

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова

Навчально науковий інститут автоматики та електротехніки

Кафедра суднових електроенергетичних систем

«Допущений до захисту»

Завідувач кафедри

Обрубов А. В.



(підпис)

«15» грудня 2025 р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття ступеня вищої освіти «магістр»

на тему:

«Імпульсний перетворювач для живлення суднового електронного обладнання»

Виконав: студент групи 6365м



Купрьохін Д. Є.

(підпис)

Керівник роботи: д. т. н., доцент



Обрубов А. В.

(підпис)

Миколаїв – 2025 р.

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова

Навчально науковий інститут автоматики та електротехніки

Кафедра суднових електроенергетичних систем
Спеціальність 141 «Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка»
Освітня програма «Системи генерування електроенергії та
електропостачання»

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Гарант освітньої програми
Новогрецький С. М.

(підпис)

«10» вересня 2025 р.

**ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ**

на здобуття ступеня вищої освіти «магістр»

Студенту Купрьохіну Денису Євгеновичу

1. Тема роботи: «Імпульсний перетворювач для живлення суднового електронного обладнання»

Керівник роботи д.т.н., доцент Обрубов Андрій Валерійович

Затверджені наказом ректора № 1217-уч. від «14» жовтня 2025 року

2. Термін подання роботи: до 15.12.2025 р.

3. Вихідні дані по роботі: Параметри малопотужних електропристроїв суднової газової системи низького тиску, трансформаторні імпульсні джерела живлення потужністю до 100 Вт, схеми іскрового захисту низьковольтних ланцюгів

4. Перелік питань, що належать до розробки (найменування розділів):

1. Визначення раціональних технічних рішень системи
2. Розрахунки номіналів і режимів роботи системи
3. Ескізний проект блоку живлення
4. Конструкція блоку живлення малопотужних електропристроїв
5. Вартість розробки системи

5. Перелік презентаційних матеріалів:

1. Ціль і задачі роботи
2. Іскробезпечні електричні кола
3. Іскробезпечна система живлення електроклапанів
4. Функціональна схема блоку живлення малопотужних електропристроїв
5. Спрощена схема первинної сторони імпульсного перетворювача ІПН
6. Розрахункова схема перетворювача
7. Експериментальний блок живлення малопотужних електропристроїв

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

7. Дата видачі завдання _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	<i>Аналіз і порівняння робочих характеристик одноконтурних перетворювачів</i>	5.09.2025	виконано
2	<i>Моделювання і налагодження схеми іскрозахисту</i>	24.09.2025	виконано
3	<i>Розрахунки силової схеми перетворювача</i>	15.10.2025	виконано
4	<i>Налаштування макетної конструкції блоку живлення</i>	25.11.2025	виконано
5	<i>Оформлення дипломної роботи</i>	15.12.2025	виконано

Студент

Керівник роботи


(підпис)


(підпис)

Курьохін Д. Є.
(прізвище та ініціали)

Обрубов А. В.
(прізвище та ініціали)

АНОТАЦІЯ

Дипломна робота присвячена проєкту блоку живлення електроклапанів з іскробезпечним виходом для суднової газової системи.

Дипломна робота містить в першому розділі визначення оптимальних технічних рішень блоку живлення і системи іскрозахисту. В другому розділі виконано теоретичний аналіз роботи силової схеми перетворювача і дані формули розрахунків номіналів елементів схеми. В третьому розділі описується практична схема і конструкція блоку живлення електроклапанів. В четвертому розділі розраховано вартість проєкту. В п'ятому розділі розглянуто питання охорони праці в сенсі електробезпеки на судах.

Дипломна робота складається з пояснювальної записки загальним об'ємом 95 сторінок, 25 ілюстрацій, 3 таблиць, 2 додатків і 12 слайдів.

Ключові слова: імпульсний перетворювач; квазірезонансний; іскробезпечний.

ANNOTATION

The diploma thesis is devoted to the design of a power supply unit for solenoid valves with an intrinsically safe output for a shipboard gas system.

The first chapter of the thesis defines the optimal technical solutions for the power supply unit and the intrinsic safety system. The second chapter provides a theoretical analysis of the converter's power circuit and includes formulas for calculating the component ratings. The third chapter describes the practical circuit and the design of the solenoid valve power supply unit. The fourth chapter presents the project cost calculation. The fifth chapter addresses occupational safety issues related to electrical safety on ships.

The diploma thesis consists of an explanatory report totaling 95 pages, 25 illustrations, 3 tables, 2 appendices, and 12 slides.

Keywords: pulse converter; quasi-resonant; intrinsically safe.

