

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

Радіотехнічний факультет

(повна назва факультету)

Кафедра прикладної радіоелектроніки

(повна назва кафедри)

«На правах рукопису»
УДК 621.311

До захисту допущено:
Зав. кафедри
_____ Андрій МОВЧАНЮК
«__» _____ 20__ р.

Магістерська дисертація

на здобуття ступеня магістра

**за освітньо-професійною програмою «Інтелектуальні технології
радіоелектронної техніки»**

за спеціальністю 172 «Електронні комунікації та радіотехніка»

на тему: «Знижувальний імпульсний перетворювач»

Виконав:

студент 2 курсу, групи РЕ-41мп

____ Кравченко Назар Андрійович _____

Прізвище ім'я по батькові

Керівник ____ Зінгер Яна Леонідівна _____

(Посада, науковий ступінь, вчене звання)

Рецензент ____ Булашенко Андрій Васильович _____

(Посада, науковий ступінь, вчене звання)

Засвідчую, що у цій магістерській
дисертації немає запозичень з праць
інших авторів без відповідних
посилань.

Студент _____

Київ – 2025 року

**Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»**

Радіотехнічний факультет

Кафедра прикладної радіоелектроніки

Рівень вищої освіти – другий (магістерський)

Спеціальність – 172 «Електронні комунікації та радіотехніка»

Освітньо-професійна програма «Інтелектуальні технології радіоелектронної техніки»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедри _____ Андрій

МОВЧАНЮК

«___» _____ 2025р.

**ЗАВДАННЯ
на магістерську дисертацію студента
Кравченка Назара Андрійовича
(Прізвище ім'я по батькові)**

1. Тема дисертації «Знижувальний імпульсний перетворювач»
науковий керівник дисертації Зінгер Яна Леонідівна
затверджені наказом по університету від «11» листопада 2025 р. № 4895-с
2. Термін подання студентом дисертації 15 грудня 2025р.
3. Об'єкт дослідження: широкодіпазонний універсальний знижувальний модуль живлення для систем БПЛА
4. Вихідні дані: вхідна напруга живлення 16,5 – 52 (В), вихідна напруга 5; 5,3; 8,4 та 12 (В), вихідний струм на канала 1,5; 2 та 4 (А), індикація роботи та вихідної напруги, наявність захистів від перегріву, перевантаження, коротких замикань, плавний запуск, перевищена та занижена вхідна напруга.
5. Перелік завдань, які потрібно розробити: аналіз ринку та збір інформації про модулі живлення, винесення основних критеріїв розробки, розробка структурної та принципової схеми прототипу, розробка ДП прототипу, тестування та винесення недоліків, розробка структурної та принципової схеми другої версії, розробка ДП другого модуля, симуляція другої плати, порівняння отриманих результатів двох модулів.

6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу: 88 рисунків.
7. Орієнтовний перелік публікацій: 55 посилань.
9. Дата видачі завдання 05 вересня 2025 року

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Отримання теми магістерської дисертації	05.09.2025	
2	Розробка плану магістерської дисертації	09.09.2025	
3	Початок збору інформації для дослідження та винесення основних критеріїв	14.09.2025	
4	Розробка структурної та принципової схеми прототипу	20.09.2025	
	Розробка ДП прототипу	30.09.2025	
	Тестування та винесення основних недоліків прототипу	26.10.2025	
	Розробка структурної та принципової схеми другого модуля	07.11.2025	
	Розробка ДП другого модуля	20.11.2025	
	Симуляція другого модуля	01.12.2025	
	Порівняння отриманих результатів двох модулів	10.12.2025	
	Оформлення магістерської дисертації	12.12.2025р.	

Студент

Науковий керівник

АНОТАЦІЯ

Магістерська дисертація складається з основної частини обсягом 110 сторінок, що містить 88 ілюстрацій, 9 таблиць, 2 додатки та 55 посилань.

Із розвитком тематики БпЛА зростає необхідність у виготовленні різноманітних модулів: інерційних систем, систем позиціонування, відеопередавачі та інше. З ростом кількості пристроїв у системи зростає необхідність якісного та стабільного джерела живлення всіх вузлів, чому і присвячена дана робота. Відсутність якісних модулів живлення на ринку України викликано наявністю дешевих китайських замінників, які не завжди відповідають вимогам надійності та відсутністю незалежного виробництва. Саме тому було виконано пошук основних критеріїв, необхідних для створення стабільного та доступного універсального модуля живлення для БпЛА.

Через проходження ітераційного підходу із виконанням всіх тестувань, симуляцій та бойових застосувань, було створено широкодіапазоний універсальний імпульсний знижувальний перетворювач, здатний конвертувати вхідну напругу із 52 В до 5,3 В; 8,4 В та 12 В, із максимальним вихідним струмом до 4 А. Інтеграція різноманітних вхідних та вихідних захистів забезпечує надійність експлуатації у будь якій системі, а змодельована реакція на перехідні процеси дозволяє оцінити поведінку роботи у найбільш екстремальних випадках використання.

Ключові слова: імпульсний перетворювач живлення, знижувальний перетворювач, модуль живлення БпЛА, стабілізатор напруги.

ANOTATION

The master's thesis consists of a main part of 110 pages, containing 88 illustrations, 9 tables, 2 appendices and 55 references.

With the development of UAV technology, there is a growing need for the manufacture of various modules: inertial systems, positioning systems, video transmitters, and more. With the increase in the number of devices in the system, there is a growing need for a high-quality and stable power source for all components, which is the subject of this work. The lack of high-quality power supply modules on the Ukrainian market is caused by the availability of cheap Chinese substitutes, which do not always meet reliability requirements, and the lack of independent production. That is why a search was conducted for the main criteria necessary to create a stable and affordable universal power supply module for UAVs.

Through an iterative approach involving all tests, simulations and combat applications, a wide-range universal pulse step-down converter was created, capable of converting the input voltage from 52 V to 5.3 V, 8.4 V and 12 V, with a maximum output current of up to 4 A. The integration of various input and output protections ensures reliable operation in any system, and the simulated response to transient processes allows the assessment of behaviour in the most extreme cases of use.

Keywords: pulse power converter, step-down converter, UAV power module, voltage stabiliser.

ЗМІСТ

ВСТУП	8
1 АКТУАЛЬНІСТЬ.....	9
1.1 Класифікація літальних апаратів.....	9
1.2 Вимоги до модуля	12
1.3 Огляд ринку	17
1.3.1 Продукція Mateksys	17
1.3.2 Продукція Hobbywing.....	20
1.3.3 Продукція FrSky.....	22
1.3.4 Продукція MAUCH Electronic	24
2 ОГЛЯД ТЕХНІЧНИХ РІШЕНЬ	27
2.1 Топологія асинхронних перетворювачів	27
2.2 Варіанти реалізації асинхронних понижуючих перетворювачів.....	30
2.2.1 LM2596.....	30
2.2.2 SCT2650	33
2.3 Топологія синхронного перетворювача.....	35
2.4 Варіанти реалізації синхронних понижуючих перетворювачів.....	39
2.4.1 LM5116.....	39
2.4.2. AOZ2260A	42
3 РОЗРОБКА	45
3.1 Комбінована топологія універсального модуля живлення.....	45
3.1.1 Структурна схема.....	46
3.1.2 Підбір компонентної бази	49
3.1.3 Друкована плата.....	56
3.2 Багатоканальна топологія універсального модуля живлення	64

3.2.1 Структурна схема.....	65
3.2.2 Підбір компонентної бази	72
3.2.3 Друкована плата.....	83
4 ПРОТОТИПУВАННЯ.....	87
4.1 Стаціонарні параметри роботи	88
4.2 Вихідні пульсації.....	91
4.3 ККД та падіння напруги при навантаженні.....	95
4.4 Перехідні процеси та захисти	98
5 ТЕСТУВАННЯ	101
5.1 Аналіз системи керування знижувального перетворювача.....	102
5.2 Порівняння характеристик модулів	113
ВИСНОВКИ.....	117
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ.....	120
ДОДАТОК А.....	126
ДОДАТОК Б	129

ВСТУП

На сьогоднішній день тематика БпЛА (безпілотні літальні апарати) є дуже розширеною та актуальною темою, вони мають багато варіацій реалізації, напрямки застосування і відповідно внутрішню структуру. Незважаючи на різноманітність будови, всі вони мають складатися із певних базових блоків, одним із них є UBEC (Universal Battery Estimate Circuit) – універсальний перетворювач напруги. Даний модуль є ключовим будь якого апарату, він забезпечує надійну та стабільну подачу живлення на всі блоки, та має відповідати наступним критеріям:

- Стабільне джерело живлення без значних відхилень.
- Мінімальні вихідні пульсації на всьому діапазоні роботи.
- Швидка перехідна характеристика при пікових споживаннях.
- Використання при екстремальних навколишніх умовах.
- Універсальність застосування та інтеграції.
- Ізольованість каналів.
- Доступність реалізації.

Незважаючи на те, що дана тематика не є новою та має безліч варіацій реалізації, було проведено власне дослідження, яке ґрунтується на запиті від компанії, де необхідну була власна розробка, незалежна та покращена, під вимоги певного БпЛА.

Науковість даної роботи полягає в більш глибокому дослідженні принципу роботи імпульсних перетворювачів, систем захист та особливо їх частотних характеристик, які залежать від багатьох параметрів та мають широкий спектр дослідження. Основні обрахунки та математичні моделі були побудовані в ПЗ Matlab та Simulink, завдяки яким було оглянуто загальну концепцію реакції системи на певні зовнішні чинники та визначено точні номінали компонентів для подальшої реалізації модуля.

1 АКТУАЛЬНІСТЬ

Розглядаючи попит даної тематики можна зазначити, що кількість залучених коштів, а відповідно і розробок в сфері БпЛА зростає із кожним роком. Відповідно до глобального ринку апаратів у 2025 році оцінюється в 41,26 млрд.\$, та має тенденцію до збільшення у 2032 на рівень 125,91 млрд. \$. Цей показник характеризує темп зростання 17,3% на рік, який включає як цивільні дрони: бізнес, навчання, наука, розваги; так і військові цілі: розвідка місцевості, надання допомоги та ударні застосування [1].

1.1 Класифікація літальних апаратів

Хоча статистика яка наведена вище стосується всіх UAV (Unmanned Aerial Vehicle), в даній роботі буде розглядатися модуль живлення, саме для певної класифікації. Існує декілька стандартів, які розрізняють типи апаратів та їх класифікації, всі вони засновані на терміні MTOW (Maximum Take-Off Weight, максимальна злітна вага) що включає вагу всього апарату, в тому числі: батареї/палива, двигуна, корпусу, корисного навантаження та інших модулів. За цими межами можна зрозуміти орієнтовні розміри апарату і відповідно яку систему живлення він буде потребувати [2].

Існує два великих стандарти, які є найпоширенішими і включають широкий спектр БпЛА:

1. Класифікація FAA/DoD (США) – Група 1-5 [3 - 5]:

- Група 1 – включає малі апарати, завдяки своїм мініатюрним розмірам та вазі, вони часто використовуються в цивільній любительській авіації та для швидкого розгортання в якості розвідників у військових цілях. Основні характеристики:
 - Вага: до 9 кг.
 - Висота польоту: до 370 м.
 - Швидкість: до 185 км/год.
- Група 2 – відносяться до середнього класу, можуть виконувати тактичні військові завдання, розвідку і також використовуватися

для перенесення вантажу у цивільному застосуванні. Основні характеристики:

- Вага: 9 - 25 кг.
 - Висота польоту: до 1070 м.
 - Швидкість: до 460 км/год.
- Група 3 – всі подальші групи, включаючи дану, характеризуються як великі БПЛА. Вони застосовуються для довготривалої розвідки, за рахунок великої висоти та ємності палива. Також має місце застосування в аграрній сфері для оброблення великих територій полів, через можливість великої вантажопідйомності. Основні характеристики:
 - Вага: до 600 кг.
 - Висота польоту: до 5500 м.
 - Швидкість: до 460 км/год.
 - Група 4 – відноситься до більш військового сектору застосувань, та в більшості випадків, застосовується для довготривалих військових операцій. Можливість перенесення великого навантаження та експлуатації на великій швидкості робить їх корисними в якості ударних апаратів. Основні характеристики:
 - Вага: більше 600 кг.
 - Висота польоту: до 5500 м.
 - Швидкість: будь-яка.
 - Група 5 – остання група відноситься до найсучасніших систем. Вона включає всі можливі особливості, як велика висота польоту для розвідки, великі габарити для можливості виконання ролі носія та найновіше обладнання, як для аналізу територій та і координації та навігації. Основні характеристики:
 - Вага: більше 600 кг.
 - Висота польоту: більше 5500 м.
 - Швидкість: будь-яка.

2. Класифікація НАТО – Класи I-III [4, 6]:

- Клас I – так як даний клас є обширним та найзастосованішим, він включає декілька під класів, які класифікують вагу апарату:
 - Мікро (до 2 кг).
 - Міні (від 2 кг до 15 кг).
 - Малі (від 15 кг).

Так як класифікація за НАТО створена в більшості для військових застосувань, має місце застосування кожний із даних підкатегорій продуктів. В основному, використовується для одиночного розгортання або малими групами, що дозволяє оперативно виконувати розвідування. Основні характеристики:

- Вага: до 150 кг.
 - Дальність польоту: до 50 км.
 - Висота польоту: до 1500 м.
 - Тип зв'язку: LOS (Line Of Sight, канал прямої видимості).
- Клас II – застосовуються на рівні бригад для тактичного використання. Через їх баланс між мобільністю та продуктивністю, здатні виконувати більшу область задач, як довготривала розвідка, перевезення амуніції та координація дій інших систем. Основні характеристики:
 - Вага: 150 - 600 кг.
 - Дальність польоту: до 200 км.
 - Висота польоту: до 3000 м.
 - Тип зв'язку: LOS.
- Клас III – даний клас включає найбільш сучасні літальні апарати які застосовуються на стратегічному рівні. Вони здатні проводити довготривалу розвідку, ретрансляцію зв'язку та операції з високоточних ударів. Основні характеристики:
 - Вага: від 600 кг.
 - Дальність польоту: будь-яка.

- Висота польоту: до 20 000 м.
- Тип зв'язку: SATCOM (satellite communications, супутниковий зв'язок).

Отже, розглянувши всі можливі класифікації типів БпЛА, можна визначитися, яке саме застосування та класифікацію бути мати система для якої виконується розробка. Це потрібно для того, щоб виокремити певну нішу, де саме можлива інтеграція даної системи живлення.

Як можна спостерігати, багато з яких класів мають певне накладення параметрів, саме тому існує правило, якщо один із значенням знаходиться у вищій категорії – весь апарат відноситься до неї. Беручи до уваги продукт, для якого виконується даний модуль, можна зазначити:

1. Відноситься до 2-ї групи за класифікацією FAA/DoD.
2. Відноситься до 1-го класу за класифікацією НАТО.

Відповідно до визначенням класифікації продукту можна визначити, який саме тип модуля варто обирати для бортового живлення всієї системи.

1.2 Вимоги до модуля

Досліджуючи ринок продуктів модулів живлення для БпЛА спочатку варто визначитися із основними характеристиками. Так як дані модулі повинні бути розраховані для будь якого застосування в борту, включаючи чутливі елементи системи, як радіопередавач чи лідар, вони мають мати прицензійне та низькошумне живлення, що не завжди вказується виробник. Незважаючи на певні вказані неточності, основними параметри на які буде акцент розглянуто далі:

1. Широкий діапазон вхідних напруг – для більшості систем діапазон напруг живлення може коливатися в широку діапазоні, де максимальна напруга залежить від типу використаних моторів і відповідно напруги АКБ (акумуляторна батарея). Максимальна напруга може складати від 6S до 12S, де S – кількість послідовно

з'єднаних елементів живлення. При застосуванні Li-ion/Li-po хімії, максимальна напруга елемента рівна 4,2 В, відповідно наш діапазон в максимальному випадку складає 25,2 – 50,4 (В) [7].

Також важливим критерієм є мінімальний діапазон для підтримання працездатності. Засновуючись на власному досвіді, при однонапрявленому польоті та використанні спеціалізованих акумуляторів, які здатні видавати енергію до 2,5 В (максимальне виснаження) загальна напруга при 6S складає 15 В.

2. Діапазон вихідних напруг – так як всі модулі в системі є низьковольтними, виключаючи мотори, основними напругами є [8]:

- 5 В – живлення модулів, які відповідають за логічні операції, обрахунки, сенсори та їх комунікація (MCU, IMU, AirSpeed і т.д.).
- 8,4 В – в більшості випадків для керування сервомоторами (елевони, елерони, фіксуючі елементи).
- 12 В – є однією із найбільш застосованих напруг живлення за рахунок легкої передачі великої потужності, через необхідність малого сичення дроту. Використовується для високопродуктивних систем обробки, які мають внутрішні лінійні понижувачі до 1,8/2,5/3,3 (В), блоків які потребують нагрівання, сильного випромінювання чи радіокомунікації.

3. Вихідна потужність/струм – для більшості застосувань достатнім показником є 50 Вт, іноді, для модулів із внутрішнім нагрівом, максимальне споживання може сягати до 80 Вт. Хоча даний показник потужності є не однаковим для всіх вихідних напруг, другим критерієм можна зазначити вихідний струм, він коливається в діапазоні від 4 до 6 (А). Також варто зазначити, що модуль повинен мати можливість короткочасно відати більший струм, який може бути в 1,5 рази більшим. Найчастіше це потрібно для здвигу точки спокою сервомотора.

4. Вихідні пульсації – показник вихідних пульсацій є дуже плаваючим, він є неоднозначним як за рахунок різних умов застосування (температура, діапазон вхідних напруг, вихідний струм) так і через невизначеність необхідної напруги пульсацій для пристрою. Хоча найкращою практикою є як можна менше значення, основним правилом є рівень пульсацій, не перевищуючий 5% від вихідної напруги за принципом pick-to-pick, при сталому навантаженні. Для наглядності створено графік в ПЗ Matlab із визначенням пульсацій (див.рис.1.1). Для 5 В лінії, це сягає близько 250 мВ, для 12 В – 600 мВ. Звісно дані значення є максимальними, та повинні бути враховані лише при найгірших умовах застосування. Навідмінно від модулів стандартного призначення, елементи системи які працюють в НВЧ (надвисокі частоти) діапазоні можуть потребувати пульсацій до одиниць мВ [9].

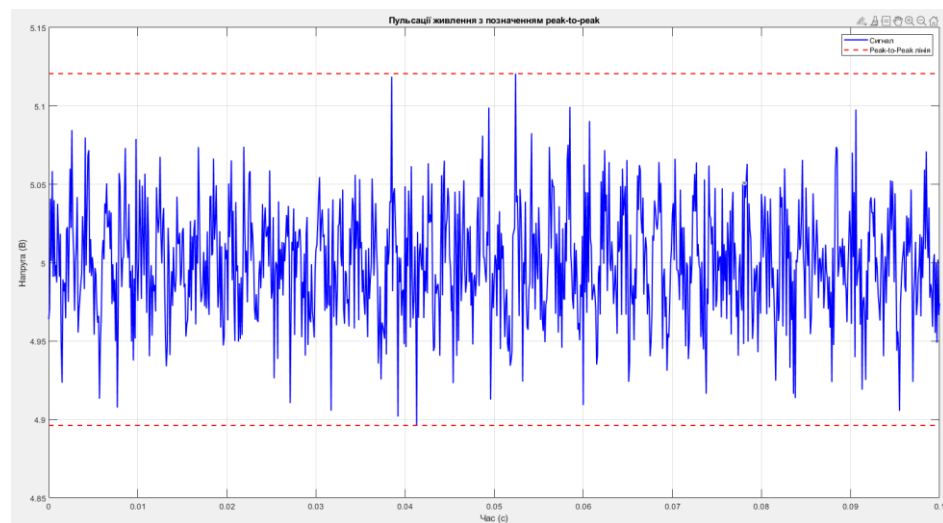


Рисунок 1.1 – Визначення пульсацій за p-p

5. Захист від екстримальних умов – важливим фактором, які нажаль присутні не в кожному пристрої, є наявність різного типу захистів, що може включати:

- Перевищення вхідної напруги.
- Перевищення вихідної напруги.
- Перевищення вихідного струму / коротке замикання.

- Перегрівання.
- Зміна полярності.

Незважаючи на те, що більшість варіантів реалізації є простими, важливо також зазначити, що захисти повинні мати можливість самовідновлення. Тобто, після спрацювання певного триггеру, система має періодично моніторити, чи виконується умова для його активації, якщо ні, то переходити в штатний режим роботи [10].

6. Ефективність роботи – одним із немаловажливих показників є КПД (коефіцієнт корисної дії) перетворювача. Він є показником переданої потужності відносно отриманої, все інше в свою чергу переводиться в тепло. Зазвичай, для імпульсних перетворювачів даний параметр $>90\%$, на відмінну від лінійних систем, із ефективністю до 70% . Для систем типу літакового типу (крило) цей показник є важливим не лише через оптимальне використання енергії батареї, але через підняття температури, що є критичним в замкнутому просторі. Допустиме підняття температури без інтенсивної циркуляції повітря вважається $20-30\text{ }^{\circ}\text{C}$ [11].
7. Прицензійність вихідної напруги – хоча даний показник завжди є в межах норми враховуючи застосовувані напруги, він також є важливим при проектуванні власного модуля. Для модулів звичайного призначення, критерій точності вихідного параметру напруги повинен бути меншим ніж 2% . Тобто, для джерела живлення 5 В , вихідна похибка повинна складати не більше ніж 100 мВ для коректної роботи.

Незважаючи на те, що вище перелічені критерії є основними, до імпульсного джерела живлення можна віднести ще низку вимог, які є актуальними для найкращого результату та надійності модуля:

1. Перехідна характеристика (step response) – даний параметр вказує на здатність джерела реагувати на великі скачки струму, причому, без значних перевищень напруги, яке позначають як overshoot

(див.рис.1.2). Хоча цей показник немає чисельного значення та не вказується в модулях живлення, його можливо самому дослідити на фізичному макеті. Найбільш жорстким правилом є не перевищення вихідної напруги більше ніж +5% при скачкові струму від мінімального, наприклад його відсутності, до максимально можливого, зберігаючи активний стан [12].

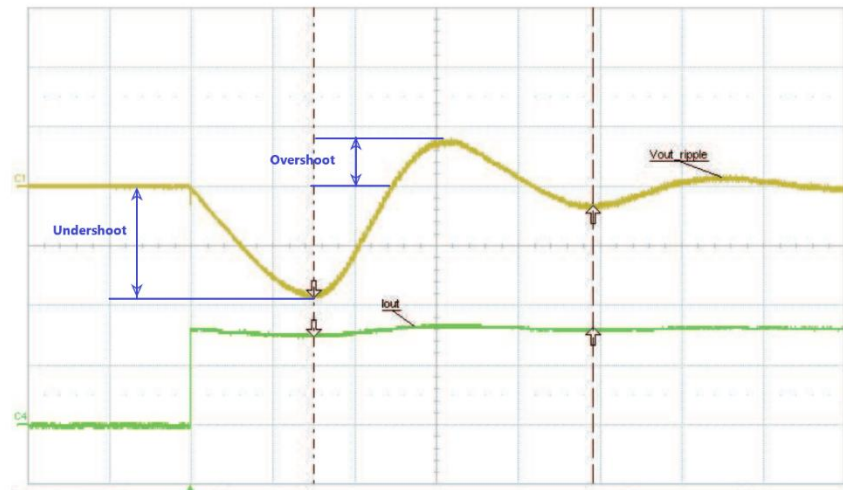


Рисунок 1.2 – Overshoot і undershoot вихідного сигналу [12]

2. Швидкість реакції – хоча даний параметр пов'язаний із попереднім, він характеризує скоріше час, за який система вийде на нормальний режим роботи при скачку струму навантаження. Цей показник має бути як можна меншим, але, виконуючи компроміс між швидкістю реакції і стабільністю, оптимальним є час 10-50 мкс. Також варто зазначити, що важливим показником є падіння напруги на момент відсутності стабілізації від контролера, який часто описується як undershoot (див.рис.1.2), та також в найкращому випадку не повинен перевищувати -5% від оптимальної вихідної напруги [12].
3. Універсальність – показник універсальності є відносним і завжди залежить від побажань інженерів розробника БПЛА. Тим не менш, більшість розробників намагаються уніфікувати модулі, щоб при використанні одного блоку була можливість вибору необхідних показників. Наприклад, вихідної напруги чи струму захисту від перевантажень.

4. Інтеграція та доступність – в цей критерій можна також віднести модульність системи, її можливість перенесення між різними версіями. Зазвичай, такий пристрій має задовільняти найкращим вимогам, бути компактним та легким, при можливості швидкої заміни на подібний модуль. Саме тому в наступному підрозділі буде розглянуто різні типи ВЕС модулів, які найчастіше використовуються в конструюванні БпЛА.

1.3 Огляд ринку

В якості огляду готових рішень буде взято за основу продукти компаній, які виготовляють різну електроніку для БпЛА. Більшість із даних товарів є доступними на українському ринку та широко використовуються як в аматорському виконанні, так і для масового виробництва. Також, в якості порівняння, будуть наведені спеціалізовані модулі живлення для більш прецензійних задач, що використовуються в професійному дизайні. Незважаючи на те, що більшість компаній є китайськими, вони домінують на ринку (~80%) через свою доступність, ціну та великий вибір продукції [13].

1.3.1 Продукція Mateksys

Дана компанія спеціалізується на модулях до FPV дронів, в тому числі високоточні польотні системи, навігація, датчики повітряної швидкості, моніторинг стану батареї і т.п. Часто використовується в аматорському застосуванні через якість-доступність, особливо для швидкісних дронів та БпЛА малої дальності [14].

1. PM12S-4A

Для початку буде розглянуто найбільш інтерактивний модуль запропонований компанією, він має незвичні нововведення, такі як:

- Вбудований МК для керування з польотного контролера.
- Встановлення вихідної напруги тактовою кнопкою.

- Увімкнення/вимкнення через PWM сигнал.
- Індикація вибраної напруги.

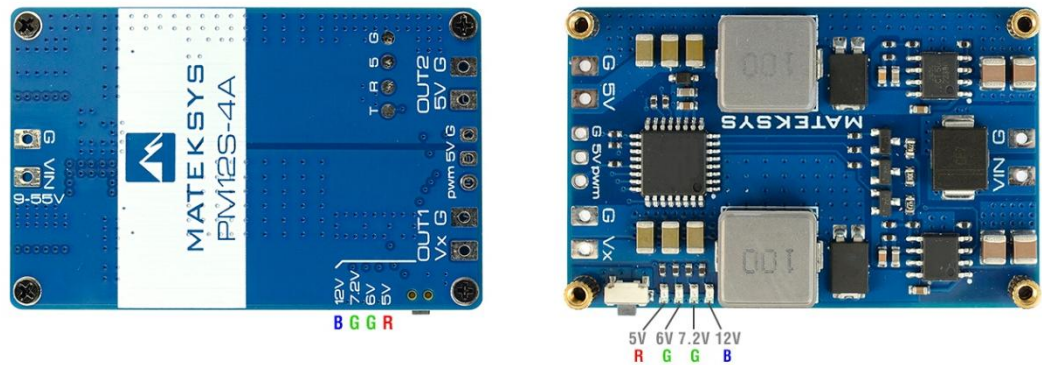


Рисунок 1.3 – Модуль PM12S-4A від Mateksys [15]

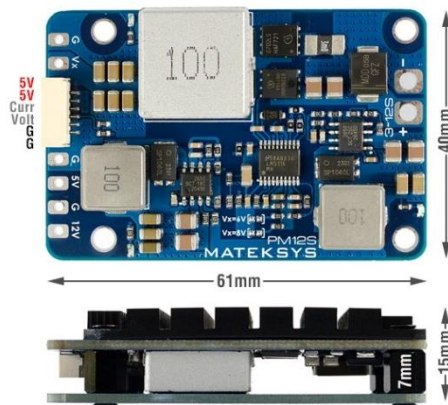
Також варто розглянути основні характеристики, які в подальшому будуть ключовими для порівняння із подібними пристроями [15]:

1. Вхідна напруга – від 9 до 55 (В).
2. Вихідна напруга – 5/6/7,2/12 (В).
3. Кількість каналів – 2-а (фіксований та регульований).
4. Вихідний струм – 2 х 4 А (5 А піковий).
5. Вихідні пульсації – 40 мВ (Вх.50 В, Вих.12В, струм 4А).
6. Захисти – TVS на вході.
7. Габарити – 50x32x7 мм (ШхДхВ).
8. Вага – 18 г.

2. PM12S-3

Наступним на огляд можна віднести більш універсальний та потужний модуль, який може використовуватися для живлення багатьох модулів БпЛА:

- Індикація роботи каналів.
- Конвертація вхідної напруги 1:21 на спеціальний конектор.
- Конвертація вхідного струму на спеціальний конектор.



MATEKSYS Power Module PM12S-3

- * 9~55V DC IN (3~12S LiPo)
- * 3x independent Step-Down Voltage Regulators
- * BEC 5V, 4A continuous, 6A Peak
- * BEC 12V, 4A continuous, 6A Peak
- * BEC Vx, 5.25V / 6V / 8V options, 15A cont., 25A Peak
- * 1K:20K voltage divider built-in (Volt = 1/21 Input voltage)
- * 61x40x15mm
- * 53 g

Рисунок 1.4 – Модуль PM12S-4A від Mateksys [16]

Опис основних характеристик [16]:

1. Вхідна напруга – від 9 до 55 (В).
2. Вихідна напруга – 5/5,25/6/8/12 (В).
3. Кількість каналів – 3-и (2-а фіксовані та регульований).
4. Вихідний струм – 2 x 4 А (6 А піковий) та 1 x 15 А (25 А піковий).
5. Вихідні пульсації – 32 мВ (Вх.50 В, Вих.12В, струм 5А).
6. Точність напруги – 1.5%.
7. Ефективність – від 90 до 96%.
8. Захисти – TVS на вході, від перегріву та перевищення струму із подальшим відновленням, від короткого замикання на 2 сек.
9. Габарити – 61x40x15 мм (ШхДхВ).
10. Вага – 53 г.

Отже, розглядаючи одні із популярних модулів від Mateksys можна зазначити, що вони розраховані для широкого діапазону використання, включаючи вхідний діапазон, вихідний, струм споживання та зручність використання. Незважаючи на це, відсутні показники температури при навантаженні та захисти від короткого замикання, що є критичним та відсутнім на інших модулях від компанії. Також, в комплекті до модулів надається електролітичний конденсатор, що вказує на додаткову роботу і ненайкращі характеристики без нього.

1.3.2 Продукція Hobbywing

Компанія спеціалізується на високоточному керуванні різними типами роботизованих систем, включаючи сферу промислових та сільськогосподарських дронів. Також широким напрямом є виготовлення моторів та ESC (Electronic Speed Controller, контролер керування електродвигуном), в тому числі для скутерів, скейтбордів та мотоциклів. Акцентує увагу на захисті та точності своїх модулів [17].

1. UBEC 5A

Найпоширеніший який зустрічається на практиці модуль має наступні особливості:

- Зручне налаштування вихідної напруги.
- Металеве екранування.
- Захист від вологи та пилу.
- Фільтр високих частот.



Рисунок 1.5 – Модуль UBEC 5A від Hobbywing [18]

Основні характеристики [18]:

1. Вхідна напруга – від ~8 до 33,6 (В).
2. Вихідна напруга – 5/6/7,4 (В).
3. Кількість каналів – 1-н (регульований).
4. Вихідний струм – 5 А (15 А піковий).
5. Вихідні пульсації – менше 50 мВ.

6. Захисти – від перегріву та перевищення струму із подальшим відновленням, від короткого замикання
7. Габарити – 50x17x10 мм (ШхДхВ).
8. Вага – 21 г.

2. UBEC 10A HV

Більш потужна та широкодіапазна версія від компанії має такі ж особливості:

- Зручне налаштування вихідної напруги.
- Металеve екранування.
- Захист від вологи та пилу.
- Фільтр високих частот.

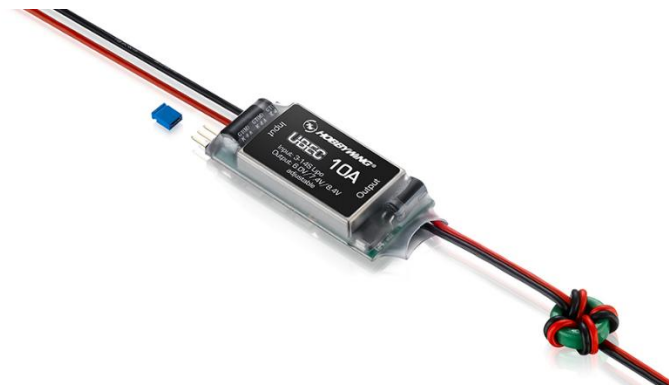


Рисунок 1.6 – Модуль UBEC 10A HV від Hobbywing [19]

Опис основних характеристик [19]:

1. Вхідна напруга – від ~8 до 58,8 (В).
2. Вихідна напруга – 6/7,4/8,4 (В).
3. Кількість каналів – 1-н (регульований).
4. Вихідний струм – 10 А (25 А піковий).
5. Вихідні пульсації – менше 50 мВ.
6. Захисти – від перегріву та перевищення струму із подальшим відновленням, від короткого замикання
7. Габарити – 55x25x12 мм (ШхДхВ).
8. Вага – 35 г.

Отже, розглядаючи вище наведенні модулі можна зазначити, що виробник позиціонує їх як зручні та безпечні для будь якого користувача. Великий акцент йде на захист від випрмінювання, за рахунок екранування та фільтрацію високих частот на виході. Хоча малі розміри, простота інтеграції та акцент на можливість високого пікового навантаження, що важливо для сервомоторів, в модулях відсутній вибір напруги 12 В, що обмежує сфери використання. Незважаючи на це, в них присутні захисти від коротких замикань, що є дуже доцільним на етапі розробки та підвищує надійність системи.

