І.Ю., Сверстюк А.С., Дедів Л.Є., Дозорський В.Г., Хвостівський М.О. Математичне моделювання, методи та програмне забезпечення опрацювання дихальних шумів у комп'ютерних аускультативних діагностичних системах: наукова монографія. Львів: Видавництво «Магнолія - 2006», 2021. 126 с. ISBN 978-617-574-219-8.

					ВП 2.893.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		64

10. Дедів Л.Є., Сверстюк А.С., Дедів І.Ю., Хвостівський М.О., Дозорський В.Г., Яворська Є.Б. Математичне та комп'ютерне моделювання електрокардіосигналів у системах голтерівського моніторингу: наукова монографія. Львів: Видавництво «Магнолія - 2006», 2021. 120 с. ISBN 978-617-574-218-1.

11. Khvostivska L., Khvostivskyi M., Dunets V., Dediv I. (2023) Matematychnе, alhorytmichne ta prohramne zabezpechennia synfaznoho vyivlennia radiosyhnaliv v elektronnykh komunikatsiinykh merezhakh iz zavadamy [Mathematical, algorithmic and software support of synphase detection of radio signals in electronic communication networks with noises]. Scientific Journal of TNTU (Tern.), vol. 111, no 3, pp. 48-57 [in Ukrainian].

12. Dozorskyi V., Dediv I., Sverstiuk S., Nykytyuk V., Karnaukhov A. The Method of Commands Identification to Voice Control of the Electric Wheelchair. Proceedings of the 1st International Workshop on Computer Information Technologies in Industry 4.0 (CITI 2023). CEUR Workshop Proceedings. Ternopil, Ukraine, June 14-16, 2023. P.233-240. ISSN 1613-0073. CEUR Workshop Proceedings. Ternopil, Ukraine.

13. Дозорський В.Г., Дозорська О.Ф., Дедів Л.Є., Дедів І.Ю., Паньків І. М., Яворська Є.Б. Структура системи відбору біосигналів для задачі відновлення комунікативної функції людини. Вісник Хмельницького національного університету: технічні науки. – Хмельницький: редакція журналу "Вісник Хмельницького національного університету". – 2019. - №2(271) – с. 183-186.

14. Хвостівська Л.В., Осухівська Г.М., Хвостівський М.О., Шадріна Г.М., Дедів, І. Ю. Розвиток методів та алгоритмів обчислення періоду стохастичних біомедичних сигналів для медичних комп'ютерно-діагностичних систем. Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування. /Категорія В/ 2019. Вип. 79. С. 78-84. doi: 10.20535/RADAR.2019.79.78-84.

15. Дозорська О.Ф., Яворська Є.Б., Дозорський В.Г., Дедів Л.Є. і Дедів І.Ю. Метод виявлення ознак основного тону в структурі електроміографічних сигналів для задачі компенсації порушеної комунікативної функції людини», Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування, (81), с. 56-64. doi: 10.20535/RADAP.2020.81.56-64.

16. Методичні вказівки для виконання курсового проекту з дисципліни «Матеріали та основи технології електронних апаратів» : для студентів напряму підготовки 6.050902 "Радіоелектронні апарати" / укл. : В. Г. Дозорський. – Тернопіль : ТНТУ імені Івана Пулюя, 2015. – 47 с.

17. Автоматизація виробничих процесів : навч. посіб. / Проць Я. І., Савків В. Б., Шкодзінський О. К., Ляшук О. Л. Тернопіль : ТНТУ ім. І.Пулюя, 2011. 344с.

18. Микитишин А. Г., Митник М. М., Стухляк П. Д., Пасічник В. В. Комп'ютерні мережі : навчальний посібник. Книга 1. Львів : «Магнолія 2006». 2013. 256 с.

19. Микитишин А. Г., Митник М. М., Стухляк П. Д., Пасічник В. В. Комп'ютерні мережі. Книга 2. [навчальний посібник]. Львів : "Магнолія 2006", 2014. 312 с.

20. Безпека в надзвичайних ситуаціях. Методичний посібник для здобувачів освітнього ступеня «магістр» всіх спеціальностей денної та заочної (дистанційної) форм навчання / укл.: Стручок В. С. Тернопіль: ФОП Паляниця В. А., 2022. 156 с.

21. Ткачук Р. А. Основи технології радіоелектронних апаратів: навчальний посібник / Р. А. Ткачук, В. Г. Дозорський, Л. Є. Дедів, І. Ю. Дедів. - Тернопіль : Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, 2017. - 336 с.

ДОДАТКИ

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

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри РТ
_____ к.т.н. Дунець В.Л.
“03” червня 2024 р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ
на кваліфікаційну роботу бакалавра
На тему: «Модуль джерела зовнішнього живлення»

Узгоджено:
Керівник кваліфікаційної роботи
Яворський Б.І. _____
“ ____ ” _____ 2024 р.

“ВИКОНАВЕЦЬ”
Студент групи РАС-41
Воробець І.І. _____
“ ____ ” _____ 2024 р.

Тернопіль 2024

1 НАЗВА КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ Й ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ

1.1 Назва: “Модуль джерела зовнішнього живлення”

1.2 Підставою для виконання кваліфікаційної роботи є наказ по університету на затвердження дипломного проекту № 4/7-581 від 03.06.2024 р.).