ЗМІСТ

Список умовних позначень та скорочень	7
Вступ.....	8
 Розділ 1. Визначення раціональних технічних рішень системи.....	11
1.1. Огляд принципів іскрового захисту потенційно небезпечних зон суден з боку електрообладнання	11
1.1.1. Основні визначення іскрової безпеки	11
1.1.2. Класифікація захищеного електрообладнання	12
1.1.3. Залежності параметрів простих електричних ланцюгів з точки зору іскробезпеки	14
1.1.4. Принципи конструювання іскробезпечного обладнання	19
1.2. Огляд схемних рішень трансформаторних імпульсних перетворювачів.....	22
1.3. Концепція іскрозахисту	25
1.3.1. Пасивні обмежувачі	25
1.3.2. Активні схеми обмежувачів.....	25
 Розділ 2. Розрахунки номіналів і режимів роботи системи	29
2.1. Режими роботи перетворювача	29
2.1.1. Загальні визначення режимів.....	29
2.1.2. Квазі-резонансний режим і режим неперервної провідності.....	30
2.1.3. Режим частотно-імпульсної модуляції.....	36
2.1.4. Енергозберігаючий режим	39
2.2. Розрахунок імпульсного перетворювача	44
2.2.1. Порядок розрахунку параметрів схеми квазірезонансного зворотноходового перетворювача.....	44
2.2.2. Метод розрахунку імпульсного трансформатора.....	45
2.2.3. Регулятор вихідної напруги	48

Розділ 3. Ескізний проект блоку живлення	
малопотужних електропристроїв	50
3.1. Схемні рішення.....	50
3.1.1. Функціональна схема	50
3.1.2. Принципова схема імпульсного перетворювача	52
3.2. Розрахунки параметрів схеми імпульсного зворотноходового	
перетворювача на основі ШІМ-контролера <i>UCC28600</i>	67
 Розділ 4. Конструкція блоку живлення малопотужних електропристроїв	82
 Розділ 5. Вартість розробки системи	90
 Висновки.....	94
 Список використаних джерел.....	95

Список умовних позначень та скорочень

БІЗ – блок іскрового захисту

БЖ – блок живлення

ВАХ – вольт-амперна характеристика

ЕРС – електрорушійна сила

ІПН – імпульсний перетворювач напруги

ККД – коефіцієнт корисної дії

РР – релейне регулювання

СКМ – синхронна комутація на першому мінімумі вільних коливань напруги на первинній обмотці імпульсного трансформатора, якщо мінімум доходить до нуля, то має місце ZVS – режим

ЧІМ – частотно-імпульсна модуляція

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція

ШІМ-К – ШІМ-контролер, мікросхема з системою управління перетворювачем і широтно-імпульсною модуляцією

CCM – *Continuous Conduction Mode* – режим безперервної провідності, коли сукупний струм трансформатора імпульсного перетворювача неперервний

DCM – *Discontinuous Conduction Mode* – переривчастий режим провідності, коли сукупний струм трансформатора імпульсного перетворювача має паузи

EMI – *Electromagnetic Interference* – електромагнітні перешкоди

MOSFET – *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* – КМОП-транзистор, кремнієвий метало-оксидний польовий транзистор

QR – *Quasi-Resonant Mode* – квазірезонансний режим, при якому на деяких ділянках періоду перетворення процеси в силовій частині мають резонансний характер

ZVS – *Zero Voltage Switch* – перемикання силового ключа при нульовій напрузі

ВСТУП

Автоматизовані суднові системи мають розгалужену фізичну структуру, яка складається з окремих малопотужних електричних та електронних пристроїв, що потребують живлення постійною напругою. Наприклад, системи зв'язку та оповіщення, системи контролю та сигналізації, системи газового розподілу палива двигунів. Пристрої паливного або газового обладнання потребують додаткових засобів електричної безпеки, оскільки розташування даного обладнання в закритих приміщеннях судна робить ці приміщення потенційно пожарно та вибухонебезпечними. Тому електрообладнання теж повинно проєктуватися з врахуванням вимог до безпеки. Серед основних мір підвищення безпеки експлуатації електрообладнання в легкозаймистих середовищах використовуються наступні [1]:

- іскрова безпека і захист;
- поліпшена електрична ізоляція з відповідною термостійкістю та екранування;
- зниження робочих напруг електрообладнання;
- дотримання конструктивних проміжків між струмоведучими елементами під напругою;
- герметичні і міцні корпуси електронних схем та електричних апаратів.