1.3.3 Продукція FrSky

В можливості компанії входить розвиток в апаратному та програмному забезпеченні, що в більшості має акцент на керування дронами. Розробка включає як системи навігації та керування, так і модулями живлення для всієї системи БпЛА [20].

1. NEURON 8A SBEC

Найпоширеніший який зустрічається на практиці модуль має наступні особливості:

- Налаштування вихідної напруги з польотного контролера через протоколи FBUS/S.Port та ПЗ.
- Інтеграція із власною системою.
- Захист від пилу.



Рисунок 1.7 – Модуль NEURON 8A SBEC від FrSky [21]

Основні характеристики [21]:

1. Вхідна напруга – від ~9 до 25,2 (В).

2. Вихідна напруга – 5 – 8,4 (В).
3. Кількість каналів – 1-н (регульований).
4. Вихідний струм – 8 А піковий.
5. Габарити – 39x22x9 мм (ШхДхВ).
6. Вага – 21,5 г.

2. Neuron 14A SBEC

Більш потужна та широкодіапазона версія від компанії має такі ж особливості:

- Налаштування вихідної напруги з польотного контролера через протоколи FBUS/S.Port, Lua скрипта та через кнопку на модулі.
- Інтеграція із власною системою.
- Захист від пилу.
- Краща розсіювана потужність.



Рисунок 1.8 – Модуль Neuron 14A SBEC від FrSky [22]

Опис основних характеристик [22]:

1. Вхідна напруга – від ~9 до 58,8 (В).
2. Вихідна напруга – 5 - 12 (В).
3. Кількість каналів – 1-н (регульований).
4. Вихідний струм – 10 А (14 А піковий).
5. Габарити – 43,3x15,5x13,5 мм (ШхДхВ).
6. Вага – 14,4 г.

Отже, компанія FrSky розробляє модулі із чудовою інтеграцією із власною системою, що дає змогу через проток даних FBUS/S.Port змінювати вихідну напруги. Також, великим плюсом є можливість керування через спеціальне ПЗ та Lua скрипт, що часто використовується в системах БПЛА для

додаткових налаштувань. Незважаючи на всі переваги, виробник не наводить більш технічних параметрів, як рівень пульсацій та захисти, що є критичним для професійного застосування.

1.3.4 Продукція MAUCH Electronic

Головною спеціалізацією виробника є силові модулі високої потужності та точності, із малими вихідними шумами. Модулі сумісні із рядом контролерів, як наприклад Pixhawk, APM, Pixhawk lite, AUAV-X2, DroTek та CUAV Pixhack, Cube і т.п. Більшість модулів відносяться до HYB-BEC – гібридні перетворювачі, що пов'язано із їх конструктивом, за рахунок чого досягаються чудові показники вихідних пульсацій [23].

1. PL 4-14S HYB-BEC

Модулі HYB-BEC є різної конфігурації, під різну кількість каналів та варіацію напруги, тому було обрано на огляд найбільш оптимальний варіант:

- Вихідна напруга із малими пульсаціями.
- Гарна перехідна характеристика.
- Інтегрованість під різні системи польотних контролерів.
- Можливість індивідуального налаштування вихідної напруги.

4-14s BEC with 2 x 5.3v & 1 x 12.0v



Рисунок 1.9 – Модуль PL 4-14S HYB-BEC від MAUCH [24]

Основні характеристики [24]:

1. Вхідна напруга – від ~15 до 58,8 (В).
2. Вихідна напруга – 5,3/5,3/12 (В).
3. Кількість каналів – 3-и (фіксовані).

4. Вихідний струм – 3 А (4 А піковий).
5. Вихідні пульсації – менше 1 мВ (при 1.5 А).
6. Точність вихідної напруги – 50 мВ (Вих. 12 В).
7. Габарити – 59х66х13 мм (ШхДхВ).
8. Вага – 57 г.

Отже, модулі живлення даної компанії спеціалізовані на низькому вихідному шуму, завдяки чому можуть підійти навіть для RF (radio frequency, радіочастотних) модулів та високій інтеграції, що дозволяє використання «з коробки». Хоча варто зазначити, що через великі габарити та вагу, їх розміщення доцільне лише у великий апаратах. Також виробником заявлена швидка перехідна характеристика, хоча більш точної інформації не вказано.

Підсумовуючи продукти, які були взяті за основу для подальшого дослідження, кінцевий результат можна звести в порівняльну таблицю (див.таб.1.1).

Таблиця 1.1 – Огляд ринку UBEC модулів.

	Uвх., В	Uвих., В	Iвих., А	Захисти	Ціна, \$	Особливості
PM12S-4A	9 - 55	5/6/7.2/12	4	TVS	~25	Керування через PWM, 2 канали
PM12S-3	9 - 55	5/5.25/6/8/12	4 та 15	TVS, перегрів, перевищення струму	~50	Моніторинг вхідного струму та напруги, 3 канали
UBEC 5A	8 – 33.6	5/6/7.4	5	перегрів, перевищення струму, КЗ	~18	Екранування, ФВЧ
UBEC 10A HV	8 – 58.8	6/7.4/8.4	10	перегрів, перевищення струму, КЗ	~35	

Neuron 8A SBEC	9 – 25.2	5 - 8.4	8	Невідомо	~35	Крок налаштування вихідної напруги 0.1 В через протокол FBUS/S.Port, Lua скрипт та спец. ПЗ.
Neuron 14A SBEC	9 – 58.8	5 - 12	10	Невідомо	~45	
PL 4-14S HYB- BEC	15 – 58.8	5.3/5.3/12	3	Невідомо	~60	3 канали, малі пульсації (<1 мВ), хороша перехідна характеристика.

2 ОГЛЯД ТЕХНІЧНИХ РІШЕНЬ

В даному розділі буде розглянуто типи та варіанти реалізації понижувальних імпульсних перетворювачів, їх принципова схема та технології контролю від спеціалізованих компаній в даній сфері. Розглядаючи різні топології, можна визначити дві методології випрямлення імпульсного струму: синхронний та асинхронний режим. Їх різниця полягає в багатьох факторах, такі як: ціна, ефективність, метод керування, розміри та реалізація. В наступних підрозділах буде розглянуто детально кожний із даних типів із прикладами реалізації.

2.1 Топологія асинхронних перетворювачів

Даний тип перетворювача можна віднести до найпростішого за методом керування, структурна схема якого наведена на рис.2.1.

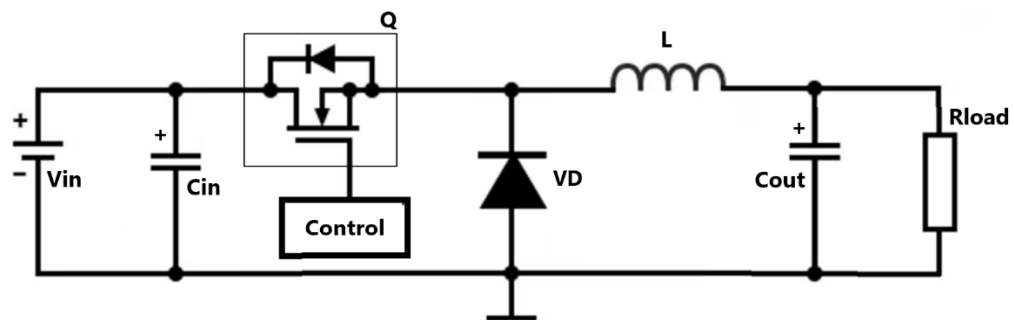


Рисунок 2.1 – Асинхронна топологія знижувального імпульсного перетворювача [25]

В даній топології, активним елементом, керування яким виконує контролер є лише польовий транзистор Q. Він у першому циклі виконує роль «накачування» енергії в індуктивність L від джерела живлення V_{in} та конденсатора C_{in} на певний час, який залежить від шпаруватості D та періоду комутації. В даний момент часу, діод VD являється зворотно зміщеним, так як напруга в точці з'єднання транзистора із індуктивністю рівна [26, 27]:

$$V_L = V_{in} - V_{out}, \quad (1)$$

де, V_L – напруга в точці з'єднання L, Q та VD,

V_{out} – вихідна напруга перетворювача,

V_{in} – вхідна напруга перетворювача.

Ця умова вказує, що через діод не протікає струм, при умові, що анод діода підключений до нульового потенціалу. Весь струм проходить лише через внутрішній опір транзистора R_{on} .

В наступному циклі, з часом $(1 - D)$ відносно періоду комутації, коли контролер вимикає транзистор Q , індуктивність L починає генерувати струм зворотної полярності, який рівний [26, 27]:

$$V_L = -(V_{out} + V_{df}), \quad (2)$$

де, V_L – напруга в точці з'єднання L , Q та VD ,

V_{out} – вихідна напруга перетворювача,

V_{df} – напруга прямого зміщення діода.

Ця умова забезпечує протікання струму через діод та його роботу в прямому зміщенні. Шпаруватість циклу має залежність [26, 27]:

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in}}, \quad (3)$$

де, D – шпаруватість ШІМ,

V_{out} – вихідна напруга перетворювача,

V_{in} – вхідна напруга перетворювача.

Отже, відповідно до вище згаданого режиму роботи, при малих значеннях D , більшість часу буде проходити прямий струм через діод VD , який розсіює потужність у вигляді тепла за формулою [26 - 28]:

$$P_{vd} = V_{df} \times I_{out} \times (1 - D), \quad (4)$$

де, P_{vd} – постійна розсіювальна потужність на діоді,

I_{out} – вихідний струм,

V_{df} – напруга прямого зміщення діода,

D – шпаруватість роботи.

Хоча для зменшення даного значення можливо обрати діод із малим падінням напруги в прямому зміщенні, наприклад діод Шотткі, але при великих значеннях вихідного струму та малій шпаруватості, загальна ефективність перетворювача зменшується.

Незважаючи на вище згадані недоліки, асинхронний перетворювач має відносно високий ККД при іншій умові – малий вихідний струм. Загальну концепцію втрат можна описати наступним чином [26, 27]:

$$P_{tot} = P_{cond} + P_{sw} + P_{ic}, \quad (5)$$

де, P_{tot} – загальні втрати потужності,

P_{cond} – кондуктивні втрати (при постійному струмові),

P_{sw} – комутаційні втрати (при перемиканні),

P_{ic} – втрати на контролері.

Враховуючи, що при малих споживаннях (мікро- та мілі- амperi) постійними втратами можна знехтувати (P_{cond}), а втрати на контролері на пряму залежать від типу обраної мікросхеми (P_{ic}), то залишаються втрати на комутації (P_{sw}) які залежать на пряму від частоти роботи перетворювача. Активний елемент який виконує перемикання являється лише транзистор Q, діод має мінімальні втрати на час самовідновлення, та зазвичай не враховується на частотах порядку 100 – 300 кГц.

Важливою перевагою також варто зазначити незначні постійні втрати при малому вихідному струмові. Будь-який імпульсний перетворювач має два основних режими роботи: режим постійної провідності (CCM, Continuous Conduction Mode) та режим переривчастої провідності (DCM, Discontinuous Conduction Mode). Дані режими визначаються вихідним струмом, та проілюстровані на рис.2.2 [26, 29].

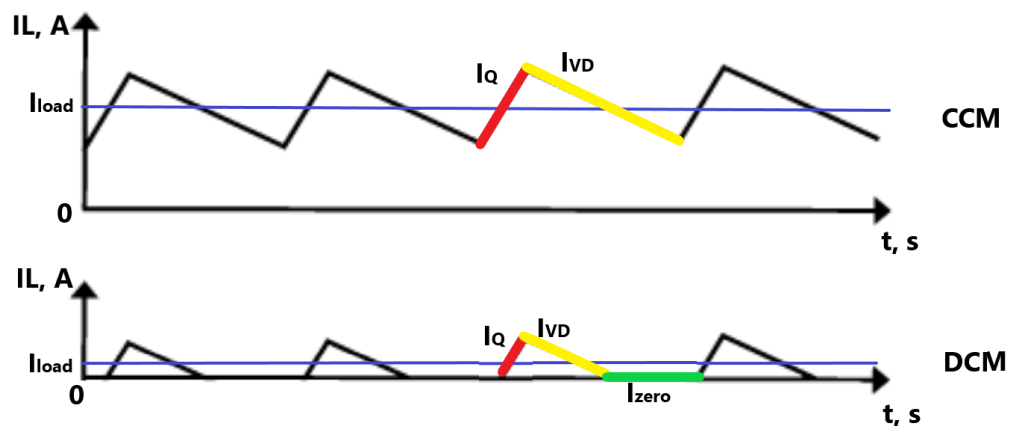


Рисунок 2.2 – CCM та DCM асинхронного перетворювача

Як можна спостерігати, при великому вихідному струмові (I_{load}) струм через транзистор (I_Q) та діод (I_{VD}) завжди протікають, що створює постійні втрати (P_{cond}) та є характеристикою ССМ. При незначному вихідному навантаженні, рівень якого визначається параметрами схеми, перетворювач переходить у DCM, який характерний певним проміжком часу, при якому протікання струму в діоді та транзисторі рівне 0 А (I_{zero}). Тобто, перетворювач виконує свою роботу при відсутності постійних та частково комутаційних втрат, що є ключовою перевагою асинхронного типу перетворення, та підтримує відносно великий ККД при малих навантаженнях.

Отже, асинхронний тип перетворення має свої переваги, як дешевші компоненти, простіше керування та відносно високий ККД на низькому струмовому навантаженні, що ідеально підходить для портативних систем. Попри це, використання даного типу для низьковольтного застосування, малого співвідношення вхід-вихід чи великого вихідного струму робить неефективним даний тип конвертації, враховуючи великі втрати потужності у вигляді нагріву, що може бути суттєвим для певних застосувань.

2.2 Варіанти реалізації асинхронних понижуючих перетворювачів

Розглядаючи схемотехнічні рішення асинхронної топології було обрано за основу популярні мікросхеми які часто застосовуються в модулях живлення для БПЛА та іншій аматорській апаратурі.

2.2.1 LM2596

Мікросхема LM2596 представлена від компанії Texas Instruments хоча і являється застарілою та широко використовується у модулях знижувального перетворювача асинхронного типу. Дана мікросхема зазнала успіху через свою ціну, за рахунок простої топології та простоти інтеграції. Структурна схема технічної документації наведена на рис.2.3.

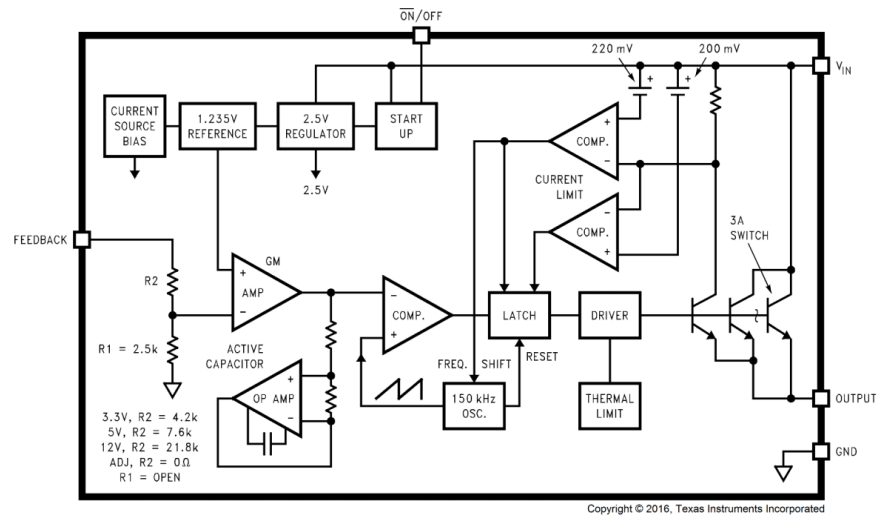


Рисунок 2.3 – Структурна схема LM2596 [30]

В середині інтеграція всіх основних блоків, такі як прецензійне джерело живлення, внутрішній зворотній зв'язок за напругою та струмом, які використовуються для контролю вихідної напруги та захисту від перевантажень по струму відповідно. Частота комутації є стабільною та задається внутрішнім осцилятором на рівні 150 кГц. В якості комутаційних ключів використовуються біполярні транзистори, що є менш ефективно ніж сучасні рішення із польовими транзисторами [30].

Схемотехнічна реалізація включає мінімальну кількість компонентів, такі як: вхідна і вихідна ємність, індуктивність та діод Шоттки (див.рис.2.4).

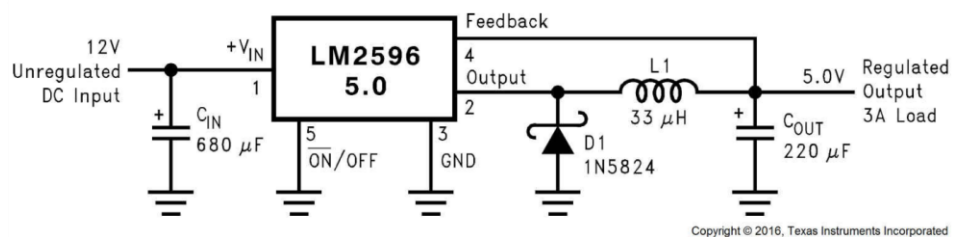


Рисунок 2.4 – Схема понижуючого асинхронного перетворювача на LM2596 [30]

Існують реалізації як із фіксованим внутрішнім значенням на зворотній зв'язок, так і з можливістю регулювання. Компоненти підбираються відносно параметрів схеми та є наведеними в документації на мікросхему. Далі буде розглянуто основні характеристики [30, 31]:

- Вхідна напруга: 4.5 – 40 (В).

- Вихідна напруга: 1.2 – 37 (V).
- Вихідний струм: до 3 А.
- Частота комутації: 150 кГц.
- Режим роботи: fixed PWM
- Системи захисту: перегрів та перевищення вихідного струму.

Отже, до позитивних чинників мікросхеми можна віднести простоту дизайну та широкий спектр модифікацій. Хоча відсутність багатьох компонентів дозволяє виконувати легку інтеграцію, але через це, відсутня можливість підбору власної частоти комутації, що в свою чергу породжує великий шум вихідної напруги та потребує додаткової фільтрації. Ефективність топології хоча і є доволі високою, але має сильну залежність від параметрів застосування, що показано на рис.2.5.

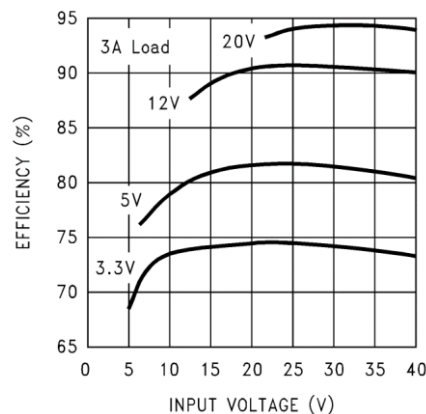


Рисунок 2.5 – Ефективність роботи LM2596 [30]

Дану мікросхему часто використовують у вигляді модуля (див.рис.2.6) в якому можливо задати вихідну напругу потенціометром. Застосування даних модулів здебільшого у аматорських пристроїв, де важливо саме низька ціна, та простота інтеграції.

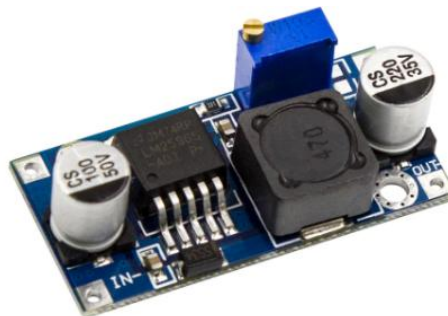


Рисунок 2.6 – Модуль на основі LM2596 [31]

2.2.2 SCT2650

Наступна мікросхема SCT2650 від компанії Silicon Content Technology часто зустрічається у готових модулях від компанії Mateksys в якості високоефективного асинхронного понижуючого перетворювача із широким вхідним діапазоном напруги. Модулі живлення компанії Mateksys, розглянуті у пункті 1.3.1 [15, 16].

Дана мікросхема являється сучасною розробкою для професійного дизайну, що можна спостерігати із функціональної схеми чіпа на рис.2.7. Навідмінно від LM2596, в даній реалізації існує можливість вибору частоти комутації в широкому діапазоні, що дозволя обрати компонент та вихідні параметри (наприклад амплітуда та частота шуму) під різний дизайн. Також через ускладнення топології можливо більш точно налаштувати перехіднку характеристику через компоненти компенсації, цим самим досягти високої стабільності зворотнього контуру зв'язку. Додатковий функціонал, такий як використання низькоомного польового транзистора в якості вихідного каскаду та режим пропуску імпульсів (PSM, Pulse Skipping Mode) для підвищення ефективності як на великому, так і на малому вихідному струмові відповідно [32].

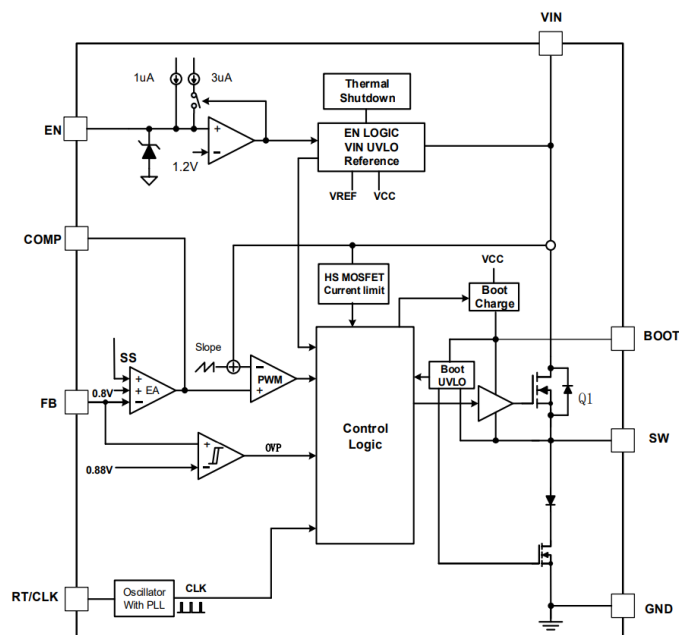


Рисунок 2.7 – Функціональна схема SCT2650 [32]

Через можливість додаткових налаштувань принципова схема має більше зовнішніх елементів (див.рис.2.8) ніж попередня схема на LM2596 (див.рис.2.4). В документації наведено розрахунок всіх необхідних компонентів, особливо це критично для оптимального розрахунку компенсації, що дає змогу отримати стабільну перехідну характеристику. Додатковими параметрами є наведення перехідної характеристики для математичного аналізу стабільності, що модифіковано під режим керування за струмом [32].

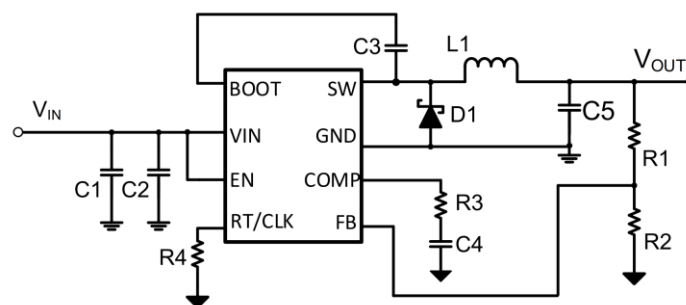


Рисунок 2.8 – Схема понижуючого асинхронного перетворювача на SCT2650 [32]

Основні характеристики схеми [32]:

- Вхідна напруга: 4.5 – 60 (В).
- Вихідна напруга: 0.8 – 57 (В).
- Вихідний струм: до 5 А.
- Частота комутації: 100 – 1200 (кГц).
- Режим роботи: fixed PWM та PSM.
- Системи захисту: перегрів, перевищення вихідного струму, вихідної та вхідної напруги, плавний запуск.

Також в документації наведена приблизна ефективність перетворювача при вхідній напрузі 24 В та різних вихідних значеннях напруги та струму (див.рис.2.9). Порівняно із LM2596, ефективність при тому самому навантаженні та інших параметрах вища орієнтовно на 5%, що є значним

показником при менших габаритах, більшому функціоналу та можливості ширшого спектру застосувань [32].

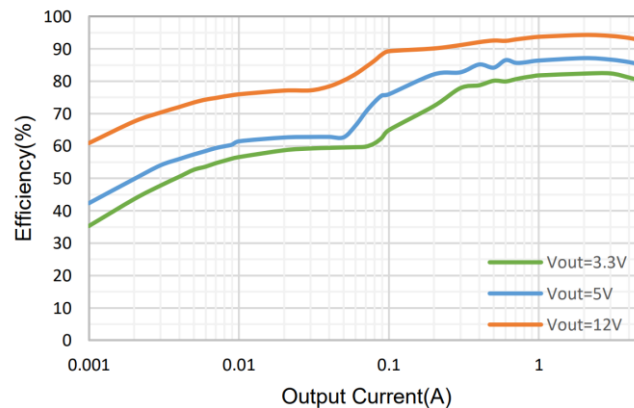


Рисунок 2.9 – Ефективність роботи SCT2650 при входній напрузі 24 В [32]

Отже, мікросхема знижувального асинхронного перетворювача SCT2650 має багато переваг із попередником LM2596, які включають:

- Ширший входний та вихідний діапазон напруги.
- Вища вихідна потужність та струм.
- Більше функцій захист.
- Розширене налаштування режиму роботи.
- Менші габарити та новіша топологія в цілому.

Хоча дана топологія не є найновішою, її застосування у сучасних модулях живлення по типу Mateksys показує актуальність розробки на сьогодні. Асинхронний тип перетворення часто застосовується в простих, малогабаритних модулях, де основне використання низько потужні споживачі. Для більшого споживання потужності кожний відсоток ефективності є суттєвим, так як випромінюється у вигляді тепло, тому підвищення даного параметру є ключовим у розробці. Саме для цього застосовуються синхронний тип перетворення, ним досягається вищий показник ефективності при великому вихідному струмові та завдяки новим методам модуляції, можливість досягти кращого показника ефективності навіть при незначній вихідній потужності, що буде розглянуто в наступному підрозділі 2.3.

2.3 Топологія синхронного перетворювача

Другим типом конвертації в імпульсних перетворювачах являється синхронний режим. Хоча важко зазначити, який із них є найпоширенішим, через різні сфери застосування, але більш технологічним, із різними видами модуляції являється саме цей режим, який в силу новим розробкам може бути кращим за асинхронний, навіть при низькому споживанні. Класична схема синхронного знижувального типу показана на рис.2.10.

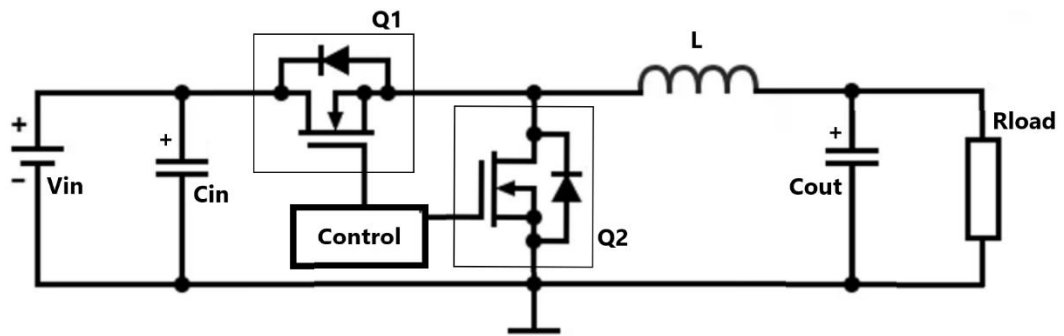


Рисунок 2.10 – Синхронна топологія знижувального імпульсного перетворювача [25]

Основна відмінність полягає у відсутності діода в нижньому плечі, та заміна його на польовий транзистор Q2, який виконує відповідно попередньому роль. Дана схема являється більш важкою в реалізації контролера, так як потрібно додатково керувати Q2, і досягти певної «мертвої зони» між перемиканнями стані обох транзисторів, щоб захиститися від наскрізних струмів. В інших випадках, мікросхеми із підтримкою синхронного режиму є дорожчими, як і сам польовий транзистор, на відміну від діода [33].

Визначаючи основні відмінності між діодом та транзистором (у прикладі нижнього ключа) можна зазначити, що постійні втрати при такому режимі роботи значно менші (6), порівнюючи із втратами діода (4). Додатковими втратами на внутрішньому паразитному діоду було знехтувано [34, 35].

$$P_{cond_mos} = R_{on} \times I_{out}^2 \times (1 - D), \quad (6)$$

де, P_{cond_mos} – постійна розсіювальна потужність на транзисторі,

R_{on} – опір транзистора у відкритому стані,

I_{out} – вихідний струм,

D – шпаруватість роботи.

Негативним фактором використання синхронного режиму є підвищення комутаційних втрат, так як тепер елементів перемикання 2-а, що відповідно має значний вплив на високих частотах перемикання із залежністю [34, 35]:

$$P_{sw} = 0.5 \times V_{in} \times f_{sw} \times (tr + tf) \quad (7)$$

де, P_{sw} – комутаційна розсіювальна потужність на транзисторі,

V_{in} – вхідна напруга,

f_{sw} – частота перемикання,

tr – час вмикання транзистора,

tf – час вимикання транзистора.

Час вмикання та вимикання транзистора залежить від його характеристик та може бути мінімізовано підбором відповідного компонента. Втрати на керуванні транзистором (затвором) не розглянуті через їх незначний показник відносно інших втрат [34].

Стандартний тип асинхронного перетворення може працювати лише в CCM режимі, але його поведінка залежить від типу навантаження. На відміно від попереднього типу, режим CCM при великому навантаженні є дуже ефективним за рахунок низьких втрат на нижньому ключі, що доводить рівняння (6). У режимі малого навантаження, перетворювач у примусовому CCM, через що відсутня ділянка із нульовим струмом, навпаки, синхронний перетворювач «викачує» струм із виходу V_{out} , що створює додаткові витрати енергії, збільшує пульсації вихідної напруги та залишає присутнім комутаційні втрати (див.рис.2.11) [36, 37].

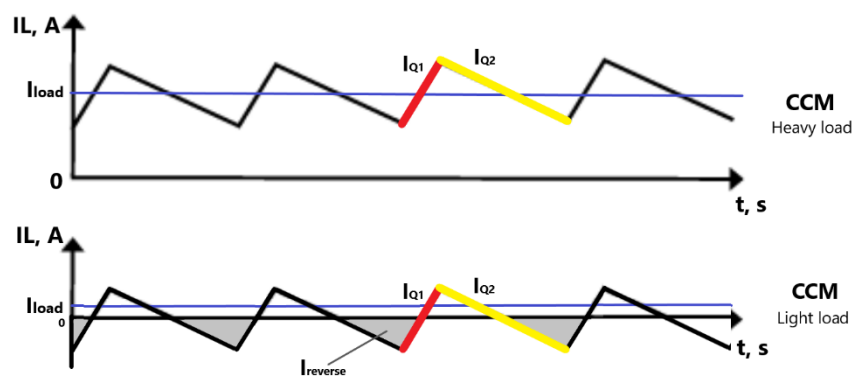


Рисунок 2.11 – типи CCM для синхронного перетворювача

Даний зворотній струм ($I_{reverse}$) присутній у класичній версії синхронного перетворювача, які досі присутні у застарілих мікросхемах. Сучасні топології розробки враховують даний діапазон роботи, який значно погіршує ККД системи, тому застосовуються різні методи вирішення, наприклад [36, 37]:

- Емуляція діода.
- Пропуск імпульсів (зменшення частоти).
- Визначення перетину нуля.

Розглядаючи коротко кожний метод, емуляція діода та визначення перетину нуля схожі за принципом дії але різні за методом внутрішньої кристалічної реалізації, основна суть – вимкнення транзистору на моменті перетину значення струму 0 А через індуктивність. Це запобігає протіканню зворотного струму та виконує роботу асинхронний тип. Зменшення частоти комутації (пропуску імпульсів), відомий як PFM (pulse frequency modulation, імпульсно частотна модуляція) змінює частоту комутації відносно навантаження, цим самим вирішуючи дві проблеми: зменшуючи комутаційні втрати, які є домінуючими при низькому вихідному струмові у синхронному типі та відсутність зворотного струму, так як завжди інтегрована система емуляції діода. Основним недоліком можна зазначити великі пульсації напруги на виході, які в більшості випадків є низькочастотними, що може призвести до непередбачуваної проблеми у споживачів [36, 37].

Отже, розглядаючи стандартний синхронний перетворювач можна спостерігати, що хоча висока ефективність досягнута при великому струмовому споживанні, але низький ККД робить неефективним даний тип при низькому струмові, що являється повною протилежністю асинхронного типу. Незважаючи на це, сучасні методи оптимізації дозволяють поєднувати переваги двох типів, цим самим створюючи синхронну топологію із великим ККД у великому діапазоні вихідного струму при мінімальних спотвореннях сигналу.

2.4 Варіанти реалізації синхронних понижуючих перетворювачів

В якості прикладу застосування синхронних перетворювачів було обрано розповсюджені схеми за двома типами: зовнішні та внутрішні комутуючі ключі. Хоча дані типи мають різні налаштування, обрахунки та технічні нюанси, обидва вони застосовуються у сучасних модулях перетворювачів, створюючи ряд переваг та недоліків один одному. До третього типу можна віднести модульний тип, із інтегрованою котушкою індуктивності, але дана технологія зустрічається рідко в розповсюджених модулях та є спеціалізованою лише для пристроїв високої щільності монтажу.

2.4.1 LM5116

Дана мікросхема являється варіантом імпульсного понижувального контролера від Texas Instrument, яка комутує зовнішні силові ключі, за рахунок чого має широкий спектр потужності застосування. Хоча на даний час вийшли нові модифіковані топології даного контролера, він досі має місце застосування у багатьох потужних синхронних модулях, наприклад, PM12S-4A від Mateksys, розглянутий у пункті 1.3.1 [16].