2 ВИКОНАВЕЦЬ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

2.1. Студент Воробець І.І. групи РАС-41, кафедри радіотехнічних систем, Тернопільського національного технічного університету імені Івана Пулюя.

3 МЕТА КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Метою роботи є розробка модуля джерела зовнішнього живлення, що включає в себе:

- вибір апаратного забезпечення для даного пристрою;
- вибір елементної бази розроблювального пристрою;
- розрахунок і вибір компонентів для оптимальної роботи пристрою;
- розробку друкованої плати та друкованого вузла.

4 ТЕХНІЧНІ ВИМОГИ

Пристрій повинен забезпечувати ряд характеристик, а саме:

1. Вихідна напруга - $(15 \pm 5\%)$ В, $(5 \pm 5\%)$ В
2. Максимальний струм в навантаженні по кожному каналу, не менше 4 А;
3. Споживана потужність, не більше – 100 Вт;
4. Наявність вузлів корекції коефіцієнта потужності.

5 ВИМОГИ ДО ДОКУМЕНТАЦІЇ

5.1 Конструкторська документація повинна відповідати вимогам ЄСКД та ДСТУ.

5.2. Комплект конструкторської документації повинен складатися з:

- Пояснювальна записка;
- Структурна схема пристрою;
- Принципова схема пристрою;
- Друкована плата;
- Друкований вузол.

ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Таблиця 6.1 - Стадії та етапи виконання кваліфікаційної роботи

№ етапу	Назва етапу виконання	Термін виконання
1	Розробка та затвердження технічного завдання	22.02. 2024
2	Аналіз технічного завдання, підбір бібліографічних матеріалів, необхідних для виконання роботи	1.03. 2024
3	Вибір власних схемо-технічних рішень	16.03.2024
4	Вибір елементної бази для розроблюваного пристрою;	29.03.2024
5	Розрахунок основних вузлів у схемі пристрою.	12.04.2024
6	Створення допоміжної документації	26.04.2024
7	Розроблення креслень	26.04.2024
8	Розділ охорони праці та безпеки життєдіяльності	10.05.2024
9	Нормоконтроль	06.06.2024
10	Попередній захист	13.06.2024
11	Захист	27.06.2024

ДОДАТКОВІ УМОВИ ВИКОНАННЯ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

.1 Під час виконання кваліфікаційної роботи в дане технічне завдання можуть вноситися зміни та доповнення.

Поз. познач.	Найменування	Кіл.	Примітка
	<u>Конденсатори</u>		
	К50-35 ОЖ0.464.096 ТУ		
	К73-17 ОЖ0.460.84 ТУ		
C1,C2	К73-17-400В-0,1мкФ±10%	2	
C3,C4,C11	К73-17-63В-1 нФ±10%	3	
C5	К73-17-63В-4,7 нФ±10%	1	
C6,C7	К50-35-100В-220мкФ±20%	2	
C8	К73-17-63В-0,1мкФ±10%	1	
C9	К73-17-63В-1мкФ±10%	1	
C10	К73-17-63В-100 пФ±10%	1	
	<u>Мікросхеми</u>		
DA1	TLP621	1	
DA2	UC3842	1	
FU1-FU4	<u>Запобіжники</u> ВП4-4-2А	4	
L1	<u>Дросель</u> ФРК 4.7.001	1	
L2	<u>Дросель</u> ФРК 4.7.002	1	
	<u>Резистори</u>		
	С2-33Н ОЖ0.467.173 ТУ		
R1	С2-33Н-0,5-1 кОм±5%	1	
R2	С2-33Н-0,125-6,8 кОм±5%	1	
R3,R6,R7	С2-33Н-0,125-1,2 кОм±5%	3	
R4	С2-33Н-0,125-120 Ом±5%	1	
R5,R8	С2-33Н-0,125-10 кОм±5%	2	
R9	С2-33Н-0,125-11 Ом±5%	1	

[illegible]

Форма	Зона.	Поз.	Найменування	Найменування	Кіл.	Примітка		
				Документація				
			ВІІ 2.893.001 СК	Складальне креслення				
A1			ВІІ 2.893.001 Е3	Схема електрична принципова				
A1			ВІІ 2.893.001 Е1	Схема структурна				
A1								
				Деталі				
		1	ВІІ 7.102.001	Плата друкована	1			
		2	ВІІ 7.104.002	Прокладка	2			
				Стандартні вироби				
		4		Гайка М3-6Н.5.016	2			
		5		Гвинт М3-6g×10.56.016	4			
		6		Шайба 3-6g×10.56.016	6			
				Інші вироби				
				Діоди				
		7		W10M	2	VD1,VD2		
		8		TL431	1	VD3		
		9		LL4148	1	VD4		
		10		120NQ045	4	VD5-VD8		
				Варистор TVR 10391	1	RV1		
		11		Дросель ФРК 4.7.001	1	L1		
		12		Дросель ФРК 4.7.002	1	L2		
				ВІІ 2.893.001				
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дат				
Розроб.	Воробець І.І.				Модуль джерела зовнішнього живлення	Лім.	Арк.	Аркуші
Перевір.	Яворський Б.І.						1	3
Н. Контр.	Марценюк А.С.					ТНТУ, гр. РТзс-51		
Затверд.	Дунець В.Л.							
Рецензент	Дедів Л.Є.							
					Друкований вузол			

[illegible]

[illegible]