Одним з розповсюджених на судах малопотужних електропристроїв є електромагнітні та сервоприводні клапани паливної та газорозподільної автоматики. Вони не можуть бути розташовані в системі довільно, або з міркувань тільки електричного монтажу. Клапани є частиною конструкції газової системи і не завжди можуть бути розміщені в окремих захищених боксах. Клапани розташовуються там, де раціонально прокласти трубопровід або біля, наприклад, газових балонів чи на двигуні. До клапанів протягнуто проводи електроживлення і додатково можуть бути прокладені сигнальні проводи. При можливих порушеннях електричних контактів чи коротких замиканнях проводів під напругою є загроза загоряння газоповітряної суміші з горючими газами. Для зменшення вірогідності загоряння проводи захищають по можливості механічно і створюють схемотехнічні рішення для іскрового захисту електрообладнання.

Принцип іскрового захисту полягає в обмеженні за допомогою схеми живлення напруги, струму і часу короткого замикання на таких значеннях, при яких не відбувається загоряння газоповітряної суміші.

Існують експериментальні дані щодо безпечних значень напруги і струму обмеження ланцюга живлення з точки зору запальної спроможності, які отримано в Державному Макіївському науково-дослідному інституті та в інших лабораторіях з безпеки експлуатації газового обладнання у нас та за кордоном. Згідно з [1], мала напруга і великий струм ланцюга при замиканні можуть привести до великих кондуктивних розігрівів локальних контактних плям на провідниках, а при великій нарузі і малому струмі виникає плазмовий дуговий розряд. Є максимальні значення напруги і струму, при яких не виникає загоряння газової суміші і передається енергія живлення малопотужних електропристроїв.

Актуальність роботи. Отже розробка засобів електричного захисту та безпечних джерел живлення для малопотужних електропристроїв суден-газоходів, газозовів та танкерів, при зростанні техніко-економічних потреб використання цих суден у світі, є безумовно актуальною.

Ціль роботи. Розробити блок живлення з іскробезпечним виходом для малопотужних електропристроїв автоматики суден. Блок живлення повинен живитися від бортової мережі напругою в межах 85-265 В. Вихідні напругу і струм треба визначити з критерію найбільшої допустимої потужності з точки зору іскробезпеки.

Для досягнення поставленої цілі вирішено наступні задачі.

- Визначення оптимальних параметрів іскробезпечних ланцюгів.
- Визначено структуру і схемотехнічні рішення.
- Розраховано параметри силової схеми.
- Оцінено вартість розробки блоку живлення малопотужних електропристроїв.
- Зроблено висновки по роботі.

Предметом дослідження є параметри іскрової безпеки систем паливного та газорозподілу суднових двигунів.

Об'єкт дослідження – це системи низьковольтного живлення електричної паливної та газової апаратури і засоби іскрозахисту ланцюгів живлення.

Методи дослідження: методи розрахунку електричних ланцюгів, методи розрахунку імпульсних перетворювачів, графоаналітичний метод, імітаційне моделювання електронних схем, методи обробки результатів експериментів.

Наукова новизна роботи полягає в запропонованій концепції електронної системи іскрозахисту імпульсного джерела живлення, яка дозволила знизити енергію можливих розрядів у вихідних колах перетворювача до безпечного рівня.

Інженерна та практична цінність роботи. В даній роботі представлено ескізний проект компактного і надійного імпульсного блоку живлення малопотужних електропристроїв з широким діапазоном напруги живлення. Розроблений блок живлення було виготовлено у вигляді опитного зразка і проведено іспити в умовах, наближених до вірогідних умов експлуатації на судні. Іспити підтвердили високі технічні характеристики та експлуатаційні властивості блоку живлення.

Також запропоновано оригінальне схемотехнічне рішення електронного блоку іскрозахисту, яке задовольняє вимогам стандартів до іскрозахисту, характеризується компактними розмірами, повторюваністю схеми, стабільністю характеристик і високою надійністю. Розроблений блок іскрозахисту можна рекомендувати для використання в потенційно небезпечних середовищах в суднових системах живлення апаратів, датчиків, освітлювачів та інших малопотужних електропристроїв.

Розділ 1. Визначення раціональних технічних рішень системи

1.1. Огляд принципів іскрового захисту потенційно небезпечних зон суден з боку електрообладнання

1.1.1. Основні визначення іскрової безпеки

Іскробезпечне електричне коло [1] визначається як ланцюг, в якому розряди або термічні впливи, що виникають під час нормального режиму роботи електрообладнання, а також в аварійних режимах, не викликають запалення вибухонебезпечної суміші.