Функціональна схема LM5116 наведена на рис.2.12, що включає широкий спектр зовнішніх налаштувань. До особливостей стабілізації можна віднести компенсацію зворотного контуру, яка досягається через встановлення зовнішніх компонентів у ланку рампи та виходу внутрішнього операційного підсилювача порівняння, виконуючи керування у режимі струму, що полегшує налаштування компенсації та дозволяє швидше реагувати на перехідні процеси. Також додатковий зворотній зв'язок за струмом надає можливість контролювати умови перевантаження та короткого замикання.

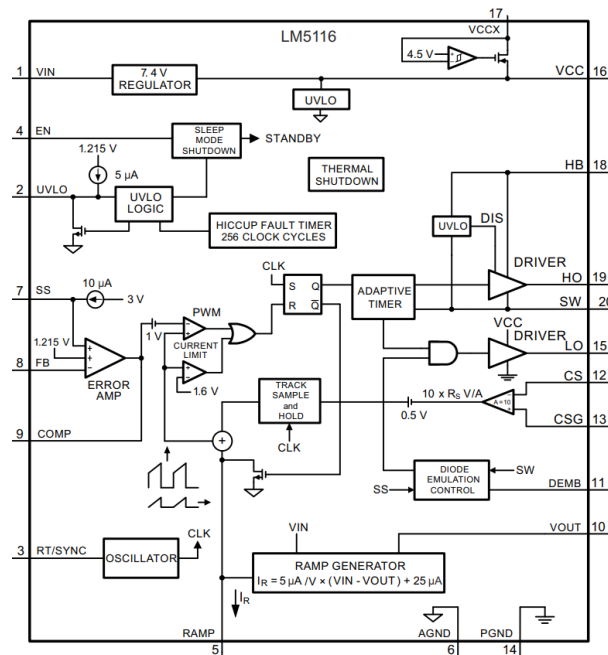


Рисунок 2.12 – Функціональна схема LM5116 [38]

Контролер спеціалізований під керування двома зовнішніми N-канальними польовими транзисторами, за рахунок внутрішнього драйвера високого плеча (high-side driver), що є більш оптимальним ніж керування P-канальним транзистором. Топологія також включає можливість увімкнення режиму емуляції діода, що дозволяє підвищити ККД при малих навантаженнях, відносно класичного синхронного перетворювача. Для створення багатоканальних (-фазових) систем існує можливість синхронізації чіпів через зовнішній вивід.

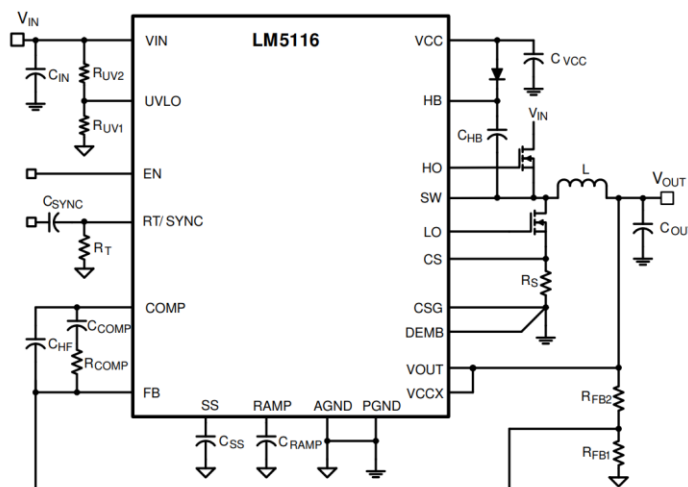


Рисунок 2.13 – Схема понижуючого синхронного перетворювача на LM5116 [38]

Розглядаючи основні характеристики схеми, було винесено наступне [38]:

- Вхідна напруга: 6 – 100 (В).
- Вихідна напруга: 1.215 – 80 (В).
- Вихідний струм: залежить від параметрів комутаційних елементів.
- Струм комутації ключів: до 3.5 А.
- Частота комутації: 50 – 1000 (кГц).
- Режими роботи: fixed PWM та емуляція діода.
- Системи захисту: перегрів, перевищення вихідного струму та напруги, плавний запуск, знижена вхідна напруга.

Хоча розробка дизайну під дану мікросхему є індивідуальною, виробник наводить орієнтовну ефективність яка взята із типового застосування, при вказаних параметрах зовнішніх компонентів (див.рис.2.14)

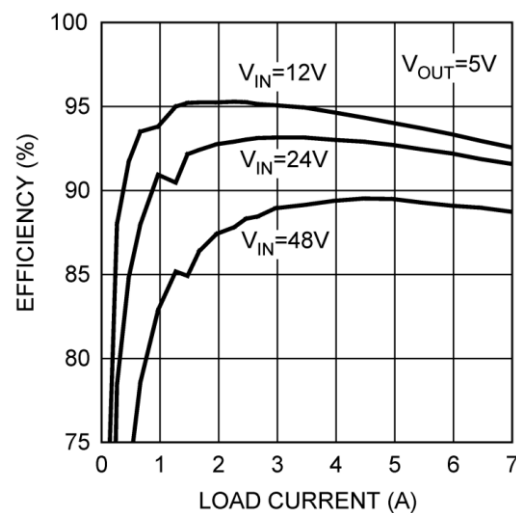


Рисунок 2.14 – Типова ефективність LM5116

Отже, LM5116 має дуже різноманітні налаштування, які легко дозволяють конфігурувати топологію для різного застосування – від малопотужних приладів до силових модулів із десятками пікового вихідного струму, що досягається за рахунок режиму емуляції діода та робота в режимі контролю струму відповідно. В документації наведені необхідні детальні розрахунки для реалізації стабільної та швидкої компенсації, підбір компонентної бази та, особливо, розрахунок втрат на розсіювання потужності

при роботі. Хоча компанія пропонує новий дизайн мікросхем, із можливістю ультра низького струму спокою та різноманітних режимів роботи, LM5116 досі залишається актуальною для багатьох модулів у масовому виробництві.

2.4.2. AOZ2260A

Із плином часу, на ринку мікроелектроніки з'являється все більше нових компаній із новими, незвичними рішеннями, які стають більш доступними за своїх конкурентів, ким в свою чергу є компанія Alpha & Omega із сімейством понижуючих контролерів EZBuck, діапазон вихідного струму яких сягає до 30 А [39]. Один із представників AOZ2260A є представником одних із синхронних знижувальних перетворювачів, які включають інтегровані польові транзистори, що значно полегшує подальший дизайн та можливість інтеграції чіпа.

Хоча режими даної мікросхеми не є широким, що можна спостерігати із функціональної схеми на рис.2.15, вона включає лише всі необхідні блоки, роботах яких досягається мінімальним додаванням зовнішніх компонентів [40].

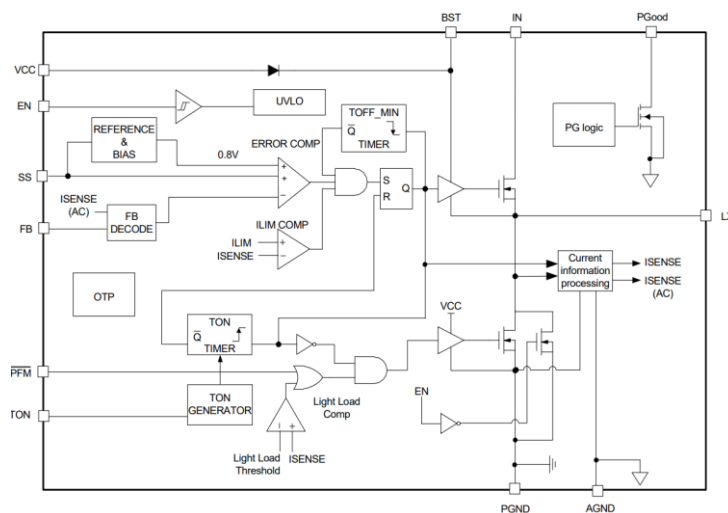


Рисунок 2.15 – Функціональна схема AOZ2260A [40]

Ключовою особливістю даної топології є інтеграція польових транзисторів із низьким опором відкритого каналу, за рахунок чого досягається високий ККД при великих струмах навантаження. Також в мікросхемі інтегровані захисти та контроль частоти комутації, що дозволяє

використовувати широку смугу вхідної напруги зберігаючи стабільність вихідних значень. Типова конфігурація зовнішніх елементів показана на рис.2.16.

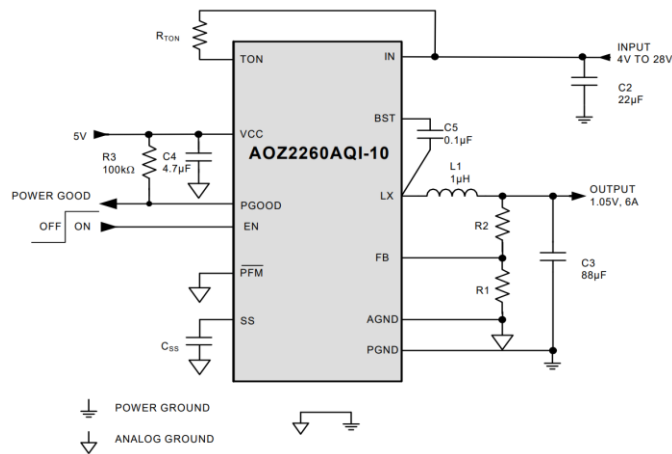


Рисунок 2.16 – Схема понижуючого синхронного перетворювача на AOZ2260A [40]

Хоча мікросхема розрахована для великого вихідного струму, мікросхема працює у режимі COT (Constant On-time, постійний час увімкнення), за допомогою якого досягається автоматичний перехід у режим PFM, який підвищує ККД навіть при малих навантаженнях (див.рис.2.17). Хоча режим роботи за постійною часу увімкнення дозволяє реагувати на перехідні процеси швидше, який у мікросхеми сягає 300 нс, порівняно із звичайним PWM у десятки мікросекунд, це створює додаткові шуми у мережі вихідного каналу через змінний параметр частоти комутації [40].

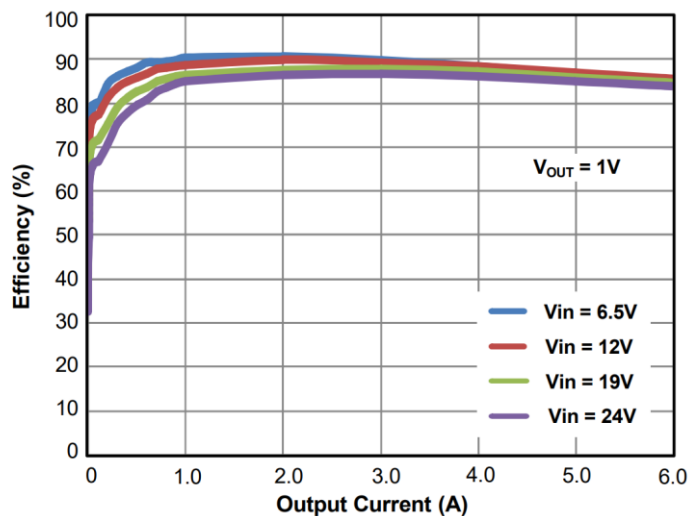


Рисунок 2.17 – Типова ефективність AOZ2260A [40]

Основні параметри чіпа наведено далі [40]:

- Вхідна напруга: 4 – 28 (В).
- Вихідна напруга: 0.8 – 24.4 (В).
- Вихідний струм: 6 А.
- Частота комутації: ~100 – 2000 (кГц).
- Режими роботи: COT та PFM.
- Системи захисту: перегрів, перевищення вихідного струму та короткі замикання, перевищена та занижена вихідна напруга, плавний запуск, знижена вхідна напруга.

Отже, хоча розробка мікросхеми AOZ2260A є новою та відповідно не є детально описаною та протестованою, вона задовольняє низку вимог для систем, які потребують малі габарити та низькі втрати потужності. Дані можливості виконуються за рахунок інтеграції N-канальних польових транзисторів із низьким опором та різних режимів роботи, як постійний час увімкнення (COT) та імпульсно-частотна модуляція (PFM). Завдяки малій кількості зовнішніх елементів, створення імпульсного знижувального синхронного перетворювача опирається на зміну лише декількох компонентів, опис підбору яких зазначено в документації, але обмежує різноманітність власної конфігурації, що іноді може бути критичною для бажаних параметрів.

3 РОЗРОБКА

Даний розділ буде включати всі основні етапи розробки, починаючи із визначення основних блоків структурної схеми та їх поведінку, різний підхід до вирішення питання у вигляді схеми та друкованої плати, закінчуючи прототипуванням та тестуванням у реальних умовах. Так як підхід до роботи був поетапним та мав певні напрацювання, буде розглянуто дві версії реалізації, їх переваги та недоліки.

3.1 Комбінована топологія універсального модуля живлення

Перший прототип є початковим варіантом реалізації універсального модуля живлення, в якому були враховані вимоги від замовника, що саме має включати дана система та для її легкої інтеграції у БпЛА в подальшому. Короткі основні вимоги:

- Вхідна напруга живлення: 6S – 12S (16.5В – 50.4В).
- Вихідні напруги: 5.3В, 8.4В та 12В.
- Вихідний струм: 3А (пік 5А), 3А (пік 5А) та 6А (пік 8А) відповідно до напруги.
- Вимірювання струму всього БпЛА, включаючи модулі перетворювання та передача у вигляді аналогового сигналу.
- Вимірювання вхідного струму: 0.2А – 30А (пік 100 А).
- Вимірювання вхідної напруги та передача у вигляді аналогового сигналу.
- Вимірювання вхідної напруги: 6S – 12S (16.5В – 50.4В).
- Наявність підключення конектора живлення та телеметричних даних до Cube Orange [41].
- Захист від змінної полярності вхідної напруги.
- Мінімальне налаштування модуля та швидка інтеграція.

Розглядаючи вище вказані вимоги та ознайомлюючись із типом БпЛА (крило) було створено структурну та принципову схему, друковану плату та проведено тести на відповідність вимог.

3.1.1 Структурна схема

Для розробки легкого у інтеграції модуля живлення було вирішено виконати 3-и знижувальні імпульсні перетворювачі для 3-ох параметрів вихідної напруги, із можливістю під'єднувати до одного перетворювача декілька споживачів. Також потрібна була реалізація виміру струму всього БпЛА, та розміщення даного блоку на одній же платі. Структурна схема системи показана на рис.3.1.

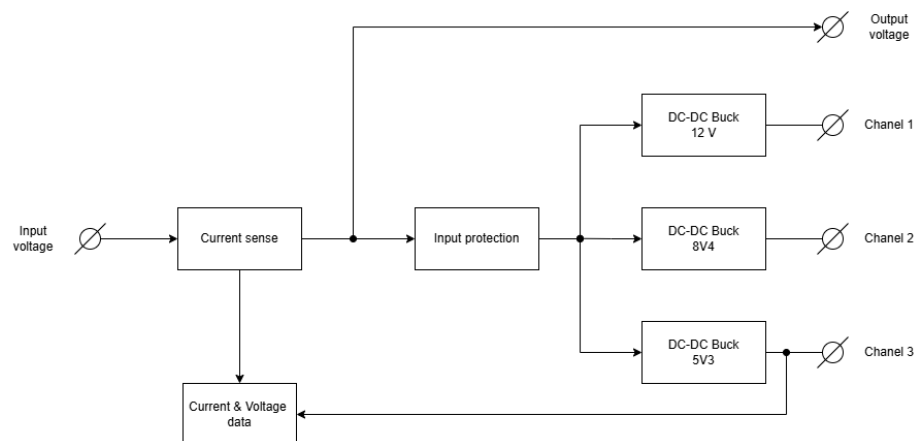


Рисунок 3.1 – Структурна схема комбінованого модуля живлення

Весь модуль можливо поділити на дві категорії: вхідний та вихідний каскад. Далі буде детально розглянуто кожний із вказаних каскадів та їх роль застосування.

1. Вхідний каскад:

Даний каскад складається із трьох модулів: вимірювання параметрів вхідного струму та напруги (**Current sense**), передачу отриманих даних через конектор (**Current & Voltage data**) та захист перетворювачів (**Input protection**).

Current sense – даний блок повинен відповідати вимогам виміру струму у діапазоні від 0.2 до 100 (A), точність виміру може варіюватися, та орієнтовно

складати від 0.1 до 2 (А) на всьому діапазоні відповідно. Важливо зазначити, що даний блок повинен вносити мінімальний вплив на лінію живлення, а саме низьке падіння напруги, яке в подальшому конвертується у вигляді розсіювання потужність в тепло. Вимірювання напруги може бути інтегрованим в даний блок, або виступати в ролі окремих компонентів для виміру. Точність виміру на всьому діапазоні напруги 16.5 – 50.4 (В) має складати ± 0.5 В.

Current & Voltage data – являється конектором, через який передаються дані вимірюного струму, напруги та живлення із третього блоку перетворювача. Основна вимога – це сумісність конектора та послідовності призначення контактів до плати розширення ЧЧ, яка використовується автопілотом Cube Orange. Так як роз’єм є стандартизованим для даної системи, він вже розрахований на вимоги пропускання струму 2.5 А, що живить автопілот. Дані повинні бути передані саме по аналоговому каналу зв’язку із максимальним значенням 3.3 В. Коригувати коефіцієнт відповідності аналогової напруги до струму відбуваються програмно через спеціальні параметри та не є темою даної роботи.

Input protection – у будь якому модулі повинно бути як можна більше захистів від непередбачуваних ситуацій, які можуть трапитися як через людський фактор при збірці БПЛА, так і в процесі виконання його основного функціоналу. В даних вимогах було зазначено захист від підключення живлення змінної полярності, яке захистить подальші блоки перетворювача від виходу з ладу. Особливістю даного блоку є можливість пропускання струму на модулі із мінімальним падіння напруги. Використовуючи найгірший випадок за параметром вхідної напруги та ККД, значення струму на вході всіх трьох модулів складатиме до 12 А.

2. Вихідний каскад:

Останній каскад складається із основних блоків – трьох знижувальних імпульсних перетворювачів на різне значення вихідної напруги.

DC-DC Buck 12V – першим модулем є знижувальний перетворювач який має при вихідній напрузі 12 В повинен забезпечувати струм 6 А із можливими піками до 8 А. Для подібних показників вихідного струму найкраще підходить топологія синхронного перетворення, яка описувалась у підрозділі 2.3, та має ККД до 93% при певних умовах. Хоча замовником не було вказано детальних вимог до перетворювачів, основним критерієм є стабільність системи до можливих перехідних процесів, такі як: змінна вхідної напруги, зміна температури та стрибки вихідного струму. Особливу увагу в налаштуваннях приділяють саме стабільності при змінні вихідного струму, так як час реакції контролера на стрімкий спад чи підйом вихідної напруги дуже критичний. Тривалість для стабілізації і реакції перетворювача становить 20 – 100 мкс, та є обернено пропорційним до частоти кросовера, яка визначає смугу пропускання системи відносно внутрішніх налаштувань та зовнішніх параметрів мікросхеми. Зміна напруги не повинна перевищувати 5% від номінального значення, як вже розглядалося у підрозділі 1.2.

DC-DC Buck 8V4 – другим модулем живлення для системи є перетворювач на напругу 8.4 В та 3 А, із піковим навантаженням 4 А. Зважаючи на відносно малий вихідний струм, було вирішено зосередитися на проектуванні асинхронного перетворювача. Так як споживачі на другому та третьому модулі можуть використовувати струм в широкому діапазоні, від 0.5 до 3 (А), то варіант асинхронного типу є найбільш оптимальним за ціною та габаритами. ККД при даному діапазоні навантажень сягає біля 80% - 85%, що є гарним показником при незначному випромінюванні тепла. Вимоги до вихідної стабільності відповідають попередньому модулю та мають задовольняти час реакції до 100 мкс.

DC-DC Buck 5V3 – останнім перетворювачем являється блок із вихідними параметрами 5.3 В та 3 А, із піковим навантаженням 4 А. Призначення цього блоку у системі БПЛА в основному для живлення автопілота та невеликих периферійних модулів. Так як споживання модулів є не постійним, та може коливатися в діапазоні від 0.3 до 4 (А), було обрано

асинхронний тип перетворення. Для спрощення конструкції та кращої інтеграції та ремонт здатності пристрою, було вирішено обрати однакову топології та контролер для перетворювачів 8.4 та 5.3 (В), змінивши лише налаштування параметрів стабільності та інші відмінні компоненти.

Наступним кроком після визначення основних вимог та напрямку розробки, включно із топологією пристрою, розпочинається підбір компонентної бази, розрахунок компонентів та створення принципової електричної схеми.

3.1.2 Підбір компонентної бази

Вважаючи, що даний проект був здійснений на прохання замовника та має пряме призначення у військовій справі, точну принципову електричну схему надавати у звіт було заборонено. Саме тому, в даному пункті буде розглянуто лише підбір компонентної бази, точні налаштування мікросхем та режими роботи блоків.

1. Вхідний каскад:

Так як блок **Current sense** не відноситься до теми даної роботи, детальний розрахунок його параметрів було не враховано. Розглядаючи коротко, в якості виміру струму обрано мікросхему INA169, яка являється спеціалізованим операційним підсилювачем для вимірювання напруги на шунтовому резисторі позитивної лінії живлення. Максимальна синфазна напруга складає 60 В, що відповідає нормам, а вимір одно направленого струму залежить від підбору опору шунтуючого резистора та додаткового резистора на виході операційного підсилювача, яким задається рівень підсилення вихідної напруги. Максимальне значення струму повинно відповідати максимальному вихідному аналоговому значенню напруги, яке обробляється автопілотом, та є рівнем 3.3 В. Параметри шунтуючого резистора було підібрано для мінімального розсіювання потужності на максимальному постійному протіканні струму, та складає 0.63 Вт, при струмі 30 А та опорі 700 мкОм, що є оптимальним показником для широкого спектру вимірів [41].

Current & Voltage data – даним блоком було позначено конектор серії JST-GH на 6-ть контактів, 4-и з яких призначені для живлення автопілота та є дубльованими для підвищення пропускну здатності струму. Інші контакти відповідають за передачу аналогового сигналу струму та напруги, із захистом від електростатичного розряду у якості ESD діода. Гранична напруга аналогового сигналу складає 3.3 В. В якості монітору вхідної напруги обрано дільник напруги із коефіцієнтом 19.45. Показник струму відповідає 30 мВ/А, та вказується як параметр для автопілота.

Input protection – реалізація вхідного захисту обмежена вимогами ТЗ та проявляється у вигляді відключення перетворювачів при невірній полярності вхідної напруги. Використовується стандартна схема, яка показана на рис.3.2, що включає Р-канальний польовий транзистор, резистор та стабілітрон. При невірному підключенні живлення транзистор закривається, що запобігає протіканню струму, і відповідно напруги іншої полярності. Було обрано транзистор SQS181 від компанії Vishay, який має типовий вихідний опір 24 МОм, максимальний струм 44 А та напругу витік-стік до 80 В [42]. Дані показники підтверджують результат розсіювання потужності на рівні 0.7 Вт при оптимальних значеннях вхідної напруги та струму.

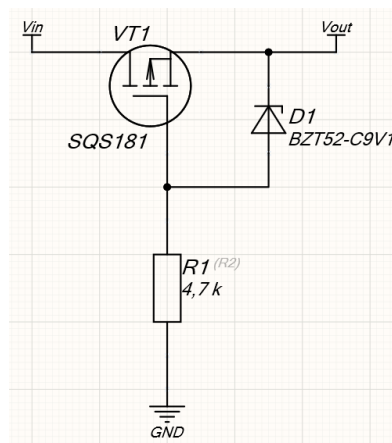


Рисунок 3.2 – Схема захисту від зворотної полярності живлення

2. Вихідний каскад:

Першим і найважчим в проектуванні є блок **DC-DC Buck 12V**, так як налаштування та розробка синхронних перетворювачів потребує врахування більшої кількості нюансів. В якості контролера було обрано мікросхему

LM5116, яка вже розглядалась у пункті 2.4.1 та є поширеною у використанні серійних модулів, як наприклад PM12S-4A від Mateksys розглянутих у пункті 1.3.1. Дана мікросхема являється драйвером та використовує зовнішні комутаційні елементи у вигляді двох N-канальних транзисторів. Ключовою перевагою даного чіпа є робота у режимі контролю струму, що значно покращує перехідні характеристики перетворювача та полегшує налаштування компонентів компенсації, які присутні у даній мікросхемі. Частоту роботи перетворювача було обрано на рівні 400 кГц, що є оптимальним варіантом для більшості серійних модулів, корелюючи між вихідними пульсаціями напруги, габарити компонентів та втратами на перемиканні.

Першим етапом є вибір транзисторів, було взято компонент SQJ174, із максимальним постійним струмом до 293 А, опором 2.3 мОм та напругою стік-витік 60 В. Також у імпульсних перетворювачах важливим фактором є час увімкнення та вимкнення транзистора, даний показник відіграє ключову роль при великих частотах комутації та є основним фактором розсіювання потужності. В даному екземплярі типові показники складають 5 та 4 (нс) відповідно [43]. За загальною формулою розсіювальної потужності транзисторів (8), при струмові 6 А та максимально можливій вхідній напрузі 51 В, втрати складають 0.847 Вт, з яких ~73% припадають саме на втрати при перемиканні. Детальні розрахунки кожного фактору зазначено в додатку А.

$$P_{tot} = P_{cond} + P_{ch_g} + P_{sw}, \quad (8)$$

де, P_{tot} – загальні втрати потужності,

P_{cond} – кондуктивні втрати (при постійному струмові),

P_{sw} – комутаційні втрати (при перемиканні),

P_{ch_g} – втрати на заряд транзисторів.

Для керування N-канальним транзистором комутуючим позитивну шину живлення необхідний драйвер високої сторони (High-side driver), даний вузол інтегрований в мікросхему і потребує лише зовнішнього діода та

конденсатора для зарядки, які вказані напряму у документації. Вибір припадає на діод Шоттки SMD110PL через низький поріг прямої напруги зміщення [44].

Параметр індуктивності залежить від номінального струму споживання, бажаних пульсацій струму та габаритів компонентів. Вважаючи, що оптимальним правилом є параметр пульсації струму на індуктивності 0.3 – 0.4 від номінального струму, було обрано показник 0.35, який забезпечує коливання 2.1 А. Хоча показник пульсацій залежить від частоти, індуктивності, вхідної та вихідної напруги, варто розраховувати для максимального значення напруги живлення перетворювача. Остаточним рішенням, відносно розрахунків із додатку А було обрано значення індуктивності 10 мкГн. Також варто обрати компонент, із оптимальним опором та струмом насичення, щоб індуктивність виконувала основну задачу із мінімальним нагрівом. Параметри струму насичення 20 А та внутрішній опір 16 мОм забезпечують втрати при номінальному вихідному струмові приблизно 0.6 Вт.

Підбір вихідної ємності напряму залежить від бажаних вихідних пульсацій напруги. Вважаючи, що точних вимог до даного параметру не було, було вирішено обрати опорне значення 20 мВ постійних пульсацій, та стрибок на 5% при перехідному процесі 0 – 6 (А), відносно вихідної напруги. Це забезпечує стабільну роботу перетворювача при суворій експлуатації. Ефективне значення ємності та ESR (Equivalent series resistance, еквівалентний послідовний опір) складає 100 мкФ та 1 мОм, відповідно. Для забезпечення низького ESR було обрано керамічні конденсатори із діелектриком X7R, який забезпечує низьке падіння ємності при великій постійній складовій напруги.

Параметри вхідної ємності для знижувального імпульсного перетворювача є більш суттєвими та повинні задовольняти вимогу моментального пікового струму при незначних падіннях напруги. Оптимальним значенням є вхідні пульсації не більші ніж 0.05 В, для цього було встановлено керамічні конденсатори 75 мкФ ефективної ємності, із значенням максимальної напруги 100 В.

Так як мікросхема працює у режимі контролю струму, на стороні низького плеча транзистора присутній шунтуючий резистор, виміри із якого подаються на спеціалізовані контакти мікросхеми. Даний резистор виконує подвійну функцію: моніторинг вихідного струму для компенсації перехідних процесів та захист від надмірного струму. Мікросхема не включає миттєвий захист вихідної мережі при КЗ, а лише обмежує вихідний струм до налаштованого значення.

Для плавного запуску перетворювача та заряджання вихідних конденсаторів в топології передбачено вузол, параметри якого залежать від зовнішнього конденсатора. При значенні 10 нФ, плавний запуск від 0 до 12 (В) складає 1.2 мс, що дозволяє швидко запустити процес роботи без різких пікових струмів.

Розробники даної мікросхеми врахували можливість використання в широкому спектрі вихідного струму, саме тому наявна включена емуляції діода, згадана у підрозділі 2.3. Даний режим вимикає обидва транзистори на певний час, коли перетворювач переходить у режим DCM, це дозволяє знизити постійні втрати та зворотне протікання струму.

Для розрахунку мережі компенсації було використано рівняння надані в документації. Основна задача компенсаційного контуру – налаштування смуги пропускання зворотного контуру із достатнім запасом по фазі. Більш детальний огляд буде розглянуто у підрозділі 5.1. Для роботи у струмовому режимі використовується компенсація 2 типу, який включає один полюс та нуль у частотному представлені. Завдяки струмовому режиму LC вихідним фільтром формується два полюси на різних частотах, що полегшує компенсації. На відміну від режиму за напругою, який формує два зосереджених полюси, викликаючи сильний резонанс, для подолання якого необхідно використовувати більше компонентів компенсації, і відповідно, важчий процес налаштування, який потребує чітких параметрів вихідних конденсаторів та індуктивності.

Блок **DC-DC Buck 8V4** та **DC-DC Buck 5V3** засновані на одній топології асинхронного перетворювача та для кращої інтеграції і подальших модифікацій було обрано реалізовувати із використання однакового чіпа. Більшість налаштувань є однаковими, так як працюють із близькими вихідними напруга та однаковими струмами. В якості контролера було обрано TPS54560, яка пристосована до можливих стрибків вихідного струму та включає режим пропуску імпульсів (PSM), що дозволяє підтримувати ККД на рівні +85% при споживанні 0.5 А. Мікросхема підтримує широкий діапазон вхідної напруги із максимальним порогом 60 В та вихідним струмом до 5 А. Мінімальна кількість зовнішніх компонентів дозволяють легко налаштувати всі параметри та швидко модифікувати їх за необхідності. Частота комутації підтримується у діапазоні 100 – 2500 (кГц), та було обрана на рівні 600 кГц. Особлива увага приділяється вибору частоти відмінної від синхронного перетворювача, це дозволяє уникнути резонансу по піковим споживанням і тим самим відділити вплив перешкод одного перетворювача на інший. Функціональна схема TPS54560 показана на рис.3.3 [45].

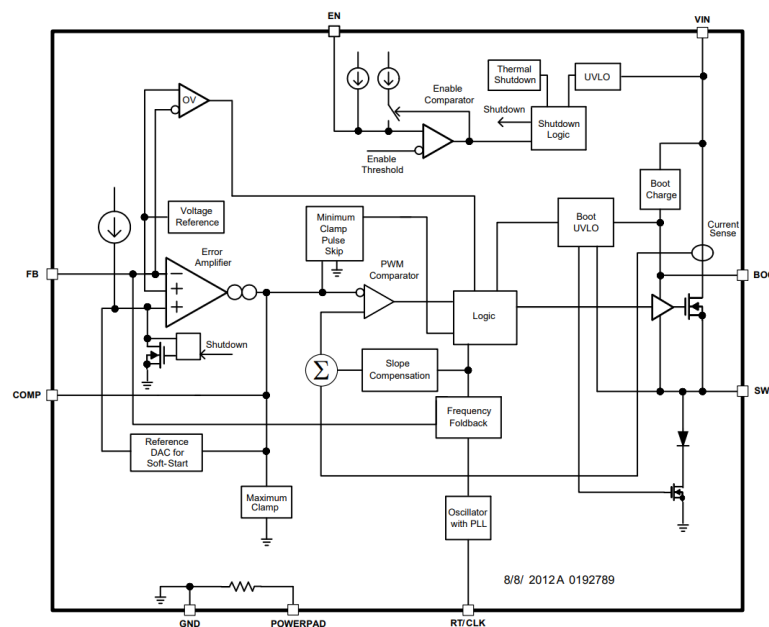


Рисунок 3.3 – Функціональна схема TPS54560 [45]

Комутаційний ключ у мікросхемі вбудований та має опір 92 мОм, що значно знижує втрати при постійному протіканні струму. Час увімкнення транзистора є залежним від вхідної напруги та із вказаними умовами складає

11 нс. Відповідно до формули (8) отримані загальні втрати на транзисторі 1.26 Вт, з яких 81% припадають на втрати перемикування. Дані втрати напряду залежать від показника вхідної напруги та частоти комутації, саме тому, хоча низькочастотні перетворювачі мають менші втрати, що більш ефективніше, через необхідність більшої кількості компонентів для збереження однакових параметрів вихідних пульсацій є не раціональним. Враховуючи параметр теплового опору корпусу мікросхеми (R_{th} , thermal resistance of the package), який складає 23.4 °C/Вт, відповідно до формули (9) розраховується виділення тепла під час роботи відносно втрат потужності. Отриманий показник складає 30 °C, що відповідає саме підвищенню температури на дане значення, незалежно від температури навколишнього середовища.

$$Tr = R_{th} \cdot P_{tot}, \quad (9)$$

де, Tr – підвищення температури під час роботи,

P_{tot} – загальні втрати потужності,

R_{th} – параметр теплового опору корпусу.