Вид вибухозахисту "іскробезпечне електричне коло" ґрунтується на підтримці іскробезпечного струму (напруги, потужності або енергії) в електричному ланцюзі. При цьому під іскробезпечним струмом (напругою, потужністю або енергією) мається на увазі найбільший струм (напруга, потужність або енергія) в електричному ланцюзі, який при можливих розрядах не викликає займання вибухонебезпечної суміші в запропонованих відповідними стандартами умовах випробувань. До такого роду стандартів можна віднести: ГОСТ 22782.5-78 «Електрообладнання вибухозахищене з видом вибухозахисту «іскробезпечне електричне коло» або міжнародні стандарти IEC 79-3 Spark Test Apparatus for Intrinsically Safe Circuits, IEC 79-11 Construction and Test of Intrinsically Safe and Associated Apparatus .

Під **коефіцієнтом іскробезпеки** мається на увазі відношення мінімальних запалюючих параметрів до відповідних іскробезпечних.

За стандартами США для вибухозахисту типу "іскробезпечне електричне коло" прийняті наступні коефіцієнти іскробезпеки:

1,5 – при найбільш несприятливих умовах і одному пошкодженні,

1 – при найбільш несприятливих умовах і двох пошкодженнях.

У Північній Америці прийнято коефіцієнт іскробезпеки 1,5 по енергії, якщо пристрій розроблений таким чином, експериментально випробувано. При теоретичних дослідженнях застосовується коефіцієнт 2 по напрузі і струму для

нормального режиму і для одного пошкодження в аварійному режимі, коефіцієнт 1,33 застосовується для аварійного режиму з двома ушкодженнями.

Основною причиною підвищення значень коефіцієнтів іскробезпеки при теоретичних дослідженнях є невідомість номінальних значень компонентів. Наприклад, значення індуктивності може залежати від методу вимірювання.

Відповідно до європейських стандартів і вітчизняним ГОСТом 22782.5-78 іскробезпечні кола повинні мати коефіцієнт іскробезпеки не нижче 1,5 в нормальному режимі роботи електрообладнання, а також в аварійних режимах при штучно створюваних пошкодженнях його елементів і сполук.

Коефіцієнт іскробезпеки 1,5 застосовується до напруги і струму, йому відповідає коефіцієнт 2,25 за енергією.

1.1.2. Класифікація захищеного електрообладнання

У стандартах на електрообладнання з видом вибухозахисту "іскробезпечне електричне коло" розглядаються три типи пристроїв:

- елементарні пристрої,
- іскробезпечне електрообладнання,
- пов'язане електрообладнання.

До елементарних пристроїв відносяться такі, в яких не перевищується жодне з наступних значень: 1,2 В; 0,1 А; 20 мкДж; 25 мВт. До цієї категорії відносяться пасивні приймаючі елементи (термопари, резистивні датчики, контакти, світлодіоди і т.д.), які можуть бути безпосередньо розміщені на небезпечних ділянках. Вони не вимагають сертифікації та маркування.

Іскробезпечним електроустаткуванням є електрообладнання, у якого зовнішні і внутрішні електричні ланцюги іскробезпечні. Зовнішнє обладнання, таке як вихідні елементи, перетворювачі «струм-тиск», клапани соленоїдів і т.д., що застосовується у вибухонебезпечних зонах, має бути сертифіковане на іскробезпечність. Сертифікація ґрунтується на максимальному рівні енергії (група газу) і величиною температури самозаймання.

Маркування електрообладнання, що встановлюється у вибухонебезпечних умовах, повинно містити позначення рівня іскробезпечного ланцюга.

В електрообладнанні групи II, розрахованому для застосування в конкретному нафтовому газі або на парі, замість позначення підгрупи температурного класу по ГОСТ 12.2.020-76 вказується найменування цього газу або пари. Приклад: ExiaIIС або ExibIIА «В комплекті ... (вказується скорочене найменування комплекту електрообладнання або системи)».

В електрообладнанні групи II, призначеному для установки поза вибухонебезпечною зони і має іскробезпечні кола, в маркуванні по ГОСТ 12.2.020-76 повинні бути виключені знаки рівня вибухозахисту і температурного класу.

Приклад: OExia аміак «В комплекті ... (вказується скорочене найменування електрообладнання або системи)».

До пристроїв пов'язаного електрообладнання відносять електрообладнання або його ланцюги, які при нормальному або аварійному режимі роботи не відокремлені гальванічно від іскробезпечних кіл.

Блоки живлення, пасивні бар'єри, ізольовані бар'єри постійного струму і контрольно-вимірювальне обладнання, які застосовуються для сполучення і вимірювання сигналів, що надходять з небезпечних зон, є основною частиною цього типу обладнання і повинні бути сертифіковані на відповідність максимального значення енергії (група газу), яке може бути передано у вибухонебезпечну зону.

Електрообладнання повинно розміщуватись у вибухобезпечній зоні, а при розміщенні у вибухонебезпечному середовищі повинно мати відповідні види вибухозахисту.

У європейській практиці для пов'язаного електрообладнання, розміщеного у вибухобезпечній зоні, застосовується наступне маркування: [Ex ia] II, С.

Пов'язане електрообладнання, розміщене у вибухонебезпечній зоні і має вид вибухозахисту «вибухонепроникна оболонка», маркується наступним чином: Ex «d» [ia] II, С Т4.

Маркування в квадратних дужках вказує на те, що це пов'язане електрообладнання.

Вибухозахищене електрообладнання з видом вибухозахисту "іскробезпечне електричне коло", розміщене у вибухонебезпечній зоні, має бути також сертифіковане на відповідність величиною температури самозаймання.

1.1.3. Залежності параметрів простих електричних ланцюгів з точки зору іскробезпеки

Типові електричні ланцюги містить джерело напруги U , опори R , індуктивність L , ємність C і відкритий розрядний перемикач, з'єднані, як показано на рис. 1.1, а, б.

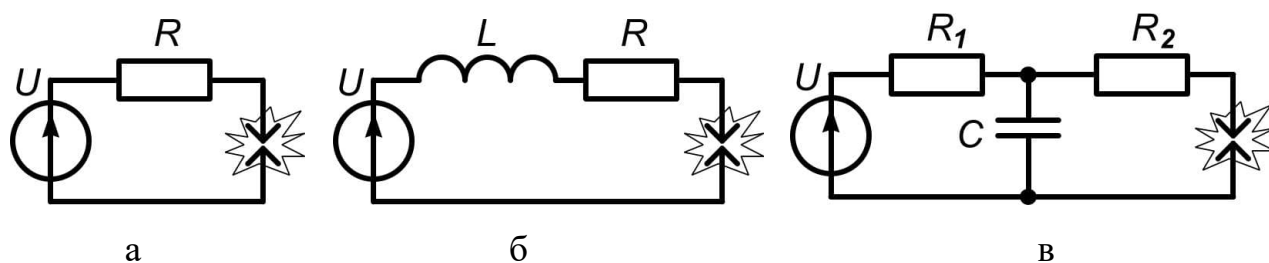


Рис.1.1. Елементарні ланцюги: а – омичний ланцюг, б – індуктивний ланцюг, в – ємнісний ланцюг

Для аналізу електричного кола на іскробезпечність необхідно розглядати реактивні елементи ланцюга (індуктивності і ємності), які такі, що здатні накопичувати і віддавати енергію. Коли перемикач, розташований в небезпечній зоні, розімкнути, конденсатор накопичує електричну енергію, яка виділяється при замиканні перемикача, утворюючи електричну іскру. Таким же чином при замкнутому перемикачі індуктивність накопичує магнітну енергію, яка виділяється у вигляді електричної дуги при розмиканні перемикача. Значення енергії, що виділяється електричним колом, має бути нижчою за мінімальну енергію підпалювання газоповітряної суміші, яка присутня в небезпечній зоні.

Теоретичне визначення точного значення енергії, накопиченої в електричному ланцюзі, не завжди можливо, особливо якщо джерелом живлення виробляється енергія вища за енергію, що накопичена всіма реактивними елементами. З цієї причини характеристики іскробезпечних електричних ланцюгів

представляються у вигляді співвідношення між електричними параметрами ланцюга, напругою, струмом і мінімальною енергією підпалювання небезпечної атмосфери.

Електричне коло будь-якої складності може бути послідовно розглянуто як омичне, індуктивне і ємнісне. Якщо критерії безпеки відповідають різним типам ланцюгів, то початковий ланцюг може вважатися іскробезпечним.

Визначення займаючого струму для індуктивного, омичного або ємнісного ланцюгів проводиться за допомогою установок для контрольних випробувань електричних ланцюгів на іскробезпечність. Детальний опис методики визначення займаючого струму і напруги і побудови характеристик іскробезпеки наводиться в ГОСТ 22782.5-78 «Електрообладнання вибухозахищене з видом вибухозахисту "іскробезпечне електричне коло"» [2]. Стандарт повністю відповідає документам МЕК 79-3 (1972 г.) і 79-11 (1976 г.) в частині основних технічних вимог і методів випробувань. Характеристики іскробезпеки будуються в прямокутній системі координат з логарифмічним масштабом. Експериментальні точки (займаючі параметри) визначаються для ланцюгів з індуктивністю 1, 10, 100 мкГн; 1, 10, 100 мГн; 1, 10 Гн і т. д. Або з ємністю 100, 1000, 10000, 100000 пФ; 1, 10, 100 мкФ і т. д., з розрядними резисторами 1, 10, 100, 1000 Ом і т.д. Величини напруги приймаються, виходячи зі зручності їх подальшого використання. Зазвичай використовують ряд значень 7,5; 15; 24; 30; 45; 70; 120 В.