В якості нижнього плеча для асинхронного перетворювача вибрано діод Шоттки V8PA10, який при 4 А має напругу прямого зміщення 0.54 В. Також важливим параметром є достатній запас по зворотній напрузі, коли діод закритий до нього прикладається вхідна напруга живлення, тому дана серія, із показником 100 В має достатній запас. Діод відноситься до категорії Automotive, що відповідає підвищеній надійності та стабільності роботи, так як всі компоненти даного класу проходять додаткову перевірку, що знижує ймовірність браку та хибних параметрів [46]. Ємність P-N переходу є проявом паразитного параметра діода, через що, генеруються короткочасні стрибки струму, які впливають на ЕМС (електромагнітну сумісність) пристрою із іншими блоками. Враховуючи даний чинник та пряму напругу зміщення, втрати на діоді складають 1.6 Вт, та розраховані із максимальними параметрами, що більш детально описано в додатку А.

Розрахунок індуктивності аналогічний із методом для синхронного перетворювача та повинен задовольняти вимогам пульсацій струму

індуктивності, який в даному випадку обраний на рівні 40% від вихідного струму, що відповідає індуктивності 10 мкГн. Струм насичення обраного індуктора складає 12.5 А, що значно перевищує робочі струми та аргументований незначним розсіювання потужності на рівні 0.27 Вт, яке залежне від опору компонента, що складає 30 мОм номінального значення.

Мережа компенсації також включає мінімальну кількість компонентів через струмовий режим роботи, який забезпечується за рахунок внутрішнього вузла виміру струму. Виробником наводиться ряд методології для оптимального розрахунку компенсатора 2-го порядку. Варто зазначити, що для кращої перехідної характеристики компенсаційні компоненти підбираються під певне значення вихідної напруги, саме тому для версій 5.3 та 8.4 (В) показники різні.

Отже, даний варіант модуля живлення був заснований на комбінації двох типів перетворювачів – синхронного та асинхронного. Кожний із них спеціалізований для різних споживань струму, підтримуючи при цьому високий ККД. Режим керування за струмом забезпечує швидку реакцію зворотного зв'язку та легкий підбір зовнішніх компонентів. Хоча комбінований тип модуля є більш важчим для розробки, він дозволяє виконати умовну ізоляцію одного вузла від іншого, із мінімальним суміжним впливом. Вважаючи, що даний модуль є універсальним та буде відповідати за живлення всіх компонентів у БПЛА, було враховано необхідність підключення декількох зовнішніх пристроїв до одного перетворювача. В якості підтримання низької температури модуля, було додано радіатор для охолодження компонентів із підвищеним розсіюванням потужності.

3.1.3 Друкована плата

До наступного етапу проектування відноситься розробка друкованої плати, а саме її трасування. Замовником було оголошено деякі умови габаритів та розташування необхідних контактів для підключення:

- Мінімальна площа, за рахунок збільшення висоти.

- Контакти для входу та виходу мережі живлення батареї розміщені на одній осі та пристосовані для напайки AWG12.
- Конектор для підключення телеметричних даних та живлення автопілота обов'язково формату JST-GH на 6 контактів.
- Для джерел живлення 5.3, 8.4 та 12 (В) відповідні контактні майданчики для напайки дротів AWG20.
- Для джерела живлення 12 В додаткові конектори формату XT30.
- Вся необхідна шовкографія для простого підключення зовнішніх модулів.
- Кріпильні отвори для гвинтів М3.

Для зменшення площі плати було вирішено виконати два окремих модулі, які в подальшому при збірці з'єднуються за допомогою спеціальних міжплатних стійок. Завдяки такій компоновці виконується зменшення загальної площі, збільшення висоти та передача вхідної напруги на верхню частину плати, що реалізовано завдяки застосуванню латунних стійок. Кріплення через 4 стійки дозволяє передати позитивну та негативну вхідну напругу на два блоки перетворювачів. Варто звернути увагу, що дані кріпильні компоненти повинні мати хороший контакт із контактними майданчиками плати, це задовільнить вимогу передачі відповідного струму із мінімальними втратами. Дані компоненти повинні бути розраховані на проходження відповідного струму та забезпечувати достатню відстань між двома платами, що в даному випадку складає 11 мм.

Трасування друкованої плати проводилося в спеціалізованому САП Altium Designer в якому же було розроблено принципову електричну схему. В якості постачальника друкованих плат було обрано сервіс JLCPCB, тому для подальшого вибору матеріалу було винесено основні можливості виробництва [47]:

1. Матеріал ламінації: FR-4 (Tg 135 / Tg140 / Tg155 / Tg170), Aluminum, Copper core, Rogers / PTFE Teflon.

2. Фінішне покриття: HASL (свинець / без свинцю), ENIG, OSP.
3. Мінімальний розмір ДП: 5x5 мм.
4. Максимальний розмір ДП: 400x500 мм.
5. Кількість шарів: 1 – 20 шарів.
6. Товщина ламінату: 0.4 – 2.5 мм (0,4/0,6/0,8/1,0/1,2/1,6/2,0 мм).
7. Можлива товщина міді для зовнішніх шарів: 1, 2, 3, 4 oz (35, 70, 105, 140 мкм).
8. Можлива товщина міді для внутрішніх шарів: 0.5, 1, 2 oz (18, 35, 70 мкм).
9. Мінімальна ширина провідника: 0.127 мм.
10. Інтервали між друкованими елементами:
 - a. Провідник – провідник: 0.127 мм
 - b. Провідник – пад: 0.2 мм
 - c. Отвір – отвір (одна мережа): 0.254
 - d. Отвір – отвір (різні мережі): 0.5
11. Мінімальний гарантійний пояс: 0.13 мм.
12. Допустимий розмір отвору: 0.3 – 6.3 мм.
13. Мінімальна товщина лінії шовкографії: 0.15 мм.
14. Мінімальна відстань від КМ до захисної маски: 0.038 мм.

Відносно вище зазначених вимог потрібно розрахувати оптимальні значення параметрів, які будуть використовуватися під час трасування, а саме: перехідні отвори та силові доріжки. Критичним являється саме зв'язок між входом та виходом, через який повинен протікати струм 30 А, не враховуючи пікових 100 А, які будуть короткочасними, та зможуть бути розсіяні без пошкодження провідників. Також розраховано низьковольтний провідник на другій платі із найбільшим розподіленням струму, а саме 12 В, де можливий варіант до 3 А на одну групу контактів.

В якості оптимальних параметрів було обрано нижню плату із потрібною товщиною міді, а саме 3 oz, що відповідає 105 мкм. Для другої плати, де

відсутні значні струми, обрано показник 1 oz, що відповідає 35 мкм. Значення підвищення температури хоча і завищене стандартного вибору, але було зазначено як оптимальне на рівні 20 °C. Розрахунок допустимих параметрів проводилося у онлайн калькуляторі від PCBWAY, результат відображено на рис.3.4 та рис.3.5 відповідно [48].

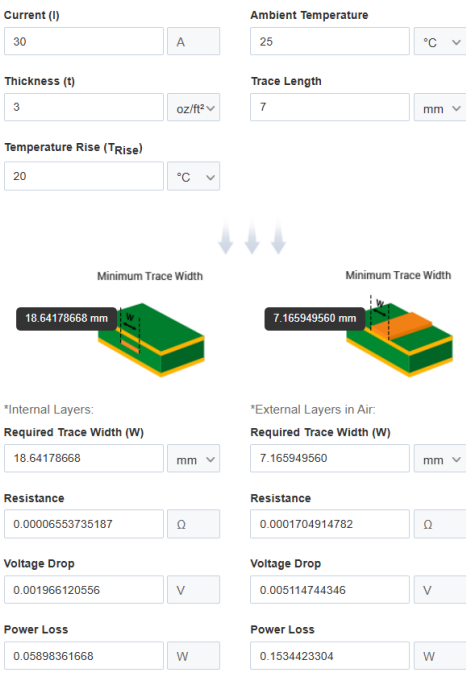


Рисунок 3.4 – Розрахунок найтоншої ділянки 30 А мережі [48]

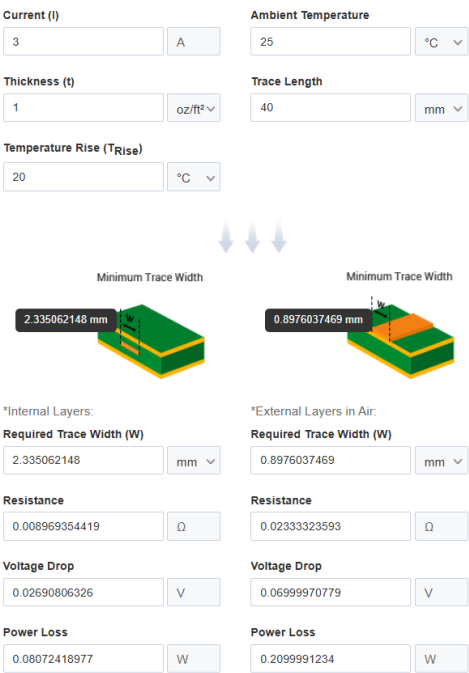


Рисунок 3.5 – Розрахунок найдовшої 12 В лінії [48]

Отже, найвужча ділянка високострумової мережі, яка проходить лише в одному шарі, та має довжину 7 мм, повинна відповідати мінімальній ширині 7 мм (див.рис.3.6). Для розрахункової максимальної довжини 12 В лінії, яка сягає 40 мм, необхідна мінімальна товщина провідника 0.9 мм (див.рис.3.7).

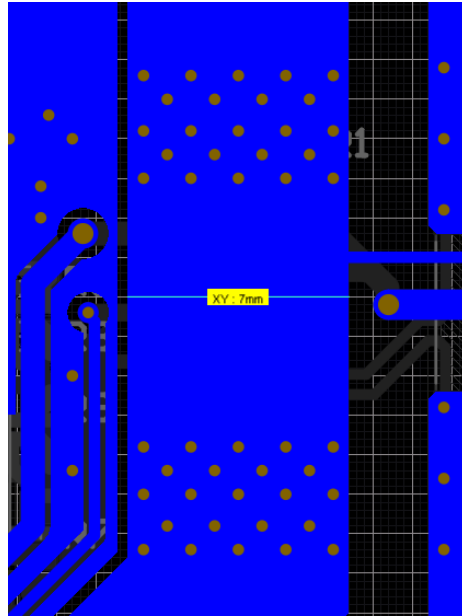


Рисунок 3.6 – Найтонший проміжок для високострумової мережі

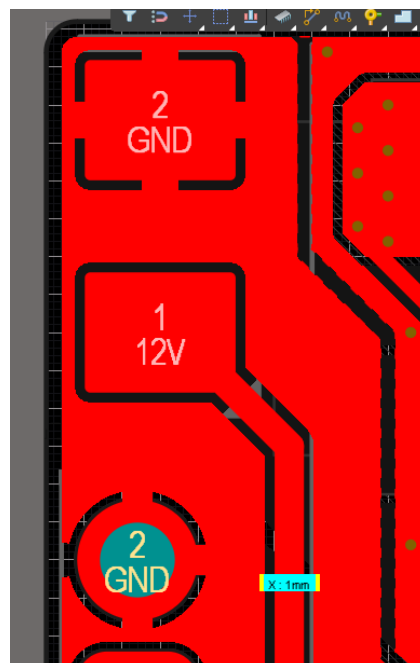


Рисунок 3.7 – Товщина доріжки на 12 В лінії

Отримані результати можна звести до Таб.2 та в подальшому порівнювати для проектування подібних силових ліній.

Таблиця 2 – Ланцюги схеми та основні параметри

Призначення ланцюга	W , мм	I , А
Силовий	7	30
12 В	0.9	3

Для розрахунку перехідних отворів було використано інший електронний ресурс від Sierra Circuits та було визначено основним фактором скільки та яких за параметрами перехідних отворів потрібно для переходу силової лінії між 2-а шарами. На рис.3.8 показано результат із використанням отворів 0.4 мм, який потребує хоча би 18 отворів для протікання типового струму 30 А. У даній топології використано 23 перехідних отвори для кращих показників [49].

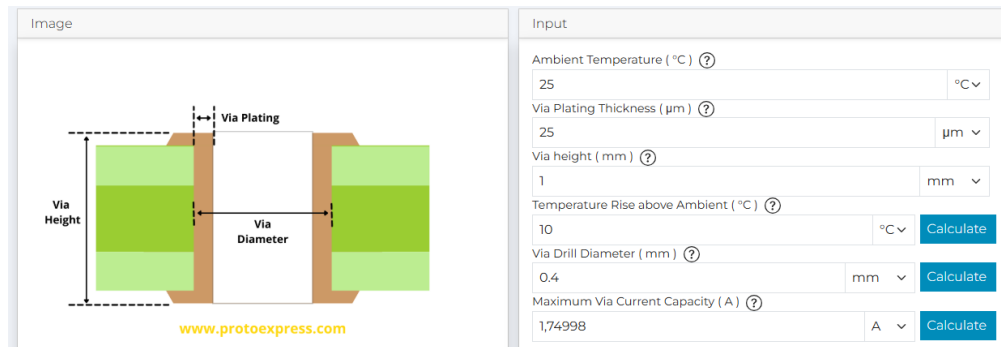


Рисунок 3.8 – Результати розрахунку перехідних отворів для силової лінії [49]

Кінцевий результат проектування у форматі 3D моделі показано на рис.3.9 – рис.3.11, відповідно для нижньої та верхньої частини модуля.

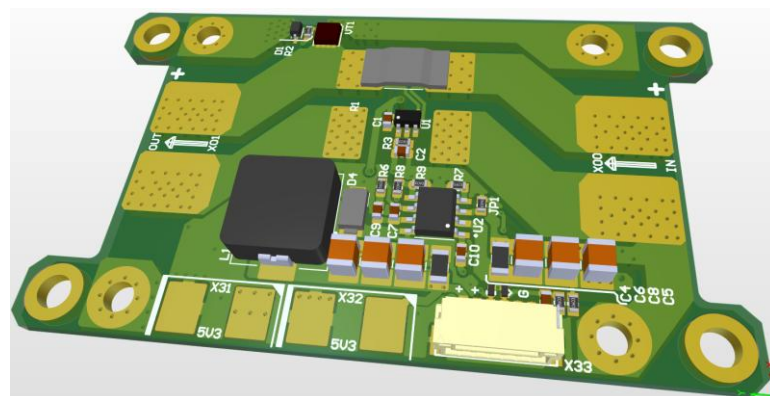


Рисунок 3.9 – Нижня плата модуля

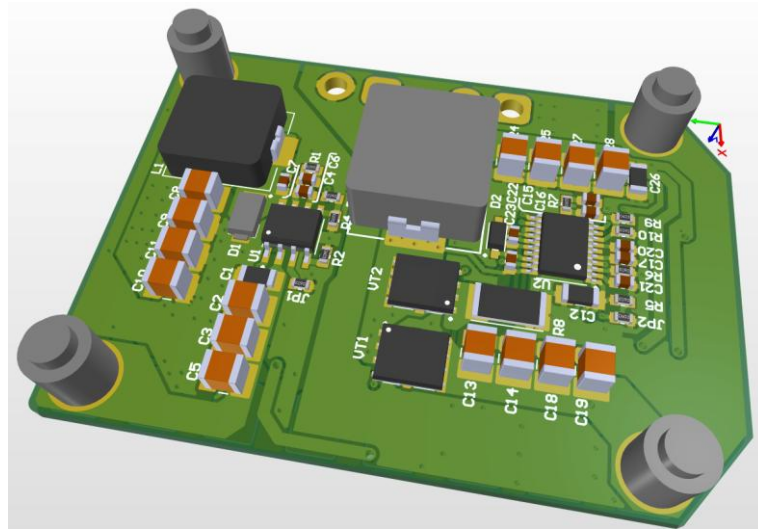


Рисунок 3.10 – Верхня плата модуля, вигляд зі сторони компонентів

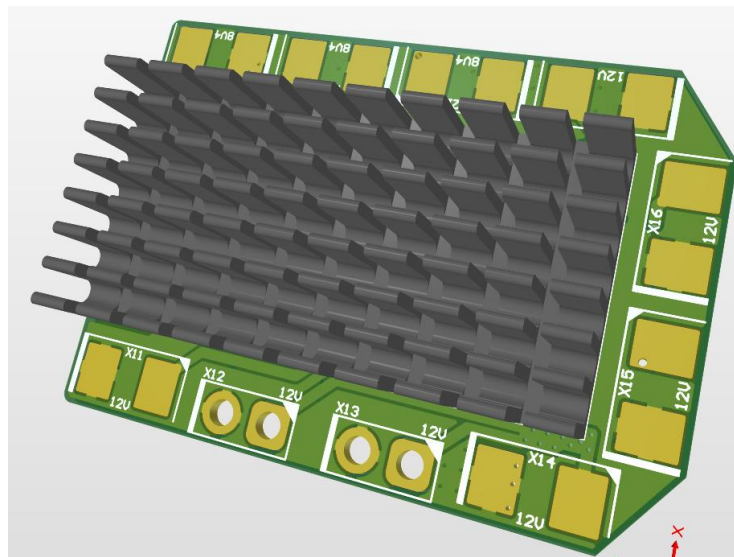


Рисунок 3.11 – Верхня плата модуля, вигляд зі сторони контактів

Як можна спостерігати, стійки для кріплення плат розміщені на верхній частині, пайка яких виконується в процесі монтажу інших компонентів. Радіатор обрано стандартної лінійки, який є найрозповсюдженіший, із габаритами 50x25x10 (мм) та виконаний із алюмінієвого сплаву. Кріплення радіатора виконується на тонку термопровідну двосторонню стрічку. З'єднання плат проводиться відносно ключа у вигляді скошеної частини на верхній платі та відповідного полігону на нижній частині за допомогою гвинтів М3. Лінії напруги живлення поділено на відповідні групи:

- 12 В – 2-а конектори ХТ-30 та 5-ть пар контактних майданчиків.
- 8.4 В – 3-и пари контактних майданчиків.
- 5.3 В – 2-і пари контактних майданчиків та конектор JST-GH 6 контактів.
- Вхід та вихід живлення – по 2-а контактних майданчика під AWG12.

Велика кількість паяльних майданчиків дала змогу в подальшому легко розміщувати навколо інші модулі у зручних напрямках. Загальні габарити плати складають 42x71x23 (мм) та включають висоту радіатора та виступи для кріплення плати.

Отже, в результаті розробки вийшло спроектувати модуль живлення, який відповідає всім наявним вимогам замовника, а саме:

- Наявність трьох джерел живлення: 5.3, 8.4 та 12 (В).
- Вихідний струм: 3 А, 3 А та 6 А відповідно.
- Вимірювання струму на загальній лінії.

Після замовлення плат буде виконано монтаж компонентів, які були замовлені на платформі Mouser. Для зручного монтажу було також замовлено трафарет для нанесення паяльної пасти завдяки чому зручно запаювати велику кількість компонентів на термостолі, який розігріває плату до ~230 °С. Після запайки всіх компонентів, виконується очищення залишків флюсу за допомогою ізопропілового спирту у ультразвуковій ванні. Після висушування та візуальної перевірки, наступним етапом відноситься прототипування, яке розглянуте у розділі 4.

3.2 Багатоканальна топологія універсального модуля живлення

Другий виріб заснований на помилках першого прототипу та є зміненою версією, під розширені вимоги, зміни підходу, топології роботи та всієї концепції пристрою. За основу взято декілька версій першого прототипу, який був протестований, випробуваний в бойовому застосуванні та перевірений на зручність інтеграції. Головна концепція заключається в розробці багатоканального модуля живлення із одним вихідним значенням напруги, яке можливо легко налаштувати. Методом стекування даних модулів та індивідуальне налаштування, створює головний розподільчий блок живлення для всієї системи БпЛА. Короткі основні вимоги нового модуля:

- Вхідна напруга живлення: 6S – 12S (16.5V – 50.4V).
- Вихідні напруги: можливість вибору 5, 5.3, 8.4 та 12 (V).
- Наявність 3-х незалежних захищених каналів.
- Вихідний струм: номінальний 4 А, піковий 6 А, загальний.
- Захисти: зміна вхідної полярності, перевищення вхідної та вихідної напруги, плавний запуск, перевантаження, перегріву, коротке замикання.
- Перевищення вхідної напруги: вимикання при +12S – 14S (від 51V до 59V), не чутливість перехідних процесів до 70 V.
- Конектори: вхідна напруга через XT-30, вихідна через Molex типу CLIK-Mate 6 контактів.
- Індикація підключення живлення, роботи кожного вихідного каналу та вибраної загальної вихідної напруги.
- Можливість повністю вимикати модуль зовнішнім сигналом.
- Стекування декількох плат із спільною вхідною напругою.
- Можливість розміщення плати на додаткову плату розширення.

Після обговорення всіх ідей та нововведень із конструкторами, збірниками та керівництвом, було переглянуто концепцію модуля. Наступний

етап це створення структурної та принципової схеми, друкованої плати та проведення тестів на відповідність вимог.

3.2.1 Структурна схема

Після перегляду концепції та застосування модуля живлення 1-ї версії, описаної в підрозділі 3.1, було створено нову топологію системи, показаної на рис.3.12.

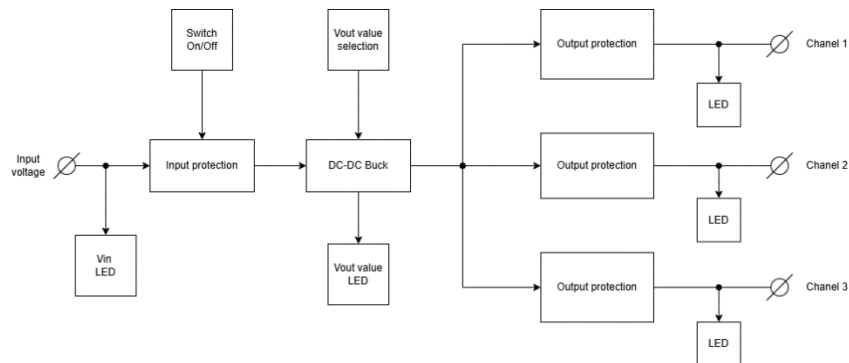


Рисунок 3.12 – Структурна схема багатоканального модуля живлення

Всю структуру модуля можна поділити на три категорії: вхідний каскад, імпульсний знижувальний перетворювач та вихідний каскад. Кожний із вище вказаних каскадів буде коротко розглянуто далі.

1. Вхідний каскад:

Даний каскад відповідає за контроль вхідної напруги та струму, він має включати два основних критерії: індикацію вхідної напруги (**Vin LED**) та захист (**Input protection**) як споживача, що є основною схемою імпульсного перетворювача, так і загальну лінію живлення, наприклад АКБ. Хоча третій блок (**Switch On/Off**) виглядає необов'язковим, так як більшість модулів вмикаються та вимикаються при підключенні та відключенні живлення, але вважаючи, що даний модуль є універсальним та може застосовуватися для різної периферії БпЛА, корисною функцією є примусове вимикання модулів під час місії, наприклад, відео передавача у момент ефірної тиші.

Input protection – основною вимогою до блоку є різноманітний набір захистів:

- *Захист від зміни полярності:* першим етапом захисту є можливість неправильного під'єднання вхідного живлення, наприклад, батареї, що із великою ймовірністю виведе із ладу всі блоки модуля перетворення. Основною його вимогою є захист у широкому діапазоні напруги та при правильній полярності внесення мінімального впливу на наступні блоки, а саме – низьке падіння напруги при великому прохідному струмі.
- *Захист від перевищення вхідної напруги:* потрібно зазначити, що модулі живлення у сфері БПЛА використовують різні стандарти АКБ, від 6 до 14 (S), що еквівалентно максимальній напрузі 25.2 – 58.8 (В) відповідно, та може бути критичним для певних типів мікросхем. Відключення схеми від лінії живлення має бути із швидкою реакцією, але при цьому, не реагувати на перехідні процеси (тобто, перевищення напруги на малий проміжок часу), які можуть виникати через роботу інших модулів, наприклад, мотору. Сама ж схема захисту має бути працездатною в широкому діапазоні напруги, так як в неї також є певні обмеження, які мають бути значно більші, за виставлену критичну напругу захисту.
- *Захист від короткого замикання:* важливим захистом як модуля перетворювача, так і загальної мережі живлення є захист від короткого замикання на стороні модуля, чим багато виробників нехтує через збільшення витрат. Коротке замикання, яке виникає саме через несправність наступних блоків, може привести до пошкодження всієї мережі живлення та пристроїв, розташованих на ній, що є критичним для системи БПЛА. Вимогою до даної частини є також мале падіння напруги при значному протіканні струму, та відсутність реакції на незначні перевищення струму, що може виникнути при певних перехідних процесах, які є нормальними для схеми.

- *Захист від перевантаження:* даний захист може бути реалізований за розрахунком виміру потужності чи струму, та є суміжним із захистом від коротких замикань. Існує два основних типи: повне відключення та обмеження струму. Перший тип є найпростішим та за своїм принципом є захистом від коротких замикань, основна відмінність є відносно довший час реакції, щоб відфільтрувати перехідний процес від справжнього короткого замикання. Можливість повторного увімкнення відбувається через проходження певного часу спокою, який може бути критичним для приладів, що живляться від модуля. Другий тип є досконалішим але потребує більше функціоналу контролера, він виконує обмеження струму навантаження зменшуючи вихідну напругу, і відповідно, зайву розсіюючи у вигляді тепла. Хоча даний режим є більш кращим, так як при правильних налаштуваннях може стабілізувати струм протягом декількох сотень мілісекунд, він потребує більших габаритів та потужнішого транзистора, що виступає в ролі обмежувача. Обмеження часу залежить від потужності розсіювання транзистора, та також контролюється мікросхемою захисту. Також, захист від перевищення потужності може бути сумісним із захистом від перевищення температури.
- *Плавний запуск:* при різкій подачі напруги на вхід модуля можливий великий пусковий струм, який спричинений зарядкою великої вхідної ємності перетворювача. Різде збільшення струму є короткочасним, але може спричинити спрацювання системи захисту від коротких замикань чи стрибка вхідної напруги, який може виникнути через паразитну індуктивність дротів, чи навіть виходу із ладу комутаційних компонентів. Саме тому плавне наростання вхідної напруги на модулі є важливим, що може бути здійсненим через фіксований струм заряду конденсаторів. За функціонал обмеження струму відповідає контролер по

перевантаженням та має бути розрахований на початковий, плавний підйом вихідної напруги на наступні блоки.

- *Захист від заниженої вхідної напруги:* даний захист не завжди є обов'язковим та корисним, тому багато пристроїв їм нехтуючи через спрощення топології. Хоча як додаткова опція цей алгоритм призначений для повно вимкнення вихідної напруги при малій вхідній, так як певні занижені значення можуть викликати нестабільність, некоректну роботу чи навіть зависання системи, саме тому важливо тримати саме робочий діапазон напруги.

Switch On/Off – вимогою до блоку є лише високий захист від перешкод, так як потрібно щоб вимикання відбувалося лише при необхідності. Для цього, краще реалізувати модуль у стані нормально-увімкнений, а при подачі певного струму, вимикати. Також даний канал повинен бути захищений від електростатичного розряду (ESD) та перешкод змінної напруги.

Vin LED – призначений для індикації наявності вхідної напруги живлення із конектора XT-30, перед усіма захистами. Найкращим варіантом є яскравий білий колір, який буде споживати незначний показник струму, та виконувати лише сигналізацію про наявність живлення на модулі та обережності поводження із ним.

2. Імпульсний знижувальний перетворювач:

Головною вимогою до модуля (**DC-DC Buck**) є його *легка інтеграція та універсальність*, тому для підтримки даних вимог він має бути регульованим за вихідною напругою та використовуватися у всьому спектрі вихідного струму. В якості вибору вихідної напруги (**Vout value selection**) необхідно розмістити певні комутаційні елементи, при спрацюванні яких змінюються відповідні компоненти та перелаштовується значення вихідної напруги. Для контролю правильного налаштування вихідного параметра напруги варто розмістити RGB (Red Green Blue) індикатор, який при збірці буде сигналізувати свій режим роботи (**Vout value LED**).

DC-DC Buck – головна концепція вимог до знижувального імпульсного перетворювача залишається такою ж, це відносить до стабільності перехідних процесів, можливості роботи у широкому діапазоні струмів та низький рівень вихідних пульсацій. Вважаючи, що блок перетворювача спільний, було вирішено обрати синхронний тип перетворення та завдяки новим режимам роботи, по типу емуляції діода чи пропуску імпульсів, досягти високого ККД навіть при незначних навантаженнях. Також було вирішено розглянути більш новіші пропозиції стосовно контролерів живлення, а саме – інтеграція ключів комутації у мікросхемі. Даний вибір дозволить значно зменшити габарити та створити лінійку модулів через поширеність сумісних мікросхем на різні вихідні параметри. Вбудовані транзистори дозволить уникнути хибких налаштувань чи спрацювань, при якому можливий пробій одного чи двох комутаційних елементів через ефект наскрізних струмів. Даний ефект відбувається при одночасному увімкненні двох транзисторів, який також може трапитися через зовнішні фактори (див.рис.3.13). Інтегровані компоненти є більш надійними та спеціалізованими під певні задачі, хоча і можуть викликати певні обмеження для детальних налаштувань чи аналізу. При наявності певного часу, коли закриті обидва транзистори, можливість наскрізних струмів відсутня. Даний час повинен бути чим меншим, так як не несе ніякої ефективності, лише захисний механізм через принцип роботи польових транзисторів.

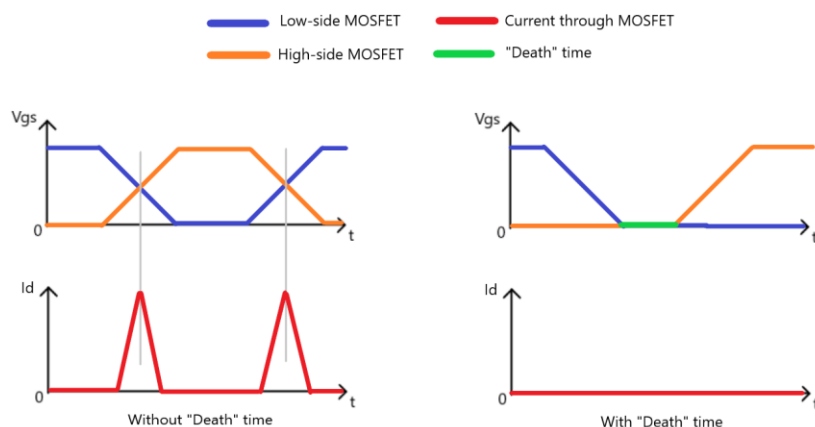


Рисунок 3.13 – Наскрізні струми при режимах роботи польових транзисторів

Vout value selection – головною вимогою до перемикача напруги є його висока надійність при вібраціях, потрапляння вологи чи пилу, та захист від людського фактору. Саме тому найкращим вибором є з'єднання певних контактних майданчиків між собою за допомогою пайки, щоб обрати необхідний режим вихідної напруги. Перемикач хоча і є більш простим у застосуванні, але може бути чутливим до вище зазначених факторів. Також, площа контактних майданчиків значно менша за габарити перемикача у вигляді компонента. Обов'язковими мають бути наявні підписи на платі, щоб не потрібно було звертатися до документації та знизити ймовірність випадкового невірної вибору значення.

Vout value LED – також додатковим захистом та самоконтролем є індикація вибраної напруги живлення. Бажано позначати кожний рівень напруги різним кольором, для швидкого та кращого сприйняття людиною при налаштуваннях та збірці всього БПЛА. В якості основи обрано кольори, які на підсвідомому рівні будуть сигналізувати про свій рівень напруги:

- Червоний – найвищий рівень напруги, із асоціаціями про підвищену уважність та небезпеку, призначений для 12 В.
- Блакитний – проміжний рівень напруги, більш стриманий але різкий, призначений для 8.4 В.
- Зелений – найнижчий рівень напруги, показники спокою та сигнал що все добре, призначений для 5 В та 5.3 В.

Напруги 5 та 5.3 (В) були об'єднані, так як є схожими, вважаючи що використовувані пристрої сумісні із двома рівнями. Напруга 5 В була додатковою для ширшого використання модуля живлення, поза системою БПЛА, для інших розробок пристроїв. Також варто зазначити, що даний світлодіод буде завжди споживати енергію, саме тому потрібно вибрати найменше споживання струму при відносно помірній яскравості.

3. Вихідний каскад:

До останнього каскаду відноситься блок захисту вихідної мережі (**Output protection**) який є однаковим за топологією для всіх 3-ох каналів із

незначними змінами по налаштуванню параметра захисту. Також для індикації справності кожного каналу додано світлодіод (**Vout LED**).

Output protection – даний блок створений для додаткового захисту вихідної мережі від можливих збоїв зі сторони споживача. Розділення загальної гілки живлення від перетворювача на 3-и окремі мережі виконується через індивідуальну систему захисту. Даний метод дозволяє підключити до одного модуля декілька споживачів та зменшити вплив одного споживача на інший. При короткому замиканні однієї з ліній, система захисту відсторонить його від загальної мережі, а перетворювач продовжить свою роботу для живлення інших 2-ох каналів. Хоча даний метод не є повністю ізольованим, він краще працює при одночасному підключенні декількох споживачів на одне джерело живлення, що було відсутнє у першій версії. Кожний із блоків має наступні захисти:

- Короткі замикання.
- Перевантаження за струмом.
- Перевищення вхідної напруги.
- Плавний запуск.
- Зворотній струм.

Також варто створити певну сепарації даних каналів за рівнем струму захисту, це потрібно для відсутності максимального споживання струму на всіх каналах, що може призвести до спрацювання захисту на перетворювачі, цим самим вимкнути всі канали.

Vout LED – призначений для індикації наявності вихідного живлення на кожному каналі. Варто обрати також білий світлодіод, який буде відмінним від кольору світлодіода визначення вихідної напруги. Так як він буде завжди увімкненим, потрібно мінімізувати споживання струму при помірній яскравості.

Отже, дана структурна схема враховує всі недоліки попереднього першого прототипу та покращує рівні захисту, що особливо критично для застосування БПЛА. Хоча збільшення кількості компонентів підвищує

вартість та ймовірність браку, це підвищує надійність та перенесення стресових ситуацій під час роботи. Також великою перевагою каскадної топології є можливість реалізації підтвердження нормальної роботи від попередньої мікросхеми до наступної, цим самим увімкнення наступного каскаду відбувається лише при стабілізації попереднього, що підвищує надійність системи.

3.2.2 Підбір компонентної бази

В даному пункті буде розглянуто новий набір компонентної бази для створення багатоканального модуля живлення, із врахуванням всіх прогалин та недоліків, які виникли при використанні першого прототипу. Надання точної принципової схеми було заборонено, тому буде розглядатися лише орієнтовна топологія системи та основні компоненти, їх параметри та принцип роботи.

1. Вхідний каскад:

Перший каскад є основним для захисту основного блоку перетворювача та джерела напруги основної мережі живлення. В якості реалізації блоку **Input protection** було обрано мікросхему LM5069, яка включає різноманітні системи захисту працює у діапазоні напруги до 80 В, із можливими перехідними процесами до 100 В. Функціонал включає [50]:

- Стабілізація вихідного струму.
- Захист від коротких замикань.
- Контроль потужності розсіювання на зовнішньому ключі.
- Плавний запуск.
- Контроль завищеної та заниженої вхідної напруги.

Вбудований драйвер із можливістю накачування заряду (charge pump) дозволяє використовувати N-канальний транзистор для керування позитивною мережею живлення. Типова схема увімкнення даної мікросхеми показана на рис.3.14.

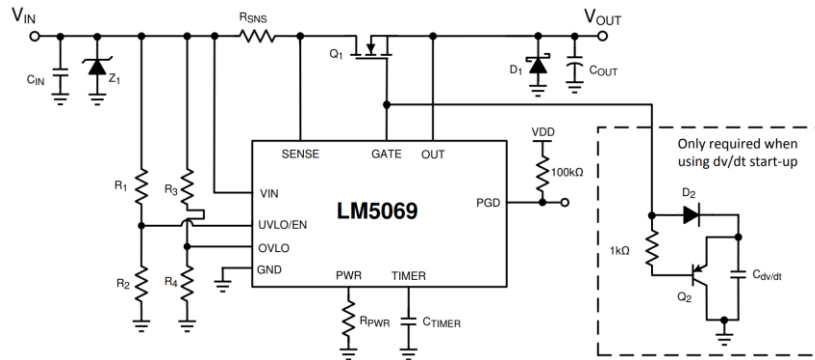


Рисунок 3.14 – Принципова схема підключення LM5069 [50]

Резистором PWR, конденсатором C_{timer} та схемою dv/dt було прораховано режим роботи для транзистора, при якому він буде зберігатися у режимі оптимальної роботи. Обрано компонент із маркуванням SiR122DP, який витримує напругу V_{ds} до 80 В та має опір відкритого каналу 7.4 мОм, що забезпечує мінімальне розсіювання потужності до 0.25 Вт при проходженні постійного струму 6 А [51]. Існує три критичних режими роботи мікросхеми захисту, які варто детально прорахувати:

- Плавний запуск при значній вихідній ємності.
- Коротке замикання при увімкненій мікросхемі.
- Увімкнення мікросхеми, коли на виході коротке замикання.

Детальні обрахунки описані у додатку Б, де підібрано час спрацювання таймера перевантаження на рівні 220 мс, що задовольняє SOA (Safe operation area, безпечна зона роботи) транзистора, приклад якої показано на рис.3.15.

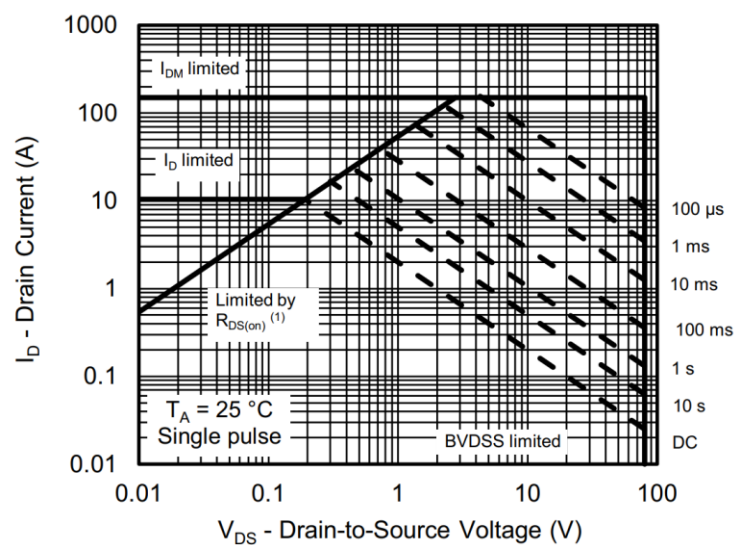


Рисунок 3.15 – SOA транзистора SiR122DP [51]

Тобто, якщо брати до уваги випадок увімкнення мікросхеми при короткому замиканні на виході, напруга на транзисторі V_{ds} буде рівна V_{in} протягом часу спрацювання таймера t_{fault} 220 мс. Мікросхема в цей час обмежувати струм до запрограмованого значення, що призводить до нагрівання транзистора. Встановлення низького порогу струму призведе до спрацювання захисту мікросхеми швидше, ніж транзистор вийде із ладу. Даний показник виставлений на рівень 0.2 А, в той час, як транзистор протягом даного часу здатний витримати 0.375 А із врахуванням самонагрівання. Для точного визначення параметру струму при нестандартному часі було проведено апроксимацію відносно показників часу 100 мс та 1 с, із відповідними їм значеннями струму при напрузі 50 В.

В якості захисту від перехідних процесів інших пристроїв, які можуть підвищити вхідну напругу за допустимий діапазон мікросхеми, було встановлено супресор, основна задача якого швидка реакція на зміну напруги та перетворення зайвої енергії у тепло. Діапазон початку відкривання супресора (breakdown voltage) обраний на рівні 62 В, що забезпечує безпечне помилкове підключення АКБ до 14S (58.8 В), від яких захистить попередньо розглянута мікросхема.

Так як у вище згаданого алгоритму відсутній захист зворотної полярності, було додано просту схему, розглянуту на рис.3.2, яка використовувалась в попередній версії плати та показала чудовий результат по показникам розсіювання потужності.

Switch On/Off – блок вимкнення всього модуля реалізований на біполярному транзисторі, керування яким виконується при певному значенні вхідного струму, який обмежений вихідним портом автопілота до рівня 3 мА. Значення для керування було обрано близько 2.7 мА, що забезпечує певний запас надійності. При відкриванні даного транзистора, виконується замикання контакту EN у мікросхеми LM5069, яка в свою чергу, відправляє відповідні команди вимкнення на наступні блоки системи. Беручи до уваги зв'язок

контакту керування із зовнішнім світом було додано захисний ESD діод для захисту від електростатичного розряду.

2. Імпульсний знижувальний перетворювач:

DC-DC Buck – головним блоком в даній розробці представляє перетворювач заснований на мікросхемі SiC463, яка відноситься до сімейства мікросхем microBUCK компанії Vishay. Особливістю даного чіпа є інтегровані комутаційні ключі які дозволяють значно зменшити габарити готового пристрою та дозволити уніфікувати посадкове місце під всю серію мікросхем, що підвищує рівень подальшої модернізації. Серія SiC46x пристосовано до найбільш розширеного налаштування зі сторони користувача та включає: зовнішні компенсаційні компоненти, захист виходу від перевищення струму та генерації сигналу відносно котушки індуктивності, що дозволяє значно підняти реакцію на перехідні процеси. Основні характеристики обраної мікросхеми [52]:

- Вхідна напруга: 4.5 – 60 (В).
- Вихідна напруга: 0.8 – 55.2 (В).
- Вихідний струм: 4 А.
- Частота комутації: 100 – 2000 (кГц).
- Режим роботи: fixed PWM, емуляція діода та ультранизькі частоти комутації.
- Системи захисту: перегрів, перевищення вихідного струму та напруги, плавний запуск, знижена вихідна напруга.

Незважаючи на принцип роботи мікросхеми у режимі контролю за напругою, компенсаційний контур відноситься до 2-го типу, як у режимі керування за струмом. Дана можливість досягається за рахунок додаткового створення відгуку від котушки індуктивності, що емулює вимір струму та виконує додаткову компенсацію. Спрощена схема контурів компенсації показана на рис.3.16.

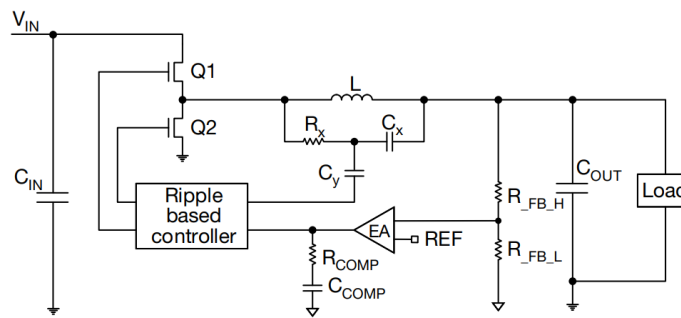


Рисунок 3.16 – Контури компенсації SiC46x

Початкові розрахунки елементів компенсації наведені в додатку Б. Подальші обрахунки із використання середовища Matlab було проведено для симуляції реакції контуру на перехідні сигнали, де симулюється лише усереднена система контролю, яка буде розглянуто у розділі 5.

Основною відмінністю у виборі компонентів відносно першої плати, була аргументованою вимогою використання більш доступних конденсаторів. На відмінно застосування лише керамічних, високощільних конденсаторів із діелектриком X7R, які буває важко знайти крім китайських платформ, було вирішено виконати комбінований підхід. Призначення вихідних конденсаторів полягає у двох основних задачах – забезпечення низьких постійних пульсацій напруги та стабільні перехідні процеси. Два цих фактори часто суперечать один одному, так як для забезпечення малих пульсацій напруги потребується переважно малий показник ESR компонентів, що впливає із формули (10):

$$\Delta V_{out} = I_{pk} \cdot \left(\frac{1}{C_{out} \cdot 8 \cdot f_{sw}} + ESR \right) \quad (10)$$

де, ΔV_{out} – постійні вихідні пульсації,

I_{pk} – пульсації струму індуктора,

C_{out} – вихідна ємність,

f_{sw} – частота перемикавання,

ESR – внутрішній послідовний опір конденсатора.

В той же час, при малих ESR, налаштування перехідних характеристик ускладнюється через зсув полюса на вищі частоти. При збільшенні ємністю складової, для покращення пульсацій, це також покращує зміну вихідної

напруги при скачках струму, що забезпечує незначний overshoot та undershoot, показаний на рис. 1.2, який викликаний саме змінною навантаження, а не через нестабільності. Існує дві окремі формули для відповідно двох вище вказаних параметрів, дозволяючи оцінити мінімальне значення ємності вихідного конденсатора (11, 12):

$$C_{out} = \frac{L \cdot I_{pk}^2}{(V_{out} + V_{ov})^2 - V_{out}^2} \quad (11)$$

де, C_{out} – мінімальна вихідна ємність,
 I_{pk} – максимальний піковий струм індуктора,
 L – індуктивність,
 V_{out} – вихідна напруга,
 V_{ov} – значення перевищення вихідної напруги.

$$C_{out} = I_{pk} \cdot \frac{L \cdot \frac{I_{pk}}{V_{out}} - \frac{I_{out}}{\Delta I_{load}} \times \Delta t}{2 \cdot V_{uv}} \quad (12)$$

де, C_{out} – мінімальна вихідна ємність,
 I_{pk} – максимальний піковий струм індуктора,
 L – індуктивність,
 V_{out} – вихідна напруга,
 V_{uv} – значення зниження вихідної напруги,
 I_{out} – максимальний постійний вихідний струм,
 ΔI_{load} – стрибок вихідного струму,
 Δt – час стрибку вихідного струму.

Отже, хоча збільшення ємності покращує параметри постійних вихідних пульсацій та значення overshoot і undershoot, надмірне додавання конденсаторів зменшує ESR, що вводить систему у нестабільність. Саме тому компроміс між вихідними пульсаціями та перехідними процесами залежить від вихідних конденсаторів. В якості вирішення даного питання було обрано метод комбінації вихідних тантал-полімерних конденсаторів, які забезпечують велику ефективні ємність при малих розмірах та керамічні

конденсатори, які забезпечують низький параметр ESR. Дана комбінація дозволяє уникнути рідкісних керамічних конденсаторів у великих кількостях, так як через параметр DC bias, що характеризується зменшенням вихідної ємності при прикладанні постійної напруги (див.рис.3.17), досягти оптимальних параметрів стрибків напруги досить важко.

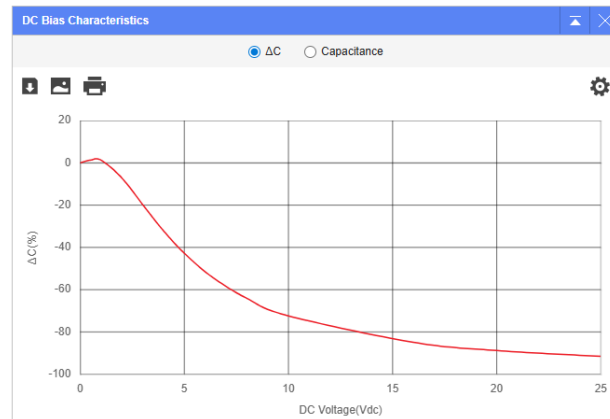


Рисунок 3.17 – Зміна ефективної ємності керамічного конденсатора X5R при зміні постійної напруги [53]

Vout value select – в якості варіанту вибору вихідної напруги було зупинено вибір на використанні спеціальних паяльних майданчиків, за допомогою яких буде з'єднуватися відповідний номінал резистора через лінію вихідної напруги до зворотного зв'язку мікросхеми. В процесі розробки друкованої плати, розміщування даних майданчиків знаходилося занадто далеко від зворотного зв'язку контролера, що могло призвести до чутливості доріжки на зовнішні перешкоди. Саме тому було вирішено реалізувати перемикання резисторів за допомогою додаткових польових транзисторів, розміщені поблизу контакту зворотного зв'язку чіпа. Затвори даних транзисторів були підключені до майданчиків вибору вихідної напруги. Частина принципової схеми даного вузла показана на рис.3.18.

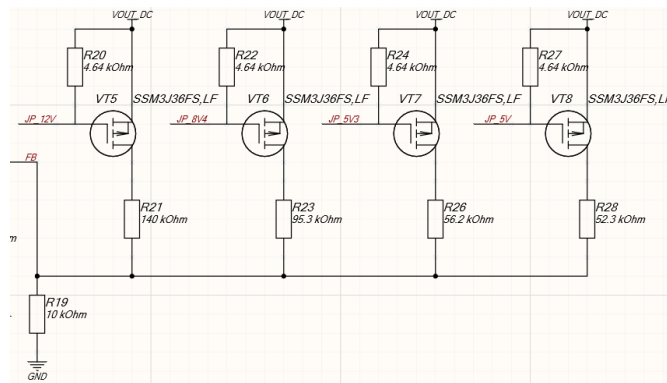


Рисунок 3.18 – Схема комутації резисторів вибору вихідної напруги

Vout value LED – як описувалося в структурній схемі, даний блок проводить індикацію значення вихідної напруги. Щоб зменшити кількість активних компонентів, було вирішено визначати вихідну напругу через зчитування сигналу із паяльних майданчиків для задання вихідної напруги. Хоча даний метод не є абсолютно точним, так як не виконує вимірювання вихідної напруги напряму, він полегшує дизайн схем та зменшує витрати на компоненти. Приклад реалізації увімкнення світлодіодів показано на рис.3.19.

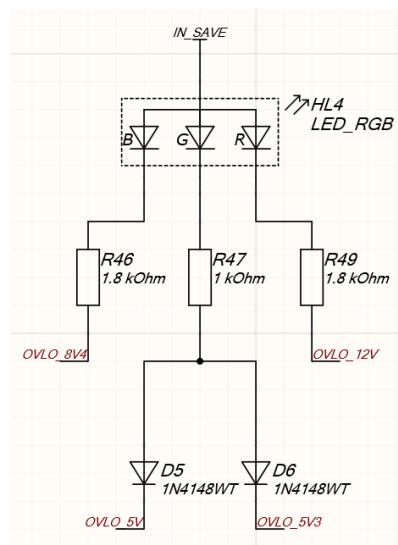


Рисунок 3.19 – Схема індикації рівня вихідної напруги

3. Вихідний каскад:

Останнім блоком схемотехнічної реалізації представляє мікросхема захисту відповідно каналу, яка була обрана уніфіковано для кожної гілки, та змінені лише параметри рівня захисту по струму. Мікросхема захисту обрана

із маркуванням TPS259480х, яка має декілька різновидів реалізації захисту. Дана мікросхема відноситься до категорії eFuse, які спеціалізовані на захисті від перевантажень та коротких замикань. Робота у діапазоні напруги до 28 В дозволяє широкий спектр застосування у мережах живлення, навідмінно від більшості мікросхем даного класу, розрахованих до 5 В. Наявність вбудованих back-to-back FETs, із типовим опором 12.5 мОм дозволяє протікання струму до 8 А із незначними втратами на розсіювання. Основні можливості захисту [54]:

- Можливість двонаправленого чи однонаправленого протікання струму.
- Реакція на високострумове короткі замикання менше 1 мкс.
- Налаштування рівня стабілізації вихідного струму.
- Режим плавного пуску.
- Захист від завищеної та заниженої вхідної напруги.

Типова схема включення показана на рис.3.20. Було обрано мікросхему із наявним контактом для визначення режиму роботи «ідеальний діод», це дозволяє уникнути ситуації протікання зворотного струму із одного каналу на інший, що може пошкодити перетворювач чи інших споживачів на лінії.

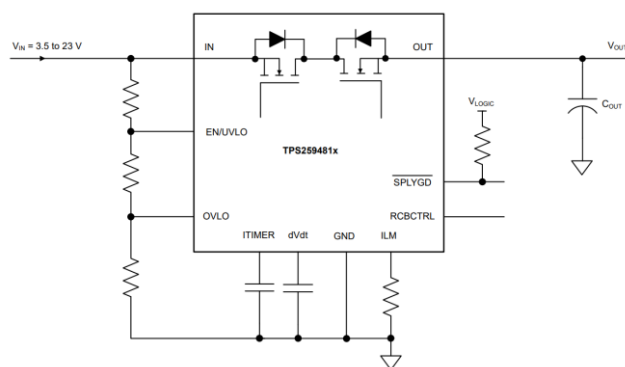


Рисунок 3.20 – Типова схема увімкнення TPS259482AYWP [54]

Через наявність у мікросхеми плавного запуску, який необхідний для зарядки значної вихідної ємності споживача, було налаштовано режим dV/dt, завдяки якому можливий вихідний струм до 1 А, при зарядці ємності 3 мФ протягом 24 мс на напругу 12 В. Варто врахувати, щоб мікросхема залишалась

у оптимальному режимі роботи, розсіювальна потужна має бути нижчою за критичний показник. При обраних параметрах стабілізації вихідного струму для зарядки ємності, розсіювальна потужність буде складати 6 Вт, які пораховані через формулу (13). Струм стабілізації обраний меншим на 30% за мінімальний струм спрацювання захисту одного із каналів.

$$P_{dis} = \frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot I_{inr} \quad (13)$$

де, P_{dis} – розсіювальна потужність на мікросхемі,

V_{in} – максимальна вхідна напруга,

I_{inr} – струм стабілізації.

Для порівняння, на рис.3.21 наведено графік можливого розсіювання потужності мікросхема за певний час. Для значення 24 мс даний показник рівний 12 Вт, що є гарним рішенням із 2-х кратним запасом.

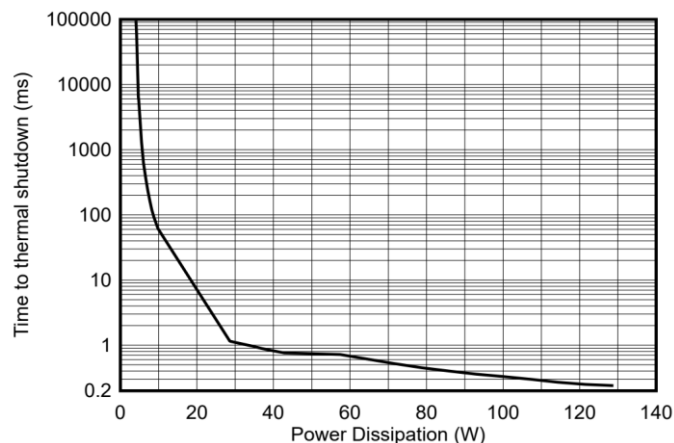


Рисунок 3.21 – Параметр оптимального розсіювання потужності відносно часу для TPS25948x [54]

Для сепарації каналів було вирішено встановити різний поріг захисту індивідуально на кожний із них. Найкращим вибором було розділити на рівні: 1.5 А, 2 А та 4 А. Це дасть змогу використовувати весь діапазон вихідного струму мікросхеми SiC463, а при використанні іншої серії, яка є сумісною по місцю пайки, розшири можливості постійного споживання струму.

У мікросхеми присутній алгоритм роздільного захисту по вихідному струму:

- Стабілізація вихідного струму на встановленому рівні.
- Перевищення стабілізаційного струму вдвічі для моментально відключення мережі.

Так як у даній серії наявний режим автоматичного увімкнення, при виниканні короткого замикання мікросхема вимикає свій вихід та виконує запуск вже із стабілізацією вихідного струму. Даний цикл повторюється, доки мікросхема не дійде до захисту від перегріву, тоді виконується повне вимкнення. Повторний цикл стабілізації вихідного струму відбувається постійно, коли мікросхема виходить на робочий діапазон температури. Хоча даний метод і витрачає зайву енергії у вигляді нагріву мікросхеми, але постійно виконує можливість запуску споживача, який можливо лише тимчасово проявив ознаки короткого замикання.

LED – до виходу кожної мікросхеми захисту підключений білий світлодіод, який виконує індикацію наявності напруги на відповідному каналі. Дана вимога зручна для збірки та швидкого виявлення несправності у польових умовах.

Отже, багатоканальний модуль живлення включає ряд переваг відносно попередньої схеми, це відноситься як до зміни топології та рівнів захисту, так і перегляд всієї компонентної бази, вибір сучасних мікросхем, подальша їх сумісність із рядом аналогів та приділений акцент доступності елементів на різних платформах. Завдяки багатокаскадній реалізації, рівень захисту в рази підвищений за попередню версію, що було основною вимогою нової модифікації. Через ряд контактів PGD (power good) реалізовано почерговий запуск кожного із каскадів, це дозволяє уникнути метастабільності та непередбачуваних ситуацій, що може призвести до пошкодження споживача. Універсальність даного модуля дозволяє широкий спектр застосувань у системах БПЛА та пристроях, які потребують зниження вихідної напруги

відносно значно більшого вхідного параметра, при досягненні високого ККД для різних типів споживачів.

3.2.3 Друкована плата

Після підбору компонентів та розробки принципової електричної схеми виконується трасування друкованої плати. Основні вимоги для другого прототипу:

- Вхідна напруга живлення підключається через конектор XT-30.
- Мінімальна висота плати.
- Керування модулем через конектор JST-GH 2-а контакти.
- Вихідний конектор Molex типу CLIK-Mate 6 контактів.
- Розміщення індикаторів та паяльних майданчиків біля краю плати.
- Можливість встановлення радіатора.
- Металеві стійки для з'єднання декількох модулів.
- Вся необхідна шовкографія для інтуїтивного підключення модуля.

В якості виробництва було також обрано JLCPCB як для виготовлення першого прототипу, тому виконуються всі вимоги, розглянуті у пункті 3.1.3. Так як плата планується міститися у герметичному корпусі, додаткові отвори для кріплення відсутні, та у випадку необхідності буде виконуватися кріплення до корпусу через отвори М3, які сумісно виконують роль кріплення декількох плат через стійки. Висота стійок була обмежена максимально високим компонентом, та складає 10 мм.

Під час трасування було визначено використовувати 4-х шарову плату, що дало змогу використовувати додатковий шар для прокладання провідників, цим самим забезпечуючи більшу густину компоновки, та забезпечення суцільного опорного шару для всіх сигналів. Даний метод хоч і підвищує витрати на виготовлення, але забезпечує максимальну надійність до зовнішніх перешкод та мінімізує взаємний вплив між доріжками. Обраний стек показано на рис.3.22, та відповідає маркуванню JLC04161H-7628.

Layer	Material Type	Thickness	
Top Layer	Copper	0.035mm	
Prepreg	7628*1	0.21040mm	
Inner Layer L2	Copper	0.0152mm	1.1mm H/HOZ with copper
Core	Core	1.065mm	
Inner Layer L3	Copper	0.0152mm	
Prepreg	7628*1	0.21040mm	
Bottom Layer	Copper	0.035mm	

Рисунок 3.22 – Будова 4-х шарової плати [55]

Всім шарам було призначено відповідне застосування, яке забезпечує найкращу EMC (електромагнітна сумісність) та зручність трасування:

- Top Layer – Power + Signal + GND
- Inner Layer L2 – GND
- Inner Layer L3 – Signal + GND
- Bottom Layer – GND + Power

Послідовність типу сигналів в одному шарі відповідає найбільш частому застосуванню починаючи від першого згаданого. Розглядаючи мінімальну ширину доріжки для шарів, в яких трасується тип сигналу Power, де товщина міді складає 35 мкм, визначено на основі критичних випадків. Результат тестування через онлайн калькулятор PCBWAY показано на рис.3.23.

The screenshot displays the PCBWAY online calculator interface. At the top, input fields are set for Current (I) = 4 A, Ambient Temperature = 25 °C, Thickness (t) = 1 oz/ft², Trace Length = 10 mm, and Temperature Rise (TRise) = 20 °C. Below these, two 3D visualizations of a PCB trace cross-section show the calculated minimum trace widths: 136.7080282 mil for internal layers and 1.334793087 mm for external layers. The bottom section provides detailed electrical calculations for both internal and external layers, including Required Trace Width (W), Resistance, Voltage Drop, and Power Loss.

*Internal Layers:		*External Layers in Air:	
Required Trace Width (W)	136.7080282 mil	Required Trace Width (W)	1.334793087 mm
Resistance	0.001507897781 Ω	Resistance	0.003922705363 Ω
Voltage Drop	0.006031591123 V	Voltage Drop	0.01569082145 V
Power Loss	0.02412636449 W	Power Loss	0.06276328580 W

Рисунок 3.23 – Розрахунок ширини доріжки [48]

Було обрано найкритичнішу ділянку, яка була виявлена під час трасування та перевірена на можливість пропускання відповідного струму 4 А. Перехід від мікросхеми до показаного на рис.3.24 полігону не врахований у розрахунки.

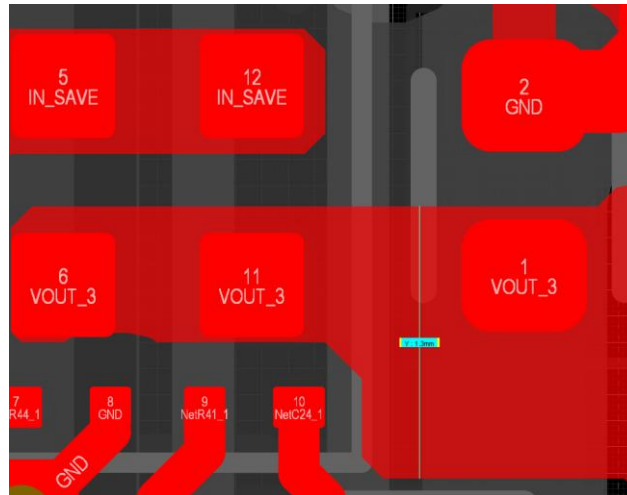


Рисунок 3.24 – Товщина з'єднуючого елементу від мікросхеми

Після повного трасування плати, показаної на рис.3.25 та рис.3.26, габаритні розміри вийшли 30x55x13 (мм), що повністю влаштовує заявлені вимоги від замовника. Стійки під час монтажу всіх компонентів також запаюються у відповідні посадкові місця. Також використана можливість передачі через стійки вхідної та вихідної напруги живлення, що може бути корисним при монтажі плати на певну основу.

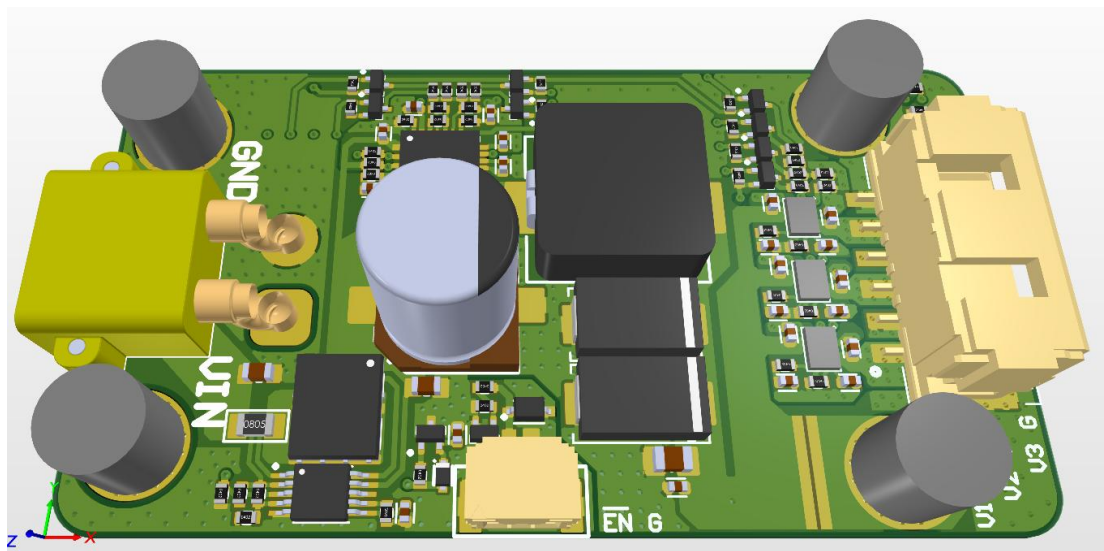


Рисунок 3.25 – Верхня сторона ДП

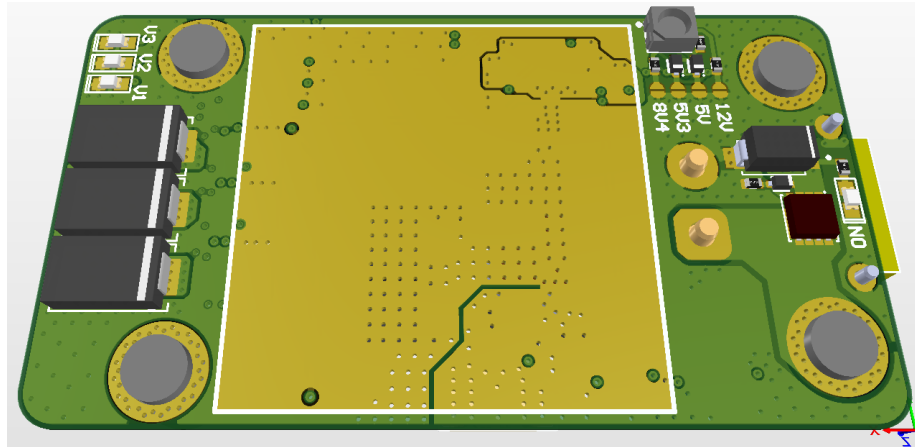


Рисунок 3.26 – Нижня сторона ДП

Як можна спостерігати на рис.3.26, додатково було виконано вирізання захисної маски для кращого відводу тепла при кріпленні радіатора. Також виконано розрізи спільної площини, наприклад, як у випадку SiC462 для відділення аналогової частини із силовою. Даний спосіб покращує ЕМС та усуває протікання силових струмів у чутливій зоні. З'єднання двох різних за типом опорних шарів виконано в одній точці, де розміщені контактні площадки мікросхеми для відповідного з'єднання.

Отже, виконання багатоканального модуля живлення було виконано із всіма зазначеними вимогами та має наступні характеристики:

- Вхідна напруга роботи: 16.5 – 50.4 В.
- Вхідна напруга вимикання: ~58.8 В.
- Вхідна напруга захисту від перехідних процесів: +62 В.
- Вихідні напруги: 5 В, 5.3 В, 8.4 В, 12 В.
- Вихідні струми відповідно до каналів: 1.5 А, 2 А, 4 А.
- Індикація роботи: входу, виходів та режиму обраної напруги.
- Захисти: перевищення вхідної та вихідної напруги, знижена вхідна напруга, зміна полярності входу, перевищення струму виходу, коротке замикання виходу, перевищення температури, плавний пуск на вхід та вихід.

4 ПРОТОТИПУВАННЯ

Після розробки плати та замовлення виготовлення, було виконано процес монтажу компонентів за допомогою паяльної пасти нанесеної через трафарет. Запаювання компонентів проводилося на термостолі, який розігрівався до ~ 230 °C. Кінцевим етапом був виконаний монтаж DIP компонентів та видалення залишків флюсу у ультразвуковій ванній. Вважаючи, що на момент написання дипломної роботи дана плата виготовляється у масовому виробництві та зазнала певних модифікацій компонентів від нового постачальника, на рис.4.1 – рис.4.3 показано теперішній вигляд модуля.