Електричне коло вважається омичним рис. 1.1,а, якщо реактивні опори та провідності (індуктивні або ємнісні) дорівнюють нулю або незначні.

Енергія в цьому типі електричного кола залежить від напруги джерела живлення U і струму, обмеженого розрядним резистором R . У цьому випадку важко встановити співвідношення мінімальної енергії підпалювання і стану в ланцюзі, при якому утворюється іскра.

Експериментальні дослідження цих електричних кіл доводять, що здатність до займання вибухонебезпечних сумішей залежить від напруги в режимі холостого ходу $U_{х.х.}$ і струму короткого замикання $I_{к.з.}$. Залежності мінімального

займаючого струму від напруги джерела в омичному ланцюзі (індуктивність менш 100 мкГн) для представлених вибухонебезпечних сумішей показані на рис. 1.2.

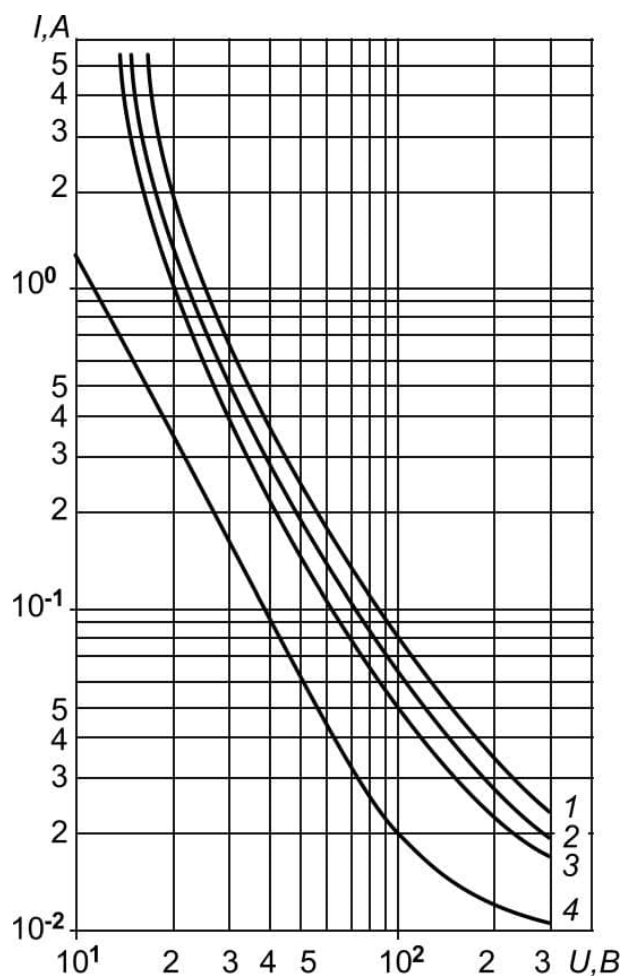


Рис. 1.2. Залежності мінімального займаючого струму від напруги джерела в омичному ланцюзі (Індуктивність менш 100 мкГн): 1 – група I (метано-повітряна суміш); 2 – підгрупа ІА (пентан-повітряна суміш); 3 – підгрупа ІВ (етилено-повітряна суміш); 4 – підгрупа ІО (воднево-повітряна суміш)

Для визначення значення іскробезпечного струму (напруги) необхідно при заданих електричних параметрах ланцюга визначити мінімальний займаючий струм (напругу) заданої вибухонебезпечної суміші і розділити його на коефіцієнт іскробезпеки, тобто на 1,5. При розрахунку ланцюгів змінного струму необхідно приймати амплітудні значення струму і напруги.

Електричне коло вважається індуктивним рис. 1.1,б, якщо реактивний опір, який визначається індуктивністю L ланцюга, вище активного опору.

Максимальний струм, що протікає в ланцюзі при замкнутому перемикачі, визначається як $I = U / R$. Індуктивність накопичує енергію в кількості $E = LI^2 / 2$. Коли ланцюг розмикається, напруга на індуктивності $u_L = L \partial i / \partial t$ складається з напругою джерела живлення U . Магнітна енергія, накопичена в індуктивності, і енергія джерела виділяються у вигляді електричної дуги.

На рис. 1.3 наводяться залежності мінімального займаючого струму від індуктивності ланцюга і напруги джерела для метано-повітряної суміші (група I).

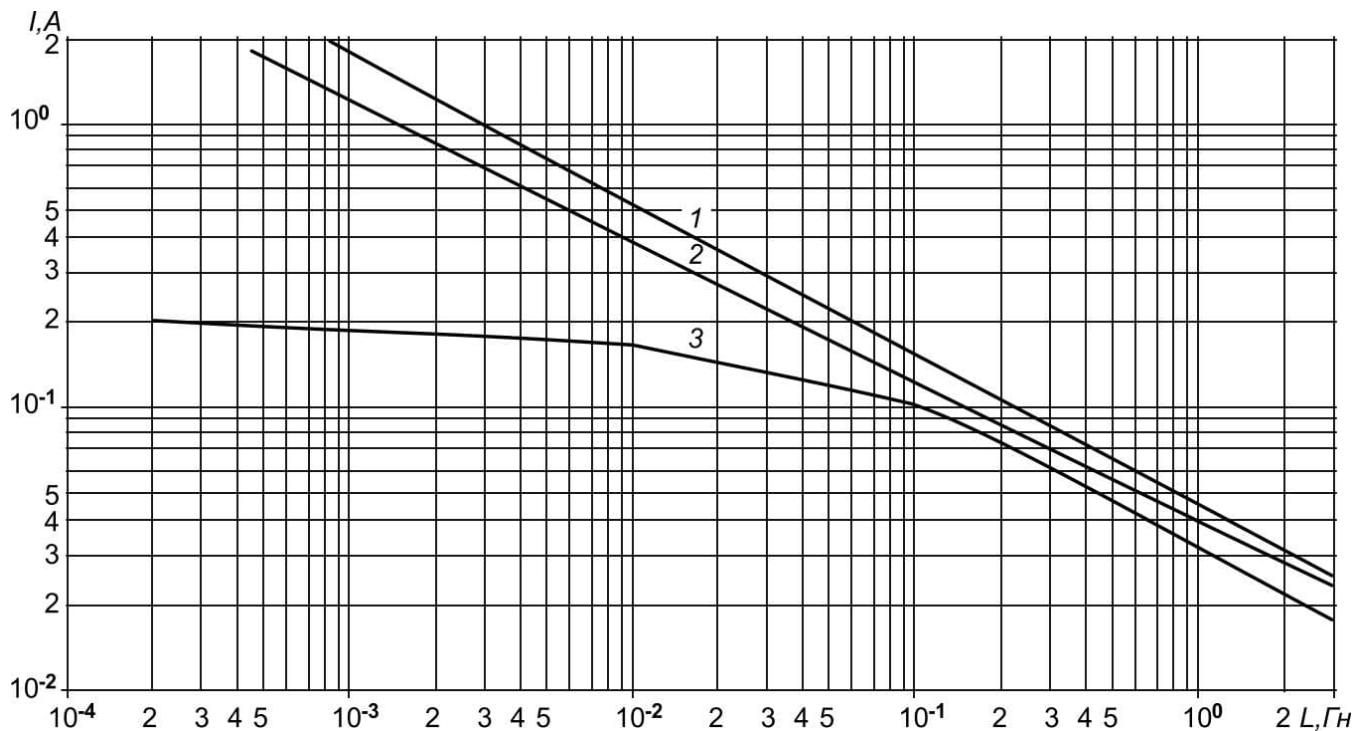


Рис. 1.3. Залежності мінімального займаючого струму від індуктивності ланцюга і напруги джерела для метано-повітряної суміші (група I) при напругах джерела: 1 – 12 В; 2 – 24 В; 3 – 70 В

Залежності мінімальних займаючих струмів від індуктивності для інших вибухонебезпечних сумішей можна знайти в [2, 3].

На рис. 1.4 наведені орієнтовні значення індуктивності проводів довжиною 10 м в залежності від діаметру, які розраховано по формулі із [4] $L(d) = (\mu_0 L / 2\pi)(\ln(4l/d) - 0,75)$, де L – індуктивність, Гн; $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ Гн/м – магнітна постійна, d – діаметр проводу, м; l – довжина проводу, м. Індуктивність проводів більшої довжини визначається приблизно пропорційно збільшенню.