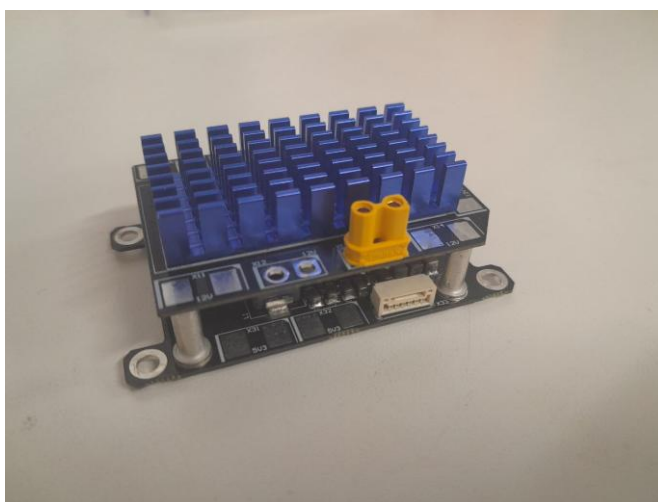


Рисунок 4.1 – Зібраний модуль першого прототипу



Рисунок 4.2 – Верхня плата, сторона компонентів

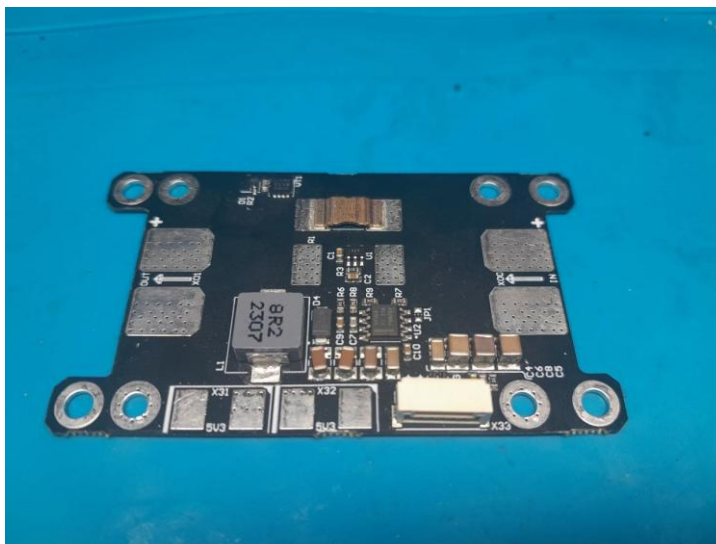


Рисунок 4.3 – Нижня плата, сторона компонентів

Дані плати зазнали певних модифікацій зі сторони закупки компонентів, так як даний пристрій використовується у повноцінному виробництві БпЛА. Наприклад, зміненні керамічні конденсатори, із поставками яких виникли проблеми та індуктивності, які підібрані під китайський ринок.

Наступним етапом є виконання тестувань всіх рівнів напруги та із різними навантаженнями. Основні напрямки тестування:

- Визначення струму та напруги спокою.
- Пульсації при відсутності навантаження.
- Пульсації при максимальному навантаженні.
- Рівень падіння напруги при навантаженні.
- ККД при різних навантаженнях.
- Перехідні процеси.
- Перевірка захистів.

Всі тести були проведенні із допомогою додаткового обладнання, як: мультиметер, блок живлення, осцилограф та електронне навантаження.

4.1 Стаціонарні параметри роботи

В якості параметра вхідної напруги для всіх тестів використано номінальне значення напруги 8S АКБ, із використання Li-ion акумуляторів,

яке складає 29.6 В, тому округлене обране значення виставляється на 30 В. Даний вибір обумовлений застосуванням батареї для БПЛА, основний рівень заряду якої знаходиться у даному проміжку.

Параметри вихідної напруги на всіх 3-х перетворювачах показано на рис.4.4 – рис.4.6, а значення вхідного струму спокою отримане через цифровий блок живлення, результат якого показано на рис.4.7.

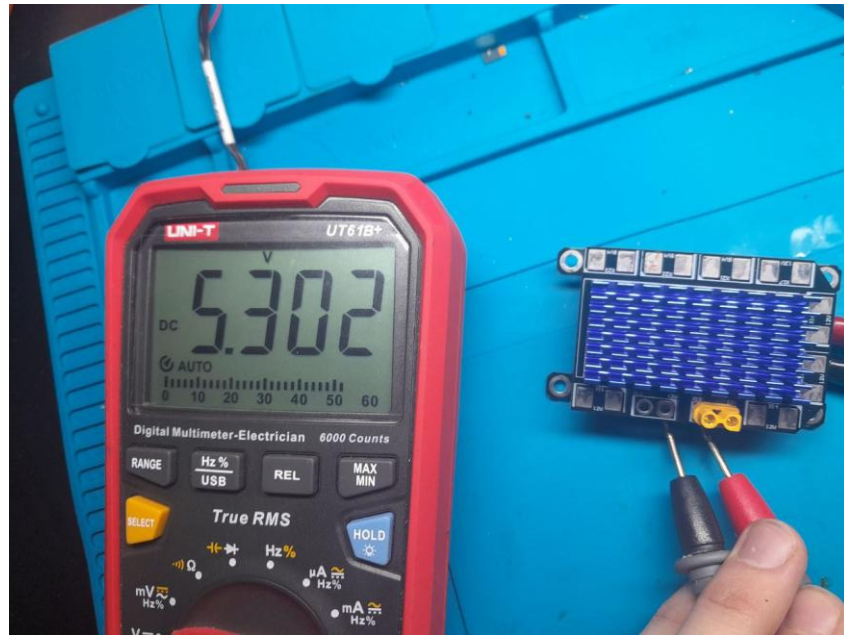


Рисунок 4.4 – Вихідна напруга спокою на лінії 5.3 В

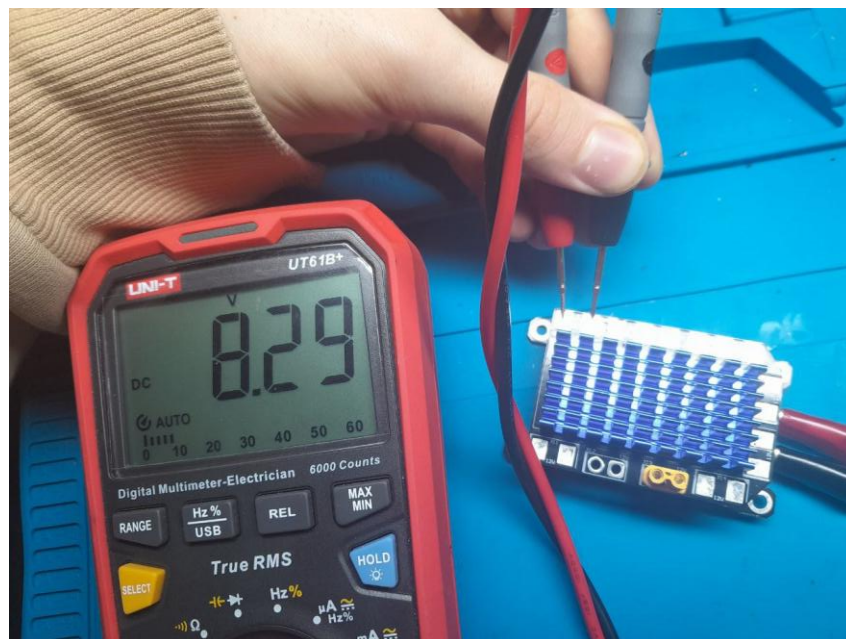


Рисунок 4.5 – Вихідна напруга спокою на лінії 8.4 В

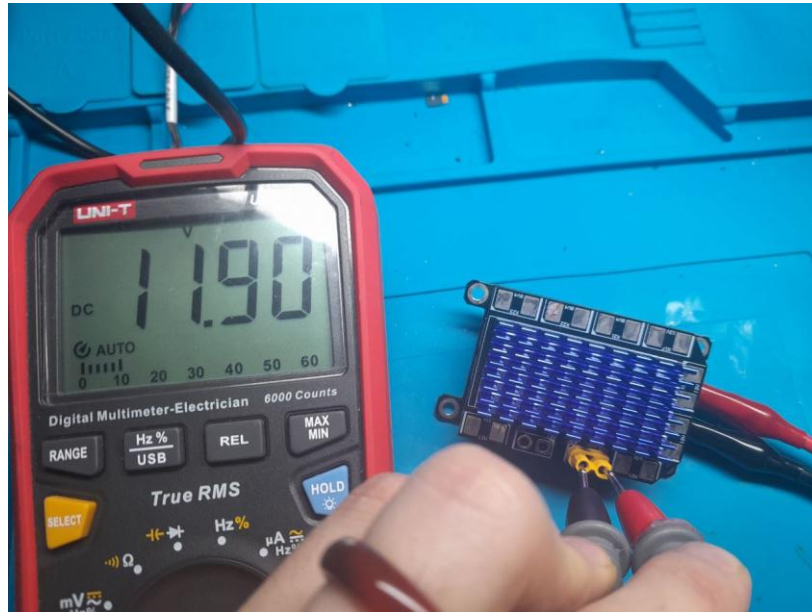


Рисунок 4.6 – Вихідна напруга спокою на лінії 12 В

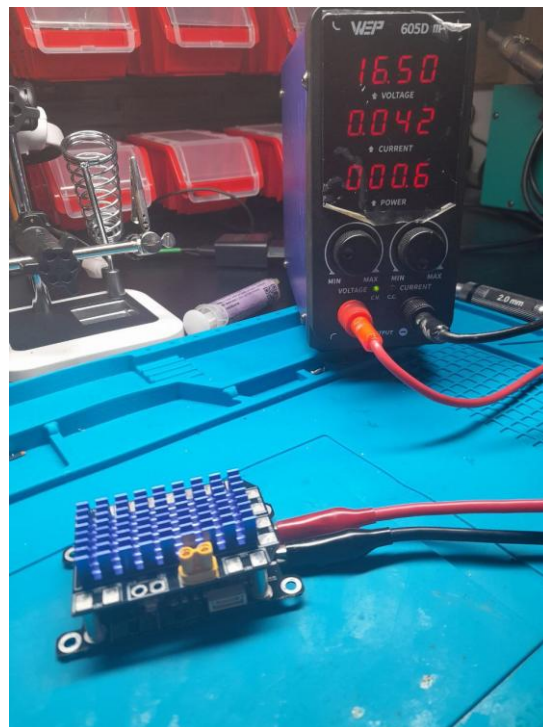


Рисунок 4.7 – Струм спокою при мінімальній вхідній напрузі

Отже, в даному підрозділі розглянуто параметр вхідного струму спокою, який на рис.4.7 показаний при мінімальній вхідній напрузі. При збільшенні входу до вищих значень, значення струму спокою залишалося незмінним, що

відповідно призводило до збільшення розсіювання потужності у стані без навантаження.

Показники вихідної напруги коливаються через два основних фактори: похибка резисторів зворотного зв'язку та похибка опорного живлення мікросхеми. До таб.3 зведено отримані значення, ідеальні, відносна похибка та можлива максимальна похибка із врахування компонентів.

Таблиця 3 – Порівняння параметрів вихідної напруги спокою

	Ідеальна Uвих., В	Виміряне Uвих., В	Отримана похибка, %	Допустима похибка, %
Мережа 5.3 В	5.3	5.302	+0.03	±3
Мережа 8.4 В	8.4	8.29	-1.3	±2.2
Мережа 12 В	12	11.9	-0.83	±3.66

Отже, хоча показник струму спокою являється значним та потребує подальшого зменшення, даний модуль завжди використовується в активному режимі та не потребує збільшення своєї ефективності зі сторони замовника. Показники напруги в стані без навантаження, що відповідає за параметр точності, являється в допустимих нормах, враховуючи обрані компоненти.

4.2 Вихідні пульсації

Наступним кроком є вимір пульсацій вихідної напруги при номінальній вхідній напрузі у двох випадках: без навантаження, із легким навантаженням та максимальним навантаженням. В якості виміру пульсацій використовується осцилограф у режимі АС, щоб відсікти постійну складову. Для зменшення впливу осцилографа на сигнал, щуп осцилографа виставлено на подільник $\times 10$, і відповідні налаштування виставлені на осцилографі. У якості контролю вихідного струму та емуляції споживача, буде використано прилад електронне навантаження. На рис.8 – рис.14 буде наведено зафіксовані вихідні пульсації:

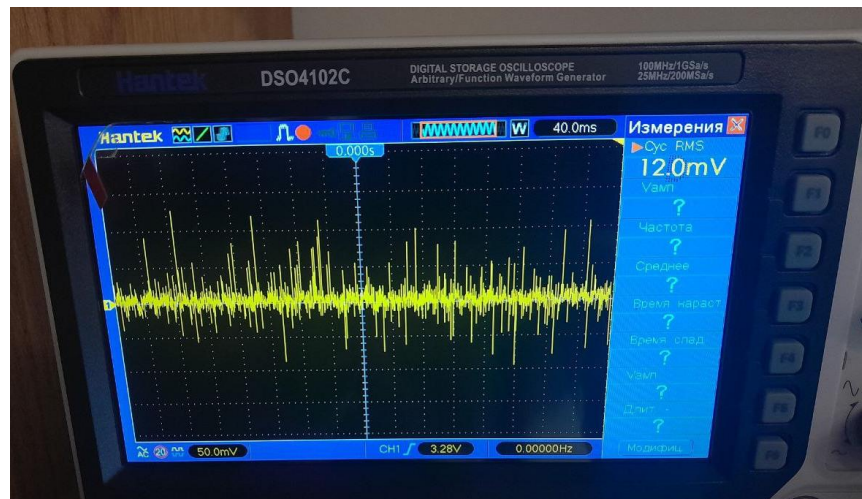


Рисунок 4.8 – Вихідні пульсації мережі 5.3 В при відсутності навантаження



Рисунок 4.9 – Вихідні пульсації мережі 5.3 В при навантаженні 3 А

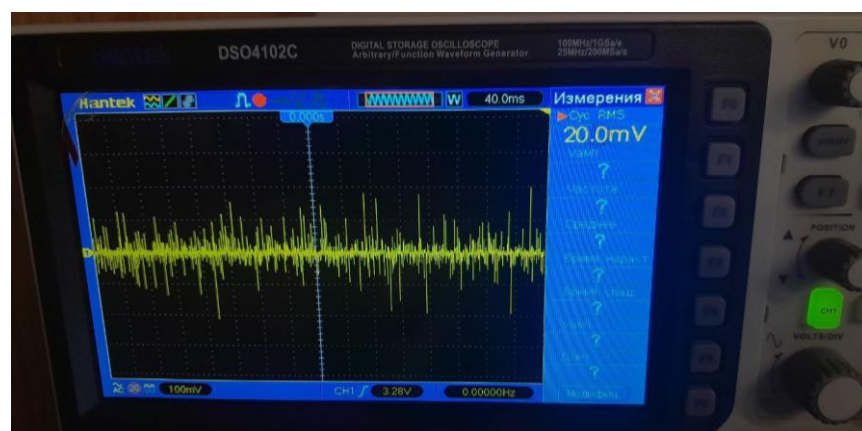


Рисунок 4.10 – Вихідні пульсації мережі 8.4 В при відсутності навантаження

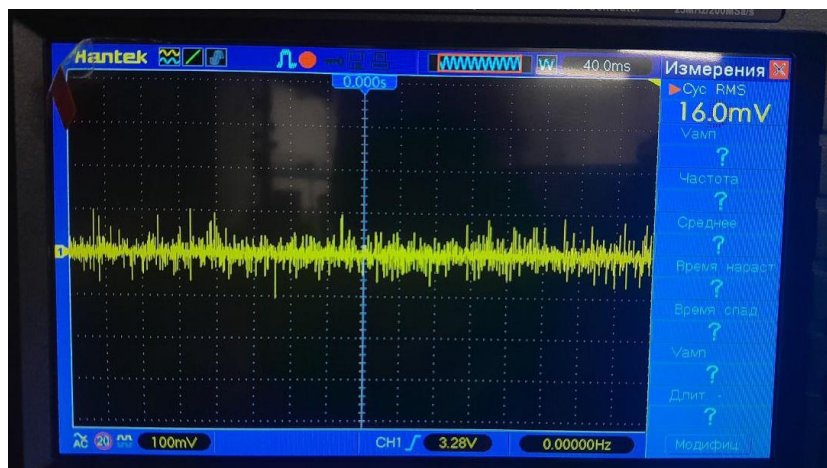


Рисунок 4.11 – Вихідні пульсації мережі 8.4 В при навантаженні 3 А



Рисунок 4.12 – Вихідні пульсації мережі 12 В при відсутності навантаження



Рисунок 4.13 – Вихідні пульсації мережі 12 В при навантаженні 0.5 А

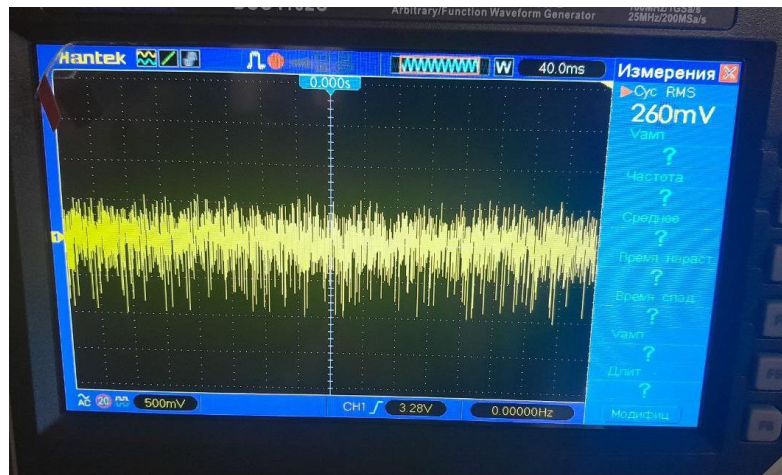


Рисунок 4.14 – Вихідні пульсації мережі 12 В при навантаженні 6 А

Порівняння вихідних пульсацій найкраще проводити за показником RMS (root mean square, середньоквадратичне значення) яке виконується за рівнянням (14).

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N V_i^2} \quad (13)$$

де, V_{rms} – середньоквадратичне значення на певному діапазоні,

N – кількість точок у діапазоні,

V_i – значення напруги у певній точці.

Отже, як можна спостерігати із вимірних показників, значення пульсацій значно відрізняється порівняно із режимом без навантаження та його максимальним значенням. Для мережі живлення 5.3 та 8.4 (В), в основі яких засновані асинхронні перетворювачі, значення пульсацій при навантаженні 3 А зменшилося на 17% - 20% відносно режиму холостого ходу. Даний показник є чудовим для загального застосування та не буде перешкоджати нормальній роботі споживача. Для мережі 12 В, яка являється синхронним типом, значення пульсацій із підвищенням навантаження зростає. При споживанні 0.5 А, відносно відсутності навантаження, пульсації збільшилися на 8%, а при навантаженні 6 А, даний рівень значно зріс у 10 разів відносно попереднього значення. Показник 260 mVrms може бути критичним, та потребує більш

кращого підбору вихідного фільтра у вигляді конденсаторів. Даний фактор можливий через зміну в процесі збірки конденсаторів, які не відповідають початковим, розрахованим вимогам.

4.3 ККД та падіння напруги при навантаженні

Важливим фактором при користуванні модуля живлення є його параметр ККД (коефіцієнт корисної дії) який відповідає за ефективність конвертації одного рівня напруги в інший. Хоча для даної батарейної системи є критичним рівень зайвої витраченої енергії, більш суттєвим паразитним фактором прояву низької ефективності відноситься значний нагрів компонентів. Вважаючи, що було використано в якості джерела цифровий блок живлення, а в якості емуляції пристрою електронне навантаження, показники вхідної та вихідної потужності будуть обиратися на основі їх обрахованих значень. Формула ефективності використовується за прикладом (15).

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100\% \quad (13)$$

де, η – показник ефективності перетворення,

P_{out} – рівень вихідної потужності,

P_{in} – рівень вхідної потужності.

На рис.4.15 – рис.4.18 зафіксовані показники вхідної та вихідної потужності перетворювача, при номінальній напрузі живлення 30 В.



Рисунок 4.15 – Показники потужності мережі 5.3 В



Рисунок 4.16 – Показники потужності мережі 8.4 В



Рисунок 4.17 – Показники потужності мережі 12 В при легкому навантаженні

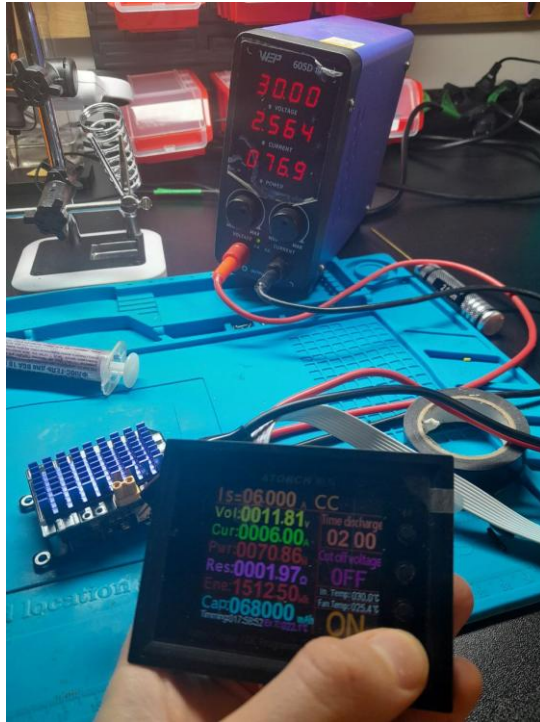


Рисунок 4.18 – Показники потужності мережі 12 В при сильному навантаженні

Отже, після проведення вимірів показників потужності було створено Таб.4, де вказано обраховане значення ККД та рівень падіння вихідної напруги відносно вимірних значень у Таб.3.

Таблиця 4 – Значення ККД та падіння вихідної напруги при навантаженні

	Показник ККД, %	Відхилення напруги, %
Мережа 5.3 В	80	1.37
Мережа 8.4 В	86	0.96
Мережа 12 В	76 / 92	0.16 / 0.75

Для мережі 12 В рівень ККД відрізняється від споживання 0.5 А та 6 А, що відповідає характерній властивості синхронного перетворювача, де при значному споживанні струму рівень ККД стрімко зростає, та сягає 92%. На відмінно від асинхронного типу, параметри якого при значному навантаженні гірші, та сягають максимально 86%. Різниця між мережею 5.3 В та 8.4 В

пов'язана із принципом роботи перетворювача, особливістю якого є гірший ККД при менших значеннях D (шпаруватості) через суттєві втрати на діоді.

Відхилення вихідної напруги напругу не пов'язане із перетворювачем та напругу залежить від трасування плати. Так як контролер намагається компенсувати будь яке падіння на індуктивності, ключах чи діоді, підтримуючи встановлений поріг резисторами зворотного зв'язку, отримане падіння пов'язане із втратами у провідниках та перехідних отворах, присутніх на платі. Хоча значення не є суттєвими, найбільший показник відхилення присутній на лінії 5.3 В, та потребує детального перегляду топології трасування ДП.

4.4 Перехідні процеси та захисти

Останнім етапом перевірки перетворювача є тестування реакції на зміну вихідного навантаження та реакцію на різні непередбачувані моменти, для яких створенні додаткові вузли захисту. На рис.4.19 – рис.4.21 показано результат тестування перехідної поведінки при змінні навантаження від 0 А до 3 А відповідно. Розрахунок параметрів undershoot та overshoot (11, 12) хоча і відрізняються математично, але на практиці мають майже однакові значення.

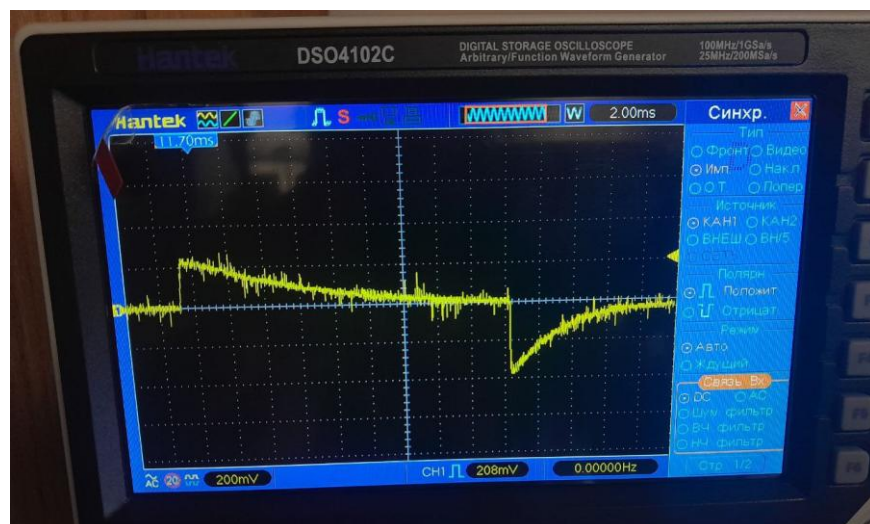


Рисунок 4.19 – Перехідна характеристика мережі 5.3 В

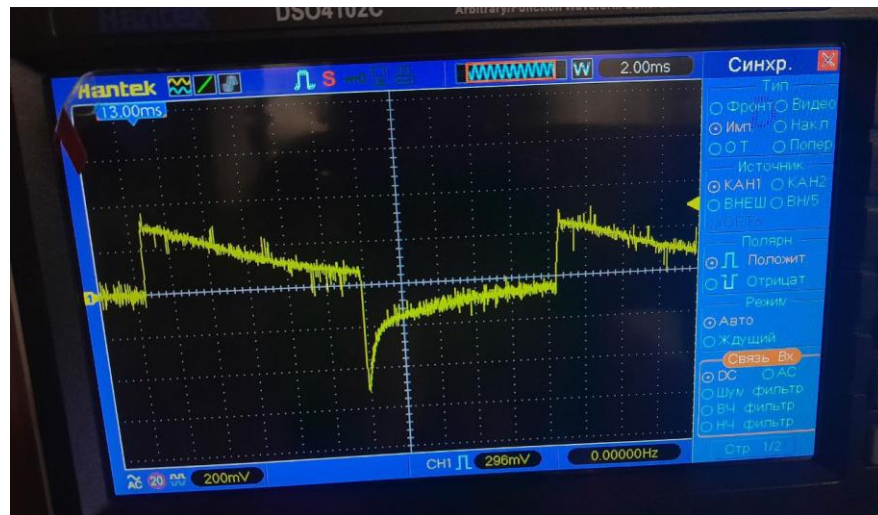


Рисунок 4.20 – Перехідна характеристика мережі 8.4 В

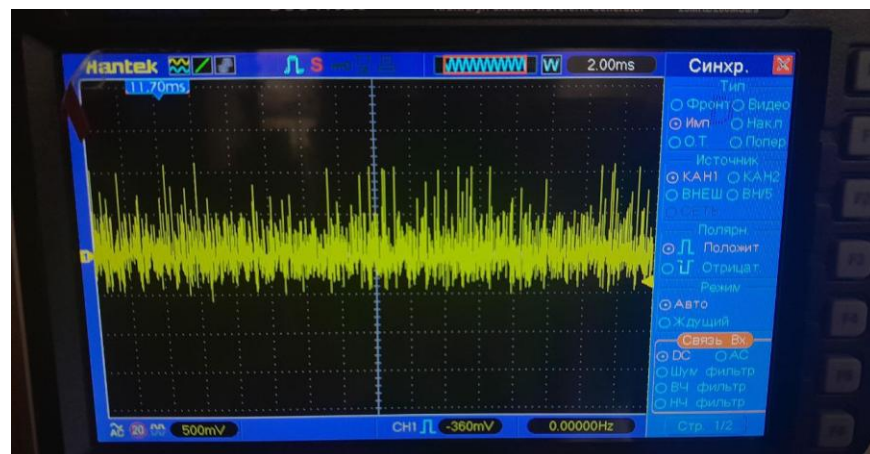


Рисунок 4.21 – Перехідна характеристика мережі 12 В

Отже, після отриманих даних можна спостерігати нестандартну поведінку перетворювачів на перехідні процеси, це пов'язано із невідповідністю параметрів вихідних конденсаторів, які напряду впливають на дані показники. Для мережі 5.3 В та 8.4 В спостерігається циклічна стабілізація, яка з кожним разом стає меншої амплітуди. Даний параметр може бути пов'язаний із резонансами на низьких частотах або специфікою роботи мікросхеми, яка переходить у певний режим роботи. Незважаючи на цю неточність, параметр перевищення та зниження вихідної напруги складають $\sim 7\%$, що для певних типів пристроїв може стати критичним та потребує доопрацювання вихідного фільтра перетворювачів. У випадку мережі 12 В,

перехідні характеристики напряду не вийшло зафіксувати, дані проблеми можливі через значні вихідні пульсації мікросхеми, які заважають точному «захвату» імпульсу осцилографом. Хоча точне значення не вдалося зафіксувати, воно показує, що перехідний процес не перевищує значення пік-пик по вихідній напрузі шуму, та у середньому випадку складає не більше ~8%, та підтверджує швидку реакцію перетворювача.

Розглядаючи тематику захистів, було проведено ряд тестів по використанню у екстремальних умовах.

1. Захист від зміни полярності: при підключені зворотної полярності на вхідні клеми споживання струму дорівнює 0 А, ніякі елементи не гріються, значення V_{ds} транзистора рівна V_{in} .
2. Захист від КЗ (додатково): відсутній повноцінний захист на лініях 5.3 В та 8.4, переходять у режим обмеження струму при зниженій вихідній напрузі, де розсіювальна потужність складає 3 Вт, та в подальшому переходить до вимкнення мікросхеми по перевищенню температури. Лінія 12 В хоча і має наявну точну систему виявлення перевищення струму, але при коротких замиканнях не знижує вихідної напруги, що призводить до вивільнення великої енергії на комутаційних ключах та призводить до їх згорання. Даний ефект також був описаний компанією Mateksys у своїх перетворювачах.

Отже, роблячи підсумки даного розділу варто вказати, що хоча поведінка даного модуля не у всіх випадках є достатньо стабільною, але високий показник ККД та простота інтеграції дозволили використовувати даний пристрій у серійному виробництві БпЛА. До недоліків даного модуля варто віднести відсутність достатньої вихідної ємності, обумовленим хибним підбором наявної компонентної бази у компанії виробника. При внесенні всіх необхідних змін, які потрібно застосувати після даного дослідження, можливо покращити параметри вихідних пульсацій та перехідних характеристик модуля.

5 ТЕСТУВАННЯ

Після прототипування першої версії модуля та визначення його ключових недоліків, було вирішено розробити нову, досконалішу версію модуля живлення. Структурна схема якого відрізняється за топологією та показна на рис.3.12, також було вирішено переобрати всю компонентну базу під новий дизайн, використовуючи більш доступні компоненти, замовити які можливо на Європейських платформах. Повний опис етапу розробки багатоканального модуля живлення описаний в підрозділі 3.2. Схема готової другої версії розробки показана на рис.5.1 та рис.5.2, та надана виробником, який виконував виготовлення плати та монтаж компонентів.

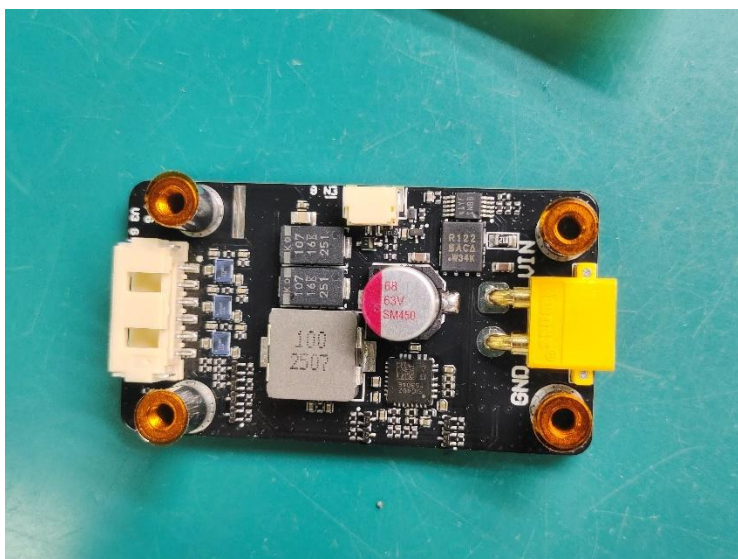


Рисунок 5.1 – Верхня сторона другого модуля

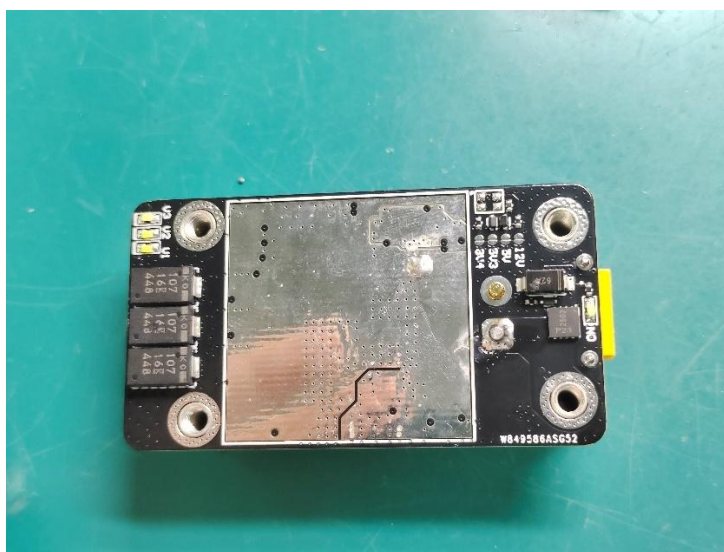


Рисунок 5.2 – Нижня сторона другого модуля

Так як на платі присутні компоненти корпусу PWCSP-12, що є схожим до BGA мікросхем, було вирішено замовити монтаж компонентів у китайських виробників через їх високу якість пайки. Нажаль, даний модуль не встиг прибути до часу захисту дипломної роботи через проблеми транспортування, тому в якості тесту характеристик топології, було вирішено провести симуляцію передаточної функції перетворювача, цим самим визначити його АЧХ, ФЧХ та реакцію на перехідні процеси. Хоча даний спектр досліджень відноситься до галузі систем керування, він також має внесок у створенні стабільності перетворювачів живлення із зворотнім контуром.

5.1 Аналіз системи керування знижувального перетворювача

В даному підрозділі буде розглянуто детальний опис тестування систему керування із зворотнім зв'язку, яка побудована на основі контролера SiC463. Варто розглянути два основних напрямки поведінки сигналу – у частотній та часовій області. Хоча дані представлення є взаємозамінними та оберненими, кожний із них краще використовувати для відповідного аналізу.

- Частотна область дослідження – даний напрям дослідження системи дозволяє переглянути поведінку блоків перетворювача на графіках АЧХ та ФЧХ, цим самим дослідити поведінку резонансів, стабільності відносно фазових значень та визначення загальної смуги пропускання модуля.
- Часова область дослідження – хоча даний простір є менш інформативним, він інтуїтивно зрозумілий та частіше використовується для швидкого аналізу системи, так як не потребує виміру точних значень. Перевагою даного аналізу є візуалізація на одному графіку одразу всіх факторів, згадані у попередній області.

Для аналізу вище вказаних параметрів найкраще підходить математичний симулятор, до якого можна віднести Matlab. Зручність полягає у записі формул та параметрів, які в подальшому можна передати до середовища Simulink та виконати візуальний аналіз за допомогою блочного типу. Після симуляцій,

можливо вивести всі необхідні параметри дослідження, а саме: АЧХ, ФЧХ та відгук системи.

Відносно попередньо розрахованих параметрів, які детально описані в додатку Б, було занесено відповідні значення до скрипта Matlab, та показано вхідні дані на рис.5.3. Детальний опис ключових компонентів відповідних за систему керування представлений на рис.3.16.

```

1 close all
2 %8.65V 98.13 kOhm 564.8 kHz
3 Vout = 5.3;
4 Vin_min = 16;
5 Vin_nom = 26;
6 Vin_max = 52;
7 fsw = 347e+3; % 785.7 550 347
8 Iout_nom = 1;
9
10 L = 10e-6;
11
12 C_av_out = 203.9e-6;
13 ESR_av_out = 2.437e-3;
14 Rfb_1 = 10e+3;
15 Rfb_h = 56.25e+3; % 140 95 56.25
16
17 Rx = 5.9e+3; %5.6 %5.9
18 Cx = 8.2e-9; %2.6 %6.8
19 Cy = 2.2e-9; %3.2
20
21 Rcomp = 630e+3; %368k 583k 833k %712.3 %590knom
22 Ccomp = 360e-12; %613p 380p 270p %316 %360nom
23

```

Рисунок 5.3 – Вхідні дані для симуляції системи

Як можна спостерігати, було вирішено зменшити кількість змінних компонентів при зміні вихідної напруги живлення. Існує ряд компонентів, які є напряму залежними від вихідної напруги: R_t – резистор для задання частоти роботи, R_{fb_h} – резистор верхнього плеча зворотного зв'язку, R_x , C_x , C_y – компоненти для створення рампи від індуктивності, R_{comp} , C_{comp} – компоненти компенсаційного контуру. Так як змінюючи вихідну напругу виконувати змінну 7-ох компонентів є нераціональним (що відповідає 21-й варіації), було вирішено по максимуму зберегти сталі значення деяких компонентів. Хоча даний підхід є ризикованим та важчим в налаштуваннях, особливо стабільності системи, це єдиний варіант мініатюрності та легкості інтеграції.

Було вирішено змінювати перемиканням лише значення R_{fb_h} , який є в будь якому випадку необхідним для задання іншої вихідної напруги.

Залишаючи сталим інші значення, в нас виконується коливання частоти роботи, саме тому було обрано резистор R_t , який налаштований під середній рівень напруги 8.4 В та частоту 550 кГц, що відповідає 80.6 кОм. Коливання частоти при сталому резисторі виконується наступним чином: 5.3 В – 347 кГц, 8.4 В – 550 кГц, 12 В – 785.7 кГц. Компоненти компенсації також обрані сталі та налаштовані під значення 8.4 В.

Далі було прописано передавальні функції трьох основних блоків: Control to output, Error amplifier та Feedback. Формули даних функцій були надані в документації на мікросхему, та хоча і відносяться до класу «для ознайомлення», але є доволі точними. Побудовані блоки в Simulink показано на рис.5.4.

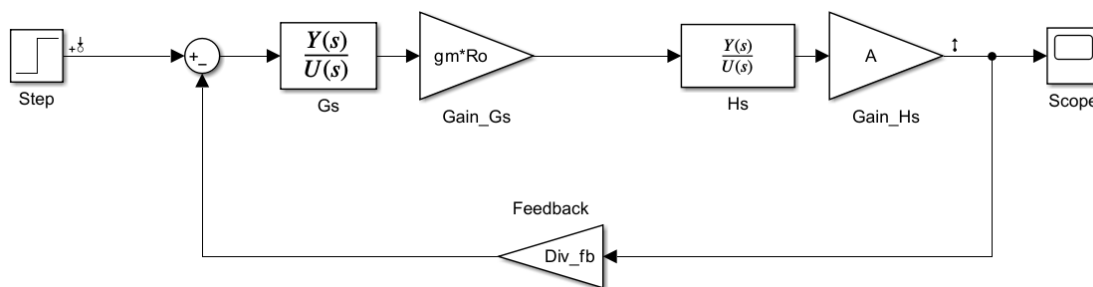


Рисунок 5.4 – Блочна схема системи керування перетворювача

В даній схемі проводиться тестування всіх необхідних параметрів, для цього використано блок **Step**, до якого належить точка **Input Perturbation**, відносно якої будуть проводити вивід графіку Bode та Step response. Наступний йде суматор, який виконує роль зворотного від'ємного зв'язку між виходом та входом системи. Блоки **G_s** та **Gain_Gs** відносяться до перехідної функції компенсатора, та були розділені для показовості на частотну залежну складову та коефіцієнт сталого підсилення. Даний момент відноситься також до блоків **H_s** та **Gain_Hs**, які відповідають за перехідну функцію самого контролера. Останні блоки також включають не лише основний зв'язок із керування та вихідного фільтра, але й сигнал, який використовується із виходу індуктора, що відноситься в цілому до Control to output. В якості **Feedback** використовується значення відносно дільника напруги на зворотній зв'язок,

хоча в документації даний блок був об'єднаним із компенсаційною функцією, було вирішено виконати розділення для показовості step response. Останнім блоком відноситься **Scope** та відповідає за вивід інформації у часовій області. Для зручності, на вихідний провідник було виставлено точку **Output Measurement**, відносно якої будуть виконувати виміри вихідних сигналів.

В якості аналізу використано готові блоки із бібліотеки Simulink для зручного відображення значень, показані на рис.5.5. Для аналізу в частотній області використано **Bode Plot** та **Gain and Phase Margin Plot**, а для перевірки поведінки у часовій області, блок **Linear Step Response Plot**.

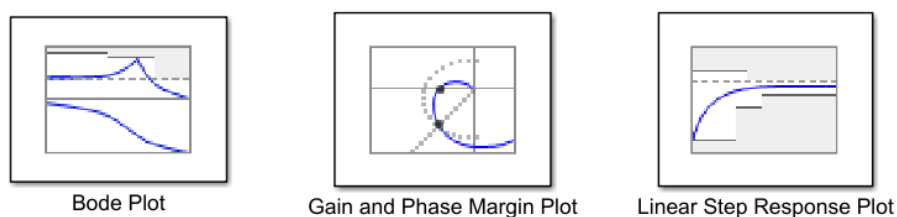


Рисунок 5.5 – Блоки аналізу даних

Першим етапом є аналіз системи у частотній області за допомогою графіків Боде, які ілюструють поведінку контролера на графіках АЧХ (амплітудно-частотна характеристика) та ФЧХ (фазо-частотна характеристика). Відносно наявних графіків можна дізнатися значення запасу по фазі та по підсиленню, але для зручності можна використовувати спеціальний блок.

Основною задачею даного напрямку дослідження є досягти найкращої стабільності перехідних характеристик системи, для цього виконується проста перевірка – реакція системи на одиничний вхідний імпульс. Математично дана операція представляється дельта функцією Дірака, та має нескінченний спектр, що дозволяє аналізувати поведінку системи до відповідних частот. Хоча в реальному житті даного скачка не існує, і він завжди є скінченним, та у більшості випадків становить до 1 мкс, цей метод завжди використовується для аналізу. Для того щоб переконатися у необхідності використання і

розрахунку контуру компенсації, перевіримо як поводить себе система без наявності даного блоку, показано на рис.5.6.

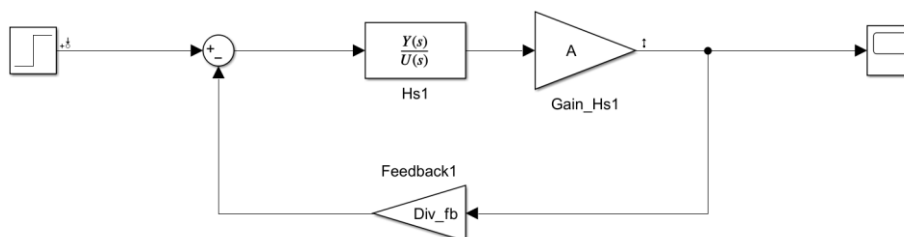


Рисунок 5.6 – Блочна схема системи Control to output

Варто зазначити, що даний блок працює в режимі струму, хоча сама мікросхема позиціонується як керування за режимом напруги. Даний фактор пояснюється додатковим контуром, який знімає сигнал із індуктора. Тобто, отримані значення будуть вже частково компенсовані першим етап стабілізації, який є налаштованим. Результат отриманих даних показано на рис.5.7 та рис.5.8, відповідно до графіку Боде та перехідної характеристики при найгіршому варіанті, що відповідає 12 В.

Основна задача при аналізі графіків Боде – запас по фазі та запас по амплітуді. Основні їх властивості:

- **Запас за фазою** – відповідає за певний запас фази на частоті перетину одиничного коефіцієнту посилення (0 дБ). Даний запас відраховується відносно фази -180, так як при затримці контуру керування на -180 (відсутній запас), та зворотного зв'язку (який завжди -180) утвориться зворотній зв'язок із значенням фази 360 градусів, що означає додатнім зворотним зв'язком, який створює автоколивання. Мінімальним критерієм запасу є значення 45 градусів, оптимальним від 60 градусів, ідеально стабільним від 75 градусів. Можливо застосовувати більші значення, але цим самим можливе зменшення смуги пропускання. Смуга визначає параметром перетину 0 дБ, та відповідає за спектр частот, де перетворювач виконує роботу підсилювача помилки.
- **Запас по амплітуді** – даний параметр відповідає за рівень амплітуди при перетині значення -180 градусів, коли контролер

виступає в ролі автогенератора. Якщо загасання сигналу буде незначним, то можливі затухаючі коливання при перехідних характеристиках. При значному показнику загасання, коливання швидко загасають та можуть навіть не розглядатися. Мінімальним бажане значенням загасання від -10 дБ, що відповідає 32% від амплітуди сигналу збурення.

Також варто розглянути задачу аналізу графіку перехідної характеристики:

- **Overshoot** та **Undershoot** – при аналізі перехідної характеристики першим потрібно перевіряти наявність перевищення та заниження напруги. Якщо система має перевищення значення при вхідному імпульсу, це може призвести до пошкодження споживача. Занижена напруга менш небезпечна, але може викликати довший час стабілізації та апаратного скидання пристрою. Саме тому, оптимальним значенням даних параметрів є 5% від цільового значення, хоча ідеальним рішенням є відсутність даних паразитних впливів.
- **Час стабілізації** – час встановлення, що відповідає за час стабілізації системи при вхідному збуренні, важливий для швидкої реакції на будь які зміни та своєчасне їх виправлення. Якщо система швидко реагує на зміни, підлаштовуючи власний вихід під нове значення, це дозволяє досягти незначних вихідних відхилень, які можуть бути відфільтровані через вхідні конденсатори споживача, тим самим останній не помітить ніяких змін. Даний параметр є плаваючим, та може складати від десятків, до сотень мкс., а іноді, у інертних системах, до 1 мс. Хоча повільніший час стабілізації і забезпечує захист від попередньо згаданих впливів, але може бути критичним для стабільного живлення споживача в критичні моменти.

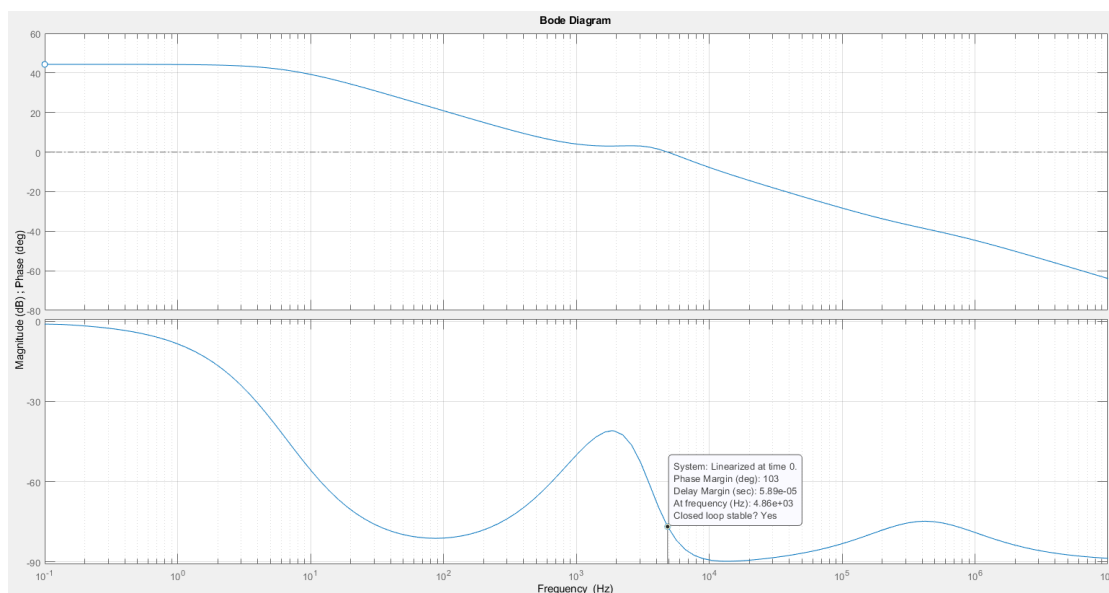


Рисунок 5.7 – Графік Боде для 12 В при відсутності компенсації

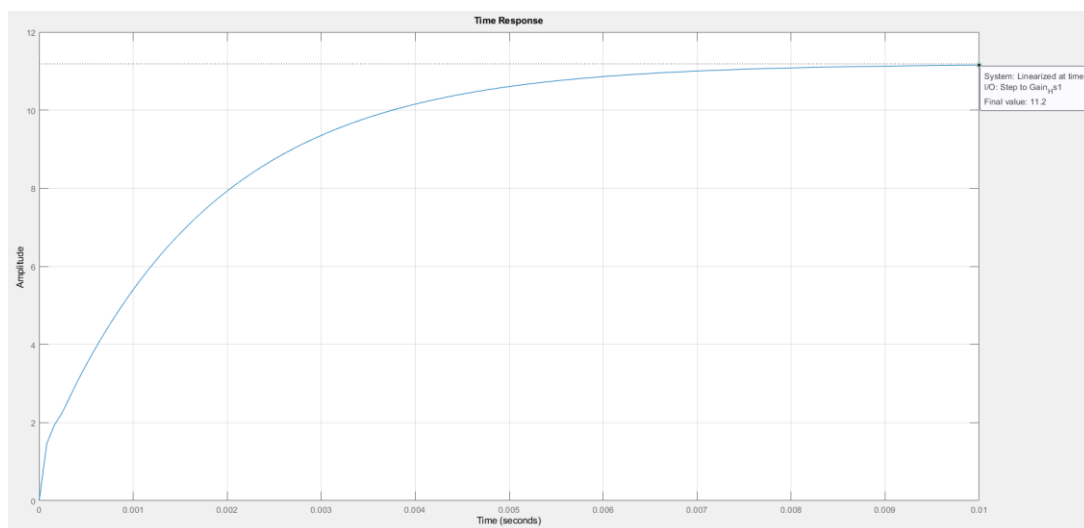


Рисунок 5.8 – Перехідна характеристика для 12 В при відсутності компенсації

Як наведено вище, на графіку АЧХ та ФЧХ спостерігається перетин 0 дБ на частоті 4.86 кГц, та запас по фазі 103 градусів, що здається дуже оптимальним, але при розгляді графіку перехідної характеристики, відповідний довгий час реакції, та навіть при проходженні часу 10 мс, значення вихідної напруги не перевищило 11.2 В, що є неприпустимим та потребує корекції. Саме тому найкращим методом аналізу є сумісність графіків Боде та перехідної характеристики.

Аналізуючи вище згадану проблему стає зрозуміло, що низька частота перетину 0 дБ проявляється у вигляді довгого часу реакції, а низький рівень підсилення не забезпечує достатнього рівня напруги на виході (стаціонарна помилка). Компенсаційний контур 2-го типу відноситься до lag компенсатора, який використовується для підвищення підсилення на низьких частотах та додає відповідно фазову складову. Цим самим усуваються стаціонарні помилки за рахунок погіршення фазових властивостей. Графік АЧХ та ФЧХ компенсатора показано на рис.5.9. Як можна спостерігати, присутній один полюс та нуль у відповідній послідовності, що і є характерною особливістю lag компенсатора.

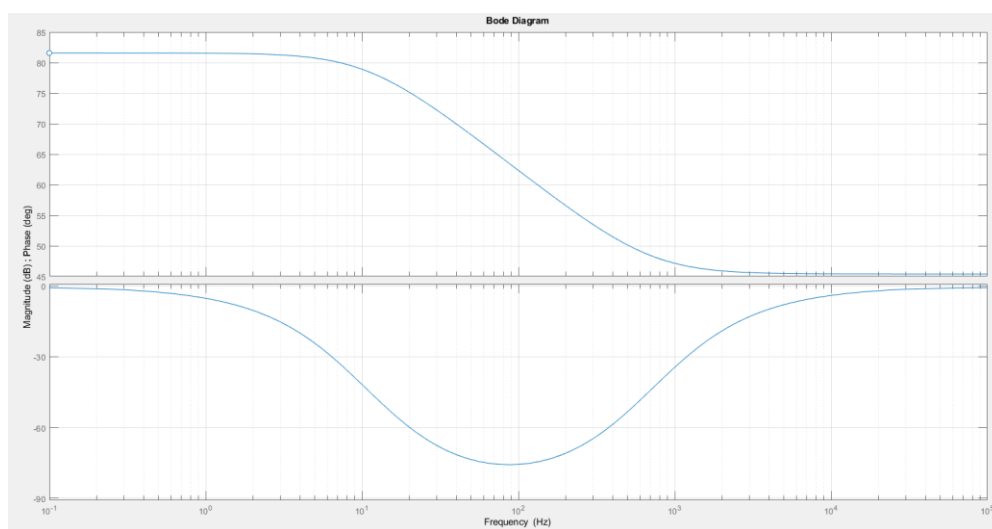


Рисунок 5.9 – Графік Боде компенсаційного контуру

При сумісному об'єднанні двох передатних функцій із додавання зворотного зв'язку, отримаємо сумісний результат за амплітудою та фазою, який представлений на рис.5.10 та рис.5.11. Як можна спостерігати із рис.5.10, отримана частота перетину 0 дБ складає 46.8 кГц, а запас за фазою 92.1 градуси, що відповідає чудовій стабільності. Запас за амплітудою відсутній, але варто враховувати, що в даній роботі представлена усереднена модель системи керування, без врахування PWM, який буде сильно впливати на графік АЧХ та ФЧХ. При реальному макеті, на частоті перемикання буде присутній сильний «полюс», який зменшить амплітуду сигналу і відповідно

вплине на затримку фази, що може призвести до малого запасу останнього. Розглядаючи перехідну характеристику із рис.5.11, спостерігається повністю стабільна система у часовій області. Час наростання до значення 95% вихідної напруги відбувається за 9.9 мкс, а повна стабілізація за 20 мкс, без наявності будь яких overshoot та undershoot.

Отже, після додавання компенсаційного контуру відбулося повна стабілізація системи, із швидкою реакцією, великим статичним підсиленням та відсутністю коливань.

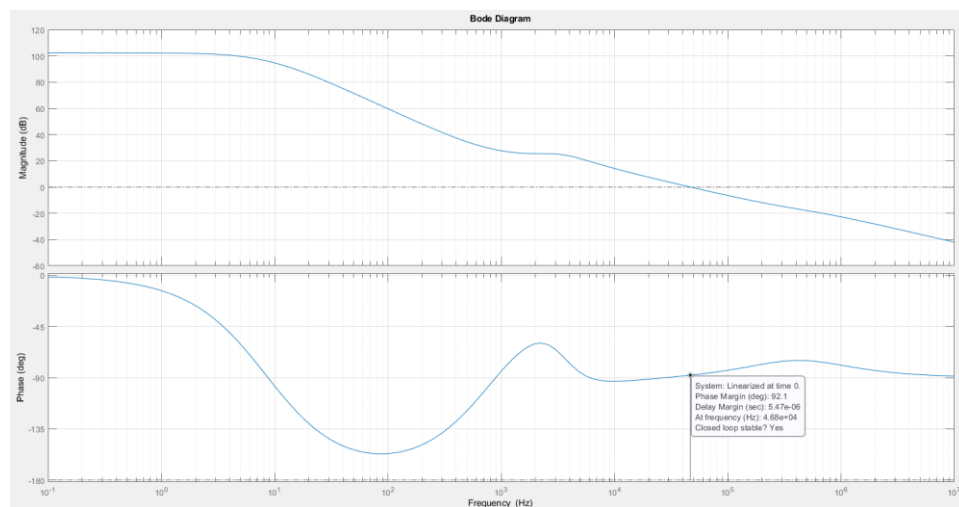


Рисунок 5.10 – Графік Бode для 12 В остаточної системи

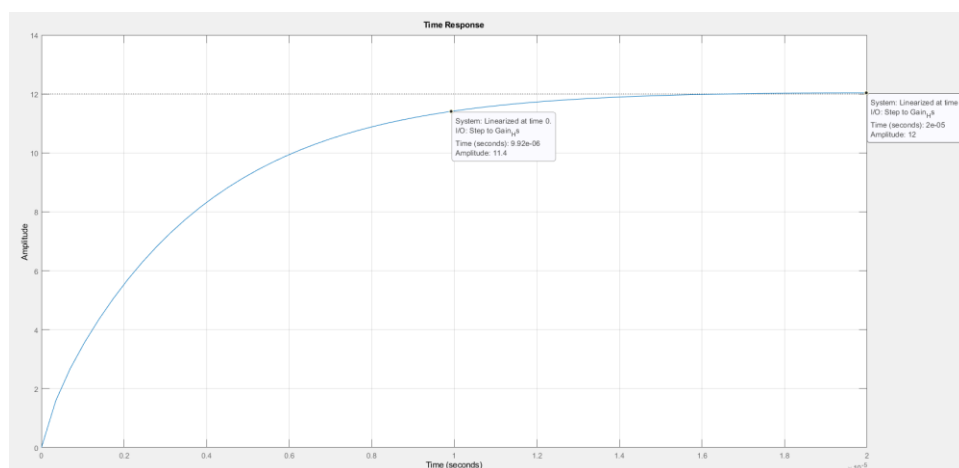


Рисунок 5.11 – Перехідна характеристика для 12 В остаточної системи

Далі, на рис.5.12 – рис.5.15 буде наведено результат аналізу для напруги 5.3 В та 8.4 В, із відповідно зміненим резистором зворотного зв'язку, який вплине на вихідну напругу та частоту комутації.

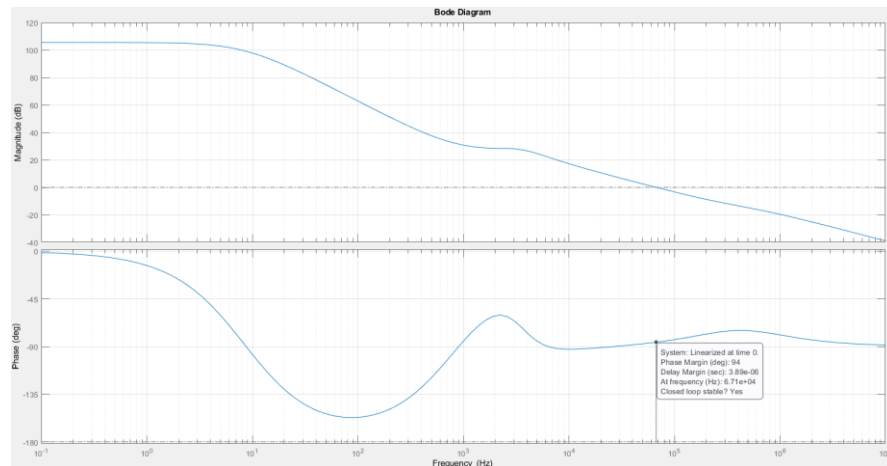


Рисунок 5.12 – Графік Бode для 8.4 В остаточної системи

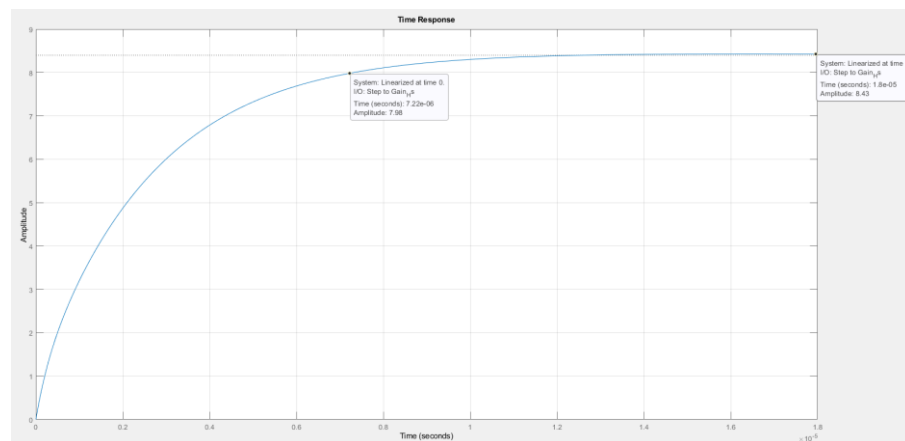


Рисунок 5.13 – Перехідна характеристика для 8.4 В остаточної системи

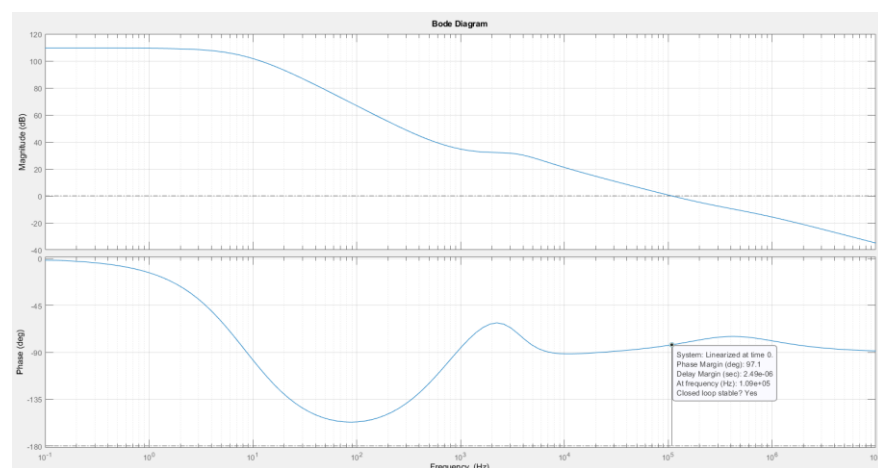


Рисунок 5.14 – Графік Бode для 5.3 В остаточної системи

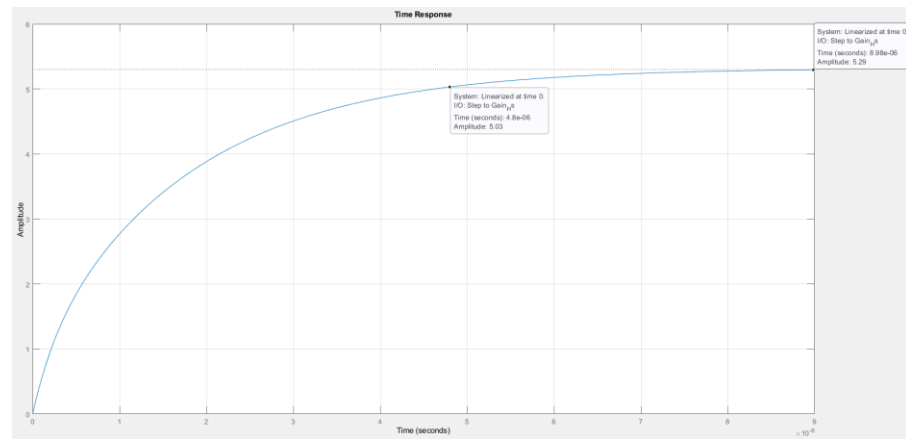


Рисунок 5.15 – Перехідна характеристика для 5.3 В остаточної системи

Отже, після симуляцій можна звести всі результати до Таб.5, в якому виконуються порівняння отриманих даних відповідно до кожного рівня напруги. Значення запасу фази складає від 92 до 97 (градусів), що є найкращим показником стабільності. Також варто зауважити, що через необхідність мінімальної зміни компонентів при перемиканні вихідної напруги, відбувається зсув частоти комутації, через що співвідношення F_{sw}/F_{db0} коливається в межах від 3.2 до 16.8. Проблемною частиною може бути вихідна мережа 5.3 В, так як частота одиничного коефіцієнту підсилення близька до частоти комутації перетворювача, який створює додаткову затримку фази та може вплинути на загальний результат. Так як фізичний модуль не прийшов через затримки доставки, точна відповідність впливу частоти комутації перевірити недоступно.

Таблиця 5 – Часові та частотні значення системи керування

	Час стабілізації до 95%, мкс	Час повної стабілізації, мкс	Запас по фазі, °	Частота комутації, кГц	Частота при 0 дБ, кГц
Uвих. 5.3 В	4.8	9	97.1	347	109
Uвих. 8.4 В	7.2	18	94	550	67.1
Uвих. 12 В	9.9	20	92.1	785.7	46.8

5.2 Порівняння характеристик модулів

Останнім етапом всіх розробок та симуляцій, це порівняння нового розробленого багатоканального модуля із першим прототипом, який хоча запущений у масове виробництво та активно використовується, але має певні аспекти, які варто було покращити. Вважаючи відсутність фізичного модуля нової топології, через проблеми доставки, буде виконано порівняння вимірних осцилограм із теоретичними обрахунками та симуляціями, які виконані відносно певних номіналів компонентів.

Вважаючи, що модулі працюють у однакових діапазонах напруги та струму, то першим етапом є порівняння ефективності конвертації напруги, які зведені у Таб.6. В якості спрощення зведених отриманих даних, було вирішено вказувати діапазон ефективності, який врахований при номінальній вхідній напрузі 30 В та діапазоні зміни вихідного струму від 0.5 А до 3 А.

Таблиця 6 – Ефективність конвертації перетворювачів

	Ефективність комбінованого модуля, %	Ефективність багатоканального модуля, %
Увих. 5.3 В	~80	87 – 93
Увих. 8.4 В	80 – 85	89 – 95
Увих. 12 В	76 – 90	91 – 96

Відносно отриманих даних спостерігається збільшення ККД при багатоканальній структурі, із використанням мікросхеми SiC463, що відповідає значному покращенню на високих струмах навантаження, за рахунок синхронного типу конвертації, та низького навантаження, через режим зниження частоти комутації та відповідно зменшення динамічних втрат.

Наступним важливим критерієм відповідає рівень вихідних пульсацій при навантаженні 3А, так як при великих значеннях даного параметра можливі

перебої роботи зі сторони споживача. У наступній Таб.7 зведені дані про вихідні пульсації на кожній мережі живлення у двох модулів.

Таблиця 7 – Рівень вихідних пульсацій напруги

	Напруга пульсацій RMS комбінованого модуля, мВ	Напруга пульсацій RMS багатоканального модуля, мВ
Увих. 5.3 В	10	~12
Увих. 8.4 В	16	~12
Увих. 12 В	120	~12

Як можна спостерігати, відносно виміряних значень та теоретично розрахованих, значення вихідних пульсацій значно зменшиться, що підвищить надійність використання даного модуля та знизить навантаження на вихідні конденсатори. Велике рознесення значень у першому модулі пояснюється 3-а різними схемами живлення, відповідні більше шансів відхилень та можливість пульсацій. Так як значення вихідних пульсацій не залежить від рівня вихідної напруги, а у багатоканальному типу використано одну мікросхему перетворення живлення, рівень вихідних пульсацій буде однаковим. Особливою перевагою є покращення для 12 В мережі, де були присутні значні пульсації вихідної напруги.

Аналіз реакції на швидку зміну навантаження, за що відповідає графік перехідної характеристики, є показником впливу збурень на вихідну стабілізацію. Для комбінованого модуля не вдалося зняти точні параметри через відсутність чіткої осцилограми, але на основі наявних даних та проведення симуляцій, було створено орієнтовне порівняння характеристик, та вказано у Таб.8.

Таблиця 8 – Час реакції на перехідні процеси

	Час реакції комбінованого модуля, мкс	Час реакції багатоканального модуля, мкс
Увих. 5.3 В	~400	9

U _{вих.} 8.4 В	<200	18
U _{вих.} 12 В	-	20

Остаточним етапом зрівняння загальних характеристик двох модулів показано в Таб.9, та згадано всі особливості, на які варто звертати увагу при виборі модуля живлення.

Таблиця 9 – Порівняння основних характеристик модулів

	Комбінований модуль живлення	Багатоканальний модуль живлення
Вхідна напруга, В	16.5 – 52	16.5 – 52
Вихідна напруга, В	5.3, 8.4, 12	5, 5.3, 8.4, 12
Кількість незалежних каналів напруги	3	1
Встановлення вихідної напруги	Ні	Так
Вихідний струм, А	3, 3, 6 (від напруги)	1.5, 2, 4 (від каналу)
Індикація роботи	Ні	Так
Захист від змінної полярності	Так	Так
Захист від перевищення вхідної напруги	Ні	Так
Захист від перевищення вихідної напруги	Так	Так
Захист від заниженої вхідної напруги	Ні	Так
Захист від КЗ на виході	Ні	Так
Захист від КЗ всередині модуля	Ні	Так
Стабілізація струму	Ні	Так

Плавний запуск модуля	Ні	Так
Увімкнення/вимкнення модуля	Ні	Так
Ефективність, %	76 – 90	86 – 96

Продовження таб.9

Вихідні пульсації, мВ	10 – 120	~12
Габарити ШхДхВ, мм	42x71x23	30x55x13
Особливості	Вимір вхідного струму на напруги, пропускання струму 30 А, наявність 3-х вихідних напруг.	Індикація рівня вихідної напруги та роботи кожного каналу, підключення через конектори.

Отже, із вище вказаної таблиці зведення основних характеристик модулів можна остаточно сказати, що новий модуль отримав велику кількість переваг, які підвищили надійність при стресових ситуаціях та точність вихідних параметрів під час експлуатації. Відсутність виміру вхідного струму та напруга була винесена на інший відповідний модуль, та не є необхідною опцією до модуля живлення. Хоча більшість даних із багатоканального модуля є теоретичними, вони є повністю підтверджені через симуляції та відповідають великій достовірності. Перегляд основної концепції виробу дала змогу розглянути інші варіанти компонентної бази, які є доступними на європейському ринку та задовольняють вимоги до масового та швидкого виробництва.

ВИСНОВКИ

В магістерській дисертації досліджено та проведено цілісну ітераційну розробку універсального знижувального модуля живлення, поділеного на етапи: визначення актуальності, огляд ринку, виокремлення основних вимог, розгляд топологій рішення, ітераційна розробка, повноцінне тестування параметрів, симуляція ключових вузлів та порівняння створеного модуля із наявними.

Універсальний модуль живлення є критично необхідним для сфери розробки БпЛА в Україні. Напрямок виробництва дронів також включає якісну розробку енергосистеми, до якої відносяться перетворювачі, власне виробництво яких необхідно освоїти. Було налагоджено масове виробництво модуля живлення, яке інтегроване в БпЛА типу літак та застосовується у бойових застосуваннях. Вирішена проблема із доступом до рідкісних компонентів та виконано заміну на Європейські аналоги.

Розглянуто варіанти готових реалізацій модулів, їх структуру та особливості, винесено основні критерії та недоліки. На основі отриманих даних розглянуто варіанти створених модулів іншими інженерами із винесенням їх недоліків та переваг.

Винесено основні вимоги до характеристик модуля живлення, та на основі структурної схеми рис.3.1 розроблено відповідний модуль. Перелік вимог:

- Вхідна напруга: 18 – 52 (В).
- Вихідна напруга: 5,3; 8,4 та 12 (В).
- Вихідний струм: 3, 3 та 6 (А).
- Вихідні пульсації: 30 мВ.
- Захисти: від зміни полярності.
- Особливості: вимір струму та напруги.

Після розробки принципової схеми, друкованої плати та тестування отриманого прототипу, було винесено основні його характеристики:

- Вхідна напруга: 16.5 – 52 (В).

- Вихідна напруга: 5,3; 8,4 та 12 (В).
- Вихідний струм: 3, 3 та 6 (А).
- Вихідні пульсації: 10 – 120 (мВ).
- ККД: 76 – 90 (%).
- Габарити: 42х71х23 (мм).
- Час стабілізації: до 400 мкс.
- Захисти: від зміни полярності.
- Особливості: вимір струму 0,2 – 100 (А) та напруги 15 – 52 (В).

На основі позитивно проведених налаштувань та виконання бойових завдань, було налагоджено масове виробництво. Далі винесено основні недоліки та бажані покращення. Відносно нових побажання, винесено ключові вимоги до нового типу модуля:

- Вхідна напруга: 18 – 52 (В).
- Вихідна напруга: 5,3; 8,4 та 12 (В).
- Вихідний струм: до 4 А.
- Вихідні пульсації: 20 мВ.
- ККД: 90 %.
- Час стабілізації: від 100 мкс.
- Захисти: від зміни полярності, КЗ, завищена та занижена напруга.
- Особливості: індикація каналів роботи, керування роботою перетворювача.

На основі нових вимог, створено більш стабільний, доступний та надійний універсальний модуль живлення:

- Вхідна напруга: 16,5 – 52 (В).
- Вихідна напруга: 5,3 / 8,4 / 12 (В).
- Вихідний струм: 1,5; 2 та 4 (А).
- Вихідні пульсації: ~12 мВ.
- ККД: 86 – 96 (%).
- Габарити: 30х55х13 (мм).
- Час стабілізації: до 20 мкс.

- Захисти: від зміни полярності, перевантаження, КЗ, завищена та занижена напруга, плавний запуск.

- Особливості: індикація каналів роботи, керування роботою перетворювача.

Розроблені перетворювачі протестовані за допомогою осцилографа, електронного навантаження, блоку живлення та мультиметра. Час реакції на перехідні процеси перевірено через математичну модель у Matlab та порівняно із результатами попередньої версії модуля. Ціль дослідження та розробки виконана та винесено досягнуті переваги:

- Надійність: захисти від КЗ, перевантаження, перевищення та заниження вхідної напруги, багатоканальний тип.

- Універсальність: один модуль на 3-и напруги із індикацією.

- Стабільність: швидка реакція на збурення без коливань.

- Інтеграція: налагоджено виробництво плат на основі Європейської компонентної бази та Українського тестування.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Unmanned Aerial Vehicle (UAV) Market Size [Електронний ресурс].
Доступно за посиланням: <https://www.fortunebusinessinsights.com/industry-reports/unmanned-aerial-vehicle-uav-market-101603>.
2. Maximum Takeoff Weight (MTOW) [Електронний ресурс]. Доступно за посиланням: <https://www.globeair.com/g/maximum-takeoff-weight-mtow>.
3. Large UAS (MGOW 55 Pounds or More) [Електронний ресурс].
Доступно за посиланням: https://www.faa.gov/air_traffic/publications/atpubs/aim_html/chap11_section_3.html.
4. UAV Groups & Classes [Електронний ресурс]. Доступно за посиланням: <https://timesmicrowave.com/uav-groups-classes/>.
5. Classification of the Unmanned Aerial Systems [Електронний ресурс].
Доступно за посиланням: <https://www.e-education.psu.edu/geog892/node/5>.
6. Military drones UAS & UAVS for ISTAR [Електронний ресурс].
Доступно за посиланням: <https://heighttechnologies.com/military-istar-drones/>.
7. Using LiPo Batteries for FPV Drones: Beginner's Guide with Top Product Recommendations [Електронний ресурс]. Доступно за посиланням: <https://oscarliang.com/lipo-battery-guide/>.
8. What does BEC, SBEC, UBEC, and OPTO mean for brushless motor ESCs? [Електронний ресурс]. Доступно за посиланням: <https://drones.stackexchange.com/questions/101/what-does-bec-sbec-ubec-and-opto-mean-for-brushless-motor-escs>.
9. Aircraft DC Power Quality Characteristics of a PCTRU [Електронний ресурс]. Доступно за посиланням: <https://www.championaerospace.com/wp-content/uploads/2022/07/PCTRU-White-Paper.pdf>.
10. Keep your drone flying high with the right circuit protection design [Електронний ресурс]. Доступно за посиланням:

<https://www.edn.com/keep-your-drone-flying-high-with-the-right-circuit-protection-design/>.

11. Using a Switching Regulator vs. Linear Regulator for DC-DC Conversion [Электронный ресурс]. Доступно за посиланням: <https://resources.pcb.cadence.com/blog/2020-using-a-switching-regulator-vs-linear-regulator-for-dc-dc-conversion>.
12. Optimizing Transient Response of Internally Compensated dc-dc Converters With Feedforward Capacitor [Электронный ресурс]. Доступно за посиланням: https://www.ti.com/lit/an/slva289b/slva289b.pdf?ts=1761294394018&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTPS62420.
13. The Top 36 Drone Companies in 2025 [Электронный ресурс]. Доступно за посиланням: <https://www.thedroneu.com/blog/top-drone-companies/>.
14. Matek [Электронный ресурс]. Доступно за посиланням: <https://rcdrone.top/collections/matek>.
15. Power Module PM12S-4A [Электронный ресурс]. Доступно за посиланням: <https://www.mateksys.com/?portfolio=pm12s-4a>.
16. Power Module PM12S-3 [Электронный ресурс]. Доступно за посиланням: <https://www.mateksys.com/?portfolio=pm12s-3#tab-id-2>.
17. Company Introduction [Электронный ресурс]. Доступно за посиланням: <https://hobbywinguav.com/about-us/>.
18. UBEC 5A [Электронный ресурс]. Доступно за посиланням: <https://www.hobbywing.com/en/products/ubec-5a93>.
19. UBEC 10A HV [Электронный ресурс]. Доступно за посиланням: <https://www.hobbywing.com/en/products/ubec-10a-hv289>.
20. FrSky Electronic Co., Ltd. Introduction [Электронный ресурс]. Доступно за посиланням: <https://www.frsky-rc.com/about/>.
21. NEURON 8A SBEC [Электронный ресурс]. Доступно за посиланням: <https://www.frsky-rc.com/product/neuron-8a-sbec/>.

22. Neuron 14A SBEC [Електронний ресурс]. Доступно за посиланням: <https://www.frsky-rc.com/product/neuron-14a-sbec/>.
23. MAUCH Power Monitor [Електронний ресурс]. Доступно за посиланням: <https://ardupilot.org/copter/docs/common-mauch-power-modules.html>.
24. 024: PL 4-14S HYB-BEC / 2x 5.3V / 1x 12.0V [Електронний ресурс]. Доступно за посиланням: <https://mauch-electronic.com/products/024-pl-4-14s-hyb-bee-2x-5-3v-1x-12-0v>.
25. Synchronous vs. Nonsynchronous DC/DC Conversion [Електронний ресурс]. Доступно за посиланням: <https://resources.pcb.cadence.com/blog/synchronous-vs-nonsynchronous-dc-dc-conversion>.
26. Comparing Synchronous to Non-Synchronous Converters [Електронний ресурс]. Доступно за посиланням: <https://www.ti.com/content/dam/videos/external-videos/en-us/1/3816841626001/4495082489001.mp4/subassets/not-all-regulators-are-created-equal-synchronous-v-non-synchronous-presentation.pdf>.
27. Characteristics and Evaluation Method of Switching Regulators [Електронний ресурс]. Доступно за посиланням: https://pages.rohm.com/Tech_download30_En.html.
28. Synchronous or Nonsynchronous Topology? Boost System Performance with the Right DC-DC Converter [Електронний ресурс]. Доступно за посиланням: <https://www.analog.com/en/resources/technical-articles/synchronous-or-nonsynchronous-topology-boost-system-performance-with-the-right-dcdc-converter.html>.
29. Efficiency of synchronous versus nonsynchronous buck converters [Електронний ресурс]. Доступно за посиланням: https://www.ti.com/lit/an/slyt358/slyt358.pdf?ts=1763894257290&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F.
30. LM2596 SIMPLE SWITCHER [Електронний ресурс]. Доступно за посиланням: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2596.pdf>.

31. LM2596 Buck Converter Datasheet, Pinout, Features, Applications [Электронный ресурс]. Доступно за посиланням: <https://www.theengineeringprojects.com/2020/09/lm2596-buck-converter-datasheet-pinout-features-applications.html>.
32. SCT2650 [Электронный ресурс]. Доступно за посиланням: <https://en.silicontent.com/uploads/20241223/c8b4337fd46a49e36ec440cc5319d9c.pdf>.
33. DC to DC Buck Converter Tutorial & Diagram [Электронный ресурс]. Доступно за посиланням: <https://www.analog.com/en/resources/technical-articles/dc-to-dc-buck-converter-tutorial.html>.
34. An Accurate Approach for Calculating the Efficiency of a Synchronous Buck Converter Using the MOSFET Plateau Voltage [Электронный ресурс]. Доступно за посиланням: https://www.ti.com/lit/an/slvaeq9/slvaeq9.pdf?ts=1763384571600&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F.
35. Improved light-load efficiency for synchronous rectifier voltage regulator module [Электронный ресурс]. Доступно за посиланням: https://www.researchgate.net/publication/3280025_Improved_light-load_efficiency_for_synchronous_rectifier_voltage_regulator_module.
36. Improving Buck Converter Light-Load Efficiency [Электронный ресурс]. Доступно за посиланням: https://www.power-mag.com/pdf/feature_pdf/1447858096_Intersil_Feature_Layout_1.pdf.
37. Efficiency of synchronous versus nonsynchronous buck converters [Электронный ресурс]. Доступно за посиланням: <https://www.ti.com/lit/an/slyt358/slyt358.pdf?ts=1763313910656>.
38. LM5116 Wide Range Synchronous Buck Controller [Электронный ресурс]. Доступно за посиланням: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5116.pdf?ts=1763893748451>.

39. EZBuck™ DC-DC Buck Regulators [Электронный ресурс]. Доступно за
 посыланням: <https://www.aosmd.com/products/power-ics/ezbuck-dc-dc-buck-regulators>.
40. AOZ2260AQI-10 28V/6A Synchronous EZBuck™ Regulator
 [Электронный ресурс]. Доступно за посыланням:
<https://www.aosmd.com/sites/default/files/res/datasheets/AOZ2260AQI-10.pdf>.
41. INA169 [Электронный ресурс]. Доступно за посыланням:
<https://www.ti.com/lit/gpn/INA169>.
42. SQS181 [Электронный ресурс]. Доступно за посыланням:
<https://www.vishay.com/docs/62035/sqs181elnw.pdf>.
43. SQJ174 [Электронный ресурс]. Доступно за посыланням:
<https://www.vishay.com/docs/63077/sqj174ep.pdf>.
44. SMD110PL [Электронный ресурс]. Доступно за посыланням:
[https://eu.mouser.com/datasheet/3/225/1/SMD15PL-SMD1200PL\(SOD-123FL\).pdf](https://eu.mouser.com/datasheet/3/225/1/SMD15PL-SMD1200PL(SOD-123FL).pdf).
45. TPS54560 [Электронный ресурс]. Доступно за посыланням:
<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps54560.pdf>.
46. V8PA10 [Электронный ресурс]. Доступно за посыланням:
<https://www.vishay.com/docs/87659/v8pa10.pdf>.
47. JLCPCB [Электронный ресурс]. Доступно за посыланням:
<https://jlcpcb.com>.
48. PCB Trace Width Calculator [Электронный ресурс]. Доступно за
 посыланням: https://www.pcbway.com/pcb_prototype/trace-width-calculator.html
49. Via Current capacity and Temperature rise calculator [Электронный
 ресурс]. Доступно за посыланням:
<https://designertools.app.protoexpress.com/?appid=VCCWCAL&data=ONsTAS5bIR5nFHqIuoQIEqpeYI6FNtC1kNPK9gKk14INuL5nZePBvOxvbHPnk5%20cnHE%20LdwaQf3NPMrsZsHzKD%20%2FM7rjI1AL7Ta>

[RuIf%20k%2FaLF5w5yX8NdWEca2p4jr%2Fqd%2F3jiCq2vt109mcdP9i
tFqb25bcJfU80I08FAEkspybHJoOJbTfc%2FCoK4ZEe1voztLfq9Dfs2X
42lXYJUUnGyJi%20eJFcIvDOZINfUJtZF81UttQPqGh3kPEVQTVWItcA
67vr3TNP%20WeEN22%20bXT7AER4Z2z2hsmst3QN4FxVwxvTJQoS
n0PzSIu7GDixipPk0cwhm3SBk3Vu9L4HLMaXYQ%3D%3D&q=Wed
%20Dec%2010%2013:58:00%20PST%202025](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5069.pdf) .

50. LM5069 [Электронный ресурс]. Доступно за посиланням:
<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5069.pdf>.
51. SiR122 [Электронный ресурс]. Доступно за посиланням:
<https://www.vishay.com/docs/76834/sir122dp.pdf>.
52. SiC46x [Электронный ресурс]. Доступно за посиланням:
<https://www.vishay.com/doc/?65124>.
53. CL21A226MAYNNN [Электронный ресурс]. Доступно за посиланням:
<https://weblib.samsungsem.com/mlcc/mlcc-ec.do?partNumber=CL21A226MAYNNN>
54. TPS25948xx [Электронный ресурс]. Доступно за посиланням:
https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps25948.pdf?ts=1738644109522&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.mouser.in%252F.
55. Jlcpcb pcb-capabilities [Электронный ресурс]. Доступно за посиланням:
<https://jlcpcb.com/capabilities/pcb-capabilities>

ДОДАТОК А

$$V_{out} := 12 \quad f_{sw} := 0.4 \cdot 10^6$$

$$V_{cs_th} := 0.11$$

$$I_{out} := 6 \quad I_{protect} := 22$$

$$V_{in_min} := 36 \quad V_{in_max} := 51$$

$$R_t := \frac{\frac{1}{f_{sw}} - 450 \cdot 10^{-9}}{284 \cdot 10^{-12}}$$

$$R_t = 7.218 \times 10^3$$

$$R_t = 7.2 \text{ k}$$

$$I_{pp} := 0.35 \cdot I_{out} = 2.1$$

$$L := \frac{V_{out}}{I_{pp} \cdot f_{sw}} \cdot \left(1 - \frac{V_{out}}{V_{in_max}}\right)$$

$$L = 1.092 \times 10^{-5}$$

$$L = 4.7 \text{ uH}$$

$$L := 4.7 \cdot 10^{-6}$$

$$Pr_s := V_{cs_th} \cdot I_{out}$$

$$Pr_s = 0.66$$

$$Pr_s = 3$$

$$R_s := \frac{V_{cs_th}}{I_{protect}}$$

$$R_s = 5 \times 10^{-3}$$

$$R_s = 5 \text{ mOhm}$$

$$Cr_{amp} := \frac{5 \cdot 10^{-6} \cdot L}{10 \cdot R_s}$$

$$Cr_{amp} = 4.7 \times 10^{-10}$$

$$Cr_{amp} = 470 \text{ pF}$$

$$C_{out} := 400 \cdot 10^{-6}$$

$$C_{out_min} := 0.6 \cdot C_{out}$$

$$C_{out} = 5 \times 100 \text{ uF}$$

$$ESR := 1 \times 10^{-3}$$

$$\Delta V_{out} := I_{pp} \cdot \sqrt{ESR^2 + \left(\frac{1}{8 \cdot f_{sw} \cdot C_{out_min}}\right)^2}$$

$$\Delta V_{out} = 3.448 \times 10^{-3}$$

$$C_{in} := 47 \cdot 4 \cdot 10^{-6}$$

$$C_{in_min} := 0.4 \cdot C_{in}$$

$$\Delta V_{in} := \frac{I_{out}}{4 \cdot f_{sw} \cdot C_{in_min}}$$

$$\Delta V_{in} = 0.05$$

$$R_{in} := 3.3 \cdot 10^{-3} \quad (0.5 \text{ m, 13AWG})$$

$$L_{wire} := 625 \cdot 10^{-9}$$

$$C_{in_poli} := 500 \cdot 10^{-6}$$

$$Z_s := \sqrt{\frac{L_{wire}}{C_{in_poli}}} \quad Z_s = 0.035$$

$$f_s := \frac{1}{2\pi \sqrt{C_{in_poli} \cdot L_{wire}}} \quad f_s = 9.003 \times 10^3$$

$$Z_{in} := -\frac{V_{in_max}^2}{V_{out} \cdot I_{out}} \quad Z_{in} = -36.125$$

$$\delta := \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{R_{in} + ESR}{Z_s} + \frac{Z_s}{Z_{in}} \right) \quad \delta = 0.06$$

$$I_{protect} := 10$$

$$t_{ss} := \frac{C_{out} \cdot V_{out}}{I_{protect} - I_{out}}$$

$$t_{ss} = 1.2 \times 10^{-3}$$

$$C_{ss} := \frac{t_{ss} \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{1.215}$$

$$C_{ss} = 9.877 \times 10^{-9}$$

$$C_{ss} = 10 \text{ nF}$$

$$t_{ss} = 1.2 \text{ ms}$$

$$R_{fb1} := 1.21 \cdot 10^3$$

$$R_{fb1} = 1.21 \text{ kOhm}$$

$$R_{fb2} := R_{fb1} \cdot \left(\frac{V_{out}}{1.215} - 1 \right)$$

$$R_{fb2} = 1.074 \times 10^4$$

$$R_{fb2} = 10.7 \text{ kOhm}$$

$$V_{out} = 11.95 \text{ V}$$

$$C_{ft} := 1 \cdot 10^{-6}$$

$$t_{off} := C_{ft} \cdot \frac{1.215}{5 \cdot 10^{-6}}$$

$$t_{off} = 0.243$$

$$\begin{aligned}
 I_{out} &:= 6 \\
 D &:= 0.5 \\
 R_{ds_on} &:= 2.3 \cdot 10^{-3} \\
 D &:= \frac{V_{out}}{V_{in_max}} = 0.235 \\
 P_{dc_ho} &:= D \cdot (I_{out}^2 \cdot R_{ds_on} \cdot 1.3) \\
 P_{dc_ho} &= 0.025
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 P_{dc_lo} &:= (1 - D) \cdot (I_{out}^2 \cdot R_{ds_on} \cdot 1.3) \\
 P_{dc_lo} &= 0.082
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_{CC} &:= 12 \\
 Q_g &:= 24 \cdot 10^{-9} \\
 P_{gc} &:= V_{CC} \cdot Q_g \cdot f_{sw} \\
 P_{gc} &= 0.115
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Q_{gh} &:= Q_g \\
 Q_{gl} &:= Q_g \\
 I_{gc} &:= (Q_{gh} + Q_{gl}) \cdot f_{sw} \\
 I_{gc} &= 0.019
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 t_r &:= 5.4 \cdot 10^{-9} \\
 t_f &:= 4.8 \cdot 10^{-9} \\
 P_{sw} &:= 0.5 \cdot V_{in_max} \cdot I_{out} \cdot (t_r + t_f) \cdot f_{sw} \\
 P_{sw} &= 0.624
 \end{aligned}$$

$$P_{total} := P_{dc_ho} + P_{dc_lo} + P_{gc} + P_{sw} = 0.847$$

$$\begin{aligned}
 R_{comp} &:= 22 \cdot 10^3 \\
 C_{comp} &:= 1.8 \cdot 10^{-9} \\
 Chf &:= 80 \cdot 10^{-12} \\
 f_z &:= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{comp} \cdot C_{comp}} \\
 f_z &= 4.019 \times 10^3
 \end{aligned}$$

12 50N06
10 S50N10
8 S60N10

ДОДАТОК Б

Розрахунок SiC463

$V_{in_max} := 52$ $V_{in_nom} := 26$ $V_{in_min} := 16$ $f_{sw} := 0.55 \cdot 10^6$ $\Delta V_{out} := 0.01$

$V_{out_1} := 5.3$ $V_{out_2} := 8.4$ $V_{out_3} := 12$

$I_{out_n} := 2$ $I_{out_max} := 4$ $I_{protect} := 6$

Feedback Voltage

$R_{fb_1} := 10 \cdot 10^3$ $V_{fb} := 0.8$

$R_{fb_h_1} := \frac{R_{fb_1} \cdot (V_{out_1} - V_{fb})}{V_{fb}}$

$R_{fb_h_1} = 5.625 \times 10^4$

$R_{fb_h_2} := \frac{R_{fb_1} \cdot (V_{out_2} - V_{fb})}{V_{fb}}$

$R_{fb_h_2} = 9.5 \times 10^4$

$R_{fb_h_3} := \frac{R_{fb_1} \cdot (V_{out_3} - V_{fb})}{V_{fb}}$

$R_{fb_h_3} = 1.4 \times 10^5$

Switching frequency

$R_{fsw_nom} := \frac{V_{out_2}}{f_{sw} \cdot 190 \cdot 10^{-12}} = 8.038 \times 10^4$

$R_{fsw_nom} := 50 \cdot 10^3$

$f_{sw_1} := \frac{V_{out_1}}{R_{fsw_nom} \cdot 190 \cdot 10^{-12}}$

$f_{sw_1} = 5.579 \times 10^5$

$f_{sw_2} := \frac{V_{out_2}}{R_{fsw_nom} \cdot 190 \cdot 10^{-12}}$

$f_{sw_2} = 8.842 \times 10^5$

$f_{sw_3} := \frac{V_{out_3}}{R_{fsw_nom} \cdot 190 \cdot 10^{-12}}$

$f_{sw_3} = 1.263 \times 10^6$

Inductor

$K := 0.3$

$I_{ripple} := I_{out_max} \cdot K = 1.2$

$$\text{ton} := \frac{V_{\text{out}_2}}{V_{\text{in_nom}} \cdot f_{\text{sw}_2}} = 3.654 \times 10^{-7}$$

$$L_{\text{nom}} := \frac{(V_{\text{in_nom}} - V_{\text{out}_1}) \cdot \text{ton}}{I_{\text{out_max}} \cdot K} = 6.303 \times 10^{-6}$$

$$L_{\text{nom}} := \frac{(V_{\text{in_nom}} - V_{\text{out}_2}) \cdot \text{ton}}{I_{\text{out_max}} \cdot K} = 5.359 \times 10^{-6}$$

$$L_{\text{nom}} := \frac{(V_{\text{in_nom}} - V_{\text{out}_3}) \cdot \text{ton}}{I_{\text{out_max}} \cdot K} = 4.263 \times 10^{-6}$$

$$L_{\text{pk}} := 10 \cdot 10^{-6}$$

Capacitor Output

$$\Delta V_{\text{out}} := 0.01$$

$$V_{\text{ov}} := 0.1$$

$$I_{\text{pk}} := I_{\text{out_max}} + 0.5 \cdot I_{\text{ripple}} = 4.6$$

$$\text{ESR}_{\text{pol}} := 50 \cdot 10^{-3}$$

$$\text{ESR}_{\text{cer}} := 2.7 \cdot 10^{-3}$$

$$\text{Cout}_{\text{pol}} := 100 \cdot 10^{-6}$$

$$\text{Cout}_{\text{cer}} := 3.9 \cdot 10^{-6}$$

$$\text{Cout}_{\text{min}} := I_{\text{pk}} \cdot \left(\frac{1}{8 \cdot \Delta V_{\text{out}} \cdot f_{\text{sw}_1}} \right) = 1.031 \times 10^{-4}$$

$$\text{ESR}_{\text{min}} := \frac{\Delta V_{\text{out}}}{I_{\text{pk}}} = 2.174 \times 10^{-3}$$

$$\text{Cout}_{\text{min}} := \frac{L \cdot I_{\text{pk}}^2}{(V_{\text{ov}} + V_{\text{out}_1})^2 - V_{\text{out}_1}^2} = 1.978 \times 10^{-4}$$

$$\text{Cout}_{\text{min}} := I_{\text{pk}} \cdot \frac{L \cdot \frac{I_{\text{pk}}}{V_{\text{out}_1}} - \frac{I_{\text{out_max}}}{8} \cdot 1 \cdot 10^{-6}}{2(V_{\text{ov}})} = 1.881 \times 10^{-4}$$

$$\text{ESR}_{\text{av_out}} := \left(\frac{1}{\text{ESR}_{\text{pol}}} \cdot 2 + \frac{1}{\text{ESR}_{\text{cer}}} \right)^{-1} = 2.437 \times 10^{-3}$$

$$\text{C}_{\text{av_out}} := (\text{Cout}_{\text{pol}} \cdot 2 + \text{Cout}_{\text{cer}}) = 2.039 \times 10^{-4}$$

Protect current

$$K_{lim} := 240 \cdot 10^3$$

$$R_{lim} := \frac{K_{lim}}{I_{protect} - \frac{(V_{in_nom} - V_{out_2}) \cdot V_{out_2}}{2 \cdot f_{sw_2} \cdot V_{in_nom} \cdot L}} = 4.226 \times 10^4$$

$$R_{lim} := 43.2 \cdot 10^3$$

$$\frac{K_{lim}}{R_{lim}} + \frac{(V_{in_nom} - V_{out_2}) \cdot V_{out_2}}{2 \cdot f_{sw_2} \cdot V_{in_nom} \cdot L} = 5.877$$

$$I_{protect} = 5.747 \dots 6.243$$

Protect current

$$D := 0.5 \quad \Delta V_{in} := 0.1$$

$$I_{c_in} := I_{out_max} \cdot \sqrt{D \cdot (1 - D) + \frac{1}{12} \cdot \left(\frac{V_{out_3}}{L \cdot f_{sw_1} \cdot I_{out_max}} \right)^2 \cdot (1 - D)^2 \cdot D} = 2.012$$

$$I_{c_in} := \sqrt{D \cdot \left(I_{out_max}^2 \cdot D + \frac{I_{ripple}^2}{12} \right)} = 2.015$$

$$C_{in} := I_{out_max} \cdot \frac{D \cdot (1 - D)}{\Delta V_{in} \cdot f_{sw_1}} = 1.792 \times 10^{-5}$$

Inject inductor

$$Pr_{x_max} := 23.5 \cdot 10^{-3}$$

$$V_{ramp_max} := 0.5$$

$$V_{in_max} := 26$$

$$V_{out_2} := 8.65$$

$$D := \frac{V_{out_2}}{V_{in_max}} = 0.333$$

$$R_x := \frac{V_{in_max} \cdot V_{out_2} \cdot (1 - D)}{Pr_{x_max}} = 6.386 \times 10^3$$

$$R_x := 5.9 \cdot 10^3$$

$$Pr_{x_max} := \frac{V_{in_max} \cdot V_{out_2} \cdot (1 - D)}{R_x} = \blacksquare$$

$$C_{x_min} := \frac{Pr_{x_max}}{V_{in_max} \cdot f_{sw_2} \cdot V_{ramp_max}} = 1.136 \times 10^{-9}$$

$$C_x := 8.2 \cdot 10^{-9}$$

$$\text{Vramp_max} := \frac{\text{Prx_max}}{\text{Vin_max} \cdot \text{fsw_1} \cdot \text{Cx}} = 0.198$$

$$\text{Vramp_min} := \frac{(\text{Vin_min} - \text{Vout_1}) \cdot \text{Vout_1}}{\text{Vin_min} \cdot \text{fsw_1} \cdot \text{Cx} \cdot \text{Rx}} = 0.131$$

$$\text{Vramp_max} := \frac{(\text{Vin_max} - \text{Vout_1}) \cdot \text{Vout_1}}{\text{Vin_max} \cdot \text{fsw_1} \cdot \text{Cx} \cdot \text{Rx}} = 0.156$$

$$\text{Vramp_max} := \frac{\text{Prx_max}}{\text{Vin_max} \cdot \text{fsw_2} \cdot \text{Cx}} = 0.125$$

$$\text{Vramp_min} := \frac{(\text{Vin_min} - \text{Vout_2}) \cdot \text{Vout_2}}{\text{Vin_min} \cdot \text{fsw_2} \cdot \text{Cx} \cdot \text{Rx}} = 0.093$$

$$\text{Vramp_max} := \frac{(\text{Vin_max} - \text{Vout_2}) \cdot \text{Vout_2}}{\text{Vin_max} \cdot \text{fsw_2} \cdot \text{Cx} \cdot \text{Rx}} = 0.135$$

$$\text{Vramp_min} := \frac{(\text{Vin_min} - \text{Vout_3}) \cdot \text{Vout_3}}{\text{Vin_min} \cdot \text{fsw_3} \cdot \text{Cx} \cdot \text{Rx}} = 0.049$$

$$\text{Vramp_max} := \frac{(\text{Vin_max} - \text{Vout_3}) \cdot \text{Vout_3}}{\text{Vin_max} \cdot \text{fsw_3} \cdot \text{Cx} \cdot \text{Rx}} = 0.106$$

$$\text{Cnew} := \text{Cx} \cdot \frac{0.168}{0.2} = \blacksquare$$

$$\text{Cy} := \frac{1}{820 \cdot \text{fsw_2}} = 1.379 \times 10^{-9}$$

$$\text{Cy} := 4.7 \cdot 10^{-9}$$

Compensation

$$\text{Rout} := \frac{\text{Vout_3}}{\text{Iout_max}} = 3$$

$$W0 := \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{av_out}}} = 2.215 \times 10^4$$

$$f0 := \frac{W0}{2\pi} = 3.525 \times 10^3$$

$$Wz := \frac{1}{ESR_{av_out} \cdot C_{av_out}} = 2.013 \times 10^6$$

$$fz := \frac{Wz}{2 \cdot \pi} = 3.203 \times 10^5$$

$$Q0 := \frac{R_{out}}{\sqrt{\frac{L}{C_{av_out}}}} = 13.547$$

$$gm := 300 \cdot 10^{-6}$$

$$Gh := 0.15$$

$$Rfb := \frac{Rfb_l}{Rfb_l + Rfb_h_1} = 0.151$$

$$Rcomp := \frac{1}{Gh \cdot gm \cdot Rfb} = 1.472 \times 10^5$$

$$Ccomp := \frac{5\sqrt{L \cdot C_{av_out}}}{Rcomp} = 1.534 \times 10^{-9}$$

Soft Start

$$C_{ss} := 10 \cdot 10^{-9}$$

$$t_{ss} := \frac{C_{ss} \cdot 0.8}{5 \cdot 10^{-6}}$$

$$t_{ss} = 1.6 \times 10^{-3}$$