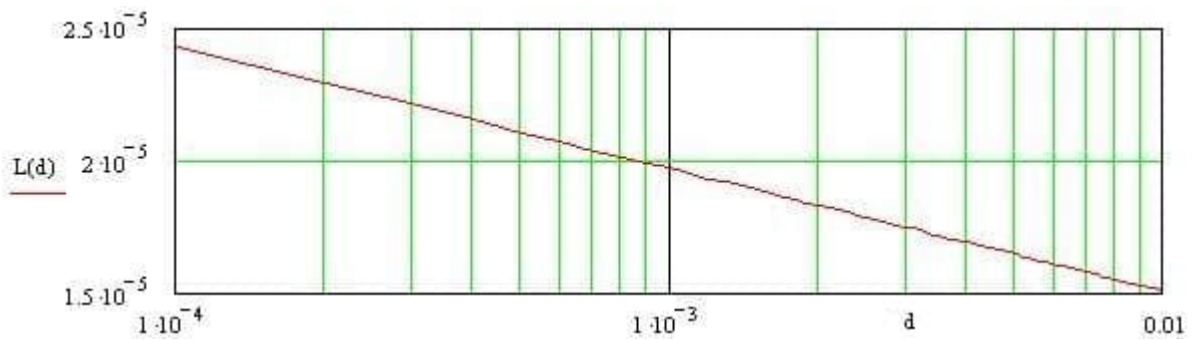


Рис. 1.4. Залежність індуктивності прямого проводу довжиною 10 м від діаметру

Електричне коло вважається ємнісним рис. 1.1,в, якщо реактивна ємнісна провідність вище активної провідності. Початково конденсатор заряджається до напруги U ; в момент замикання ланцюга енергія, накопичена конденсатором $E = CU^2/2$, виділяється у вигляді електричної іскри. Розряд конденсатора є неповним і відбувається не миттєво. Розрядний резистор R_2 , збільшує час розряду, розсіює частину накопиченої енергії, і таким чином обмежує енергію, що виділяється в місці контакту. Залежності мінімальної займаючої напруги, від ємності і опору ланцюга для пентал-повітряної суміші наведені на рис. 1.5.

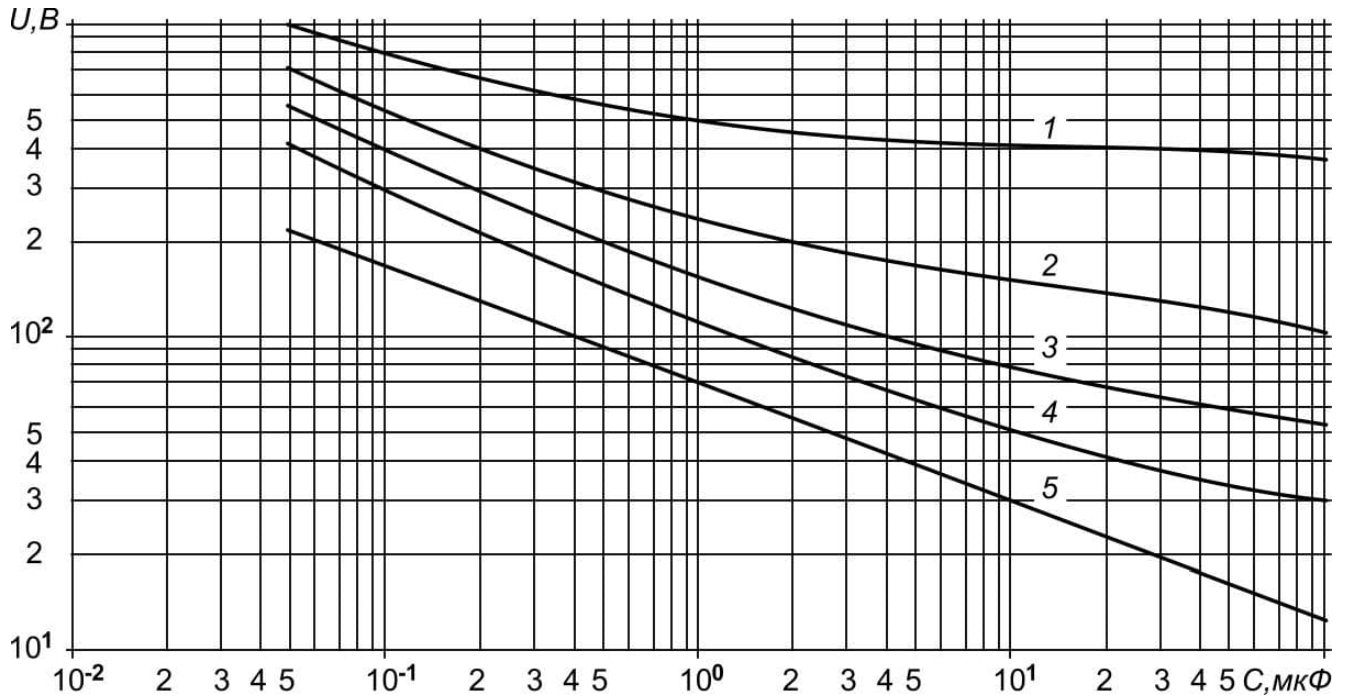


Рис. 1.5. Залежності мінімальної займаючої напруги від ємності C ланцюга і опору обмежувального резистора R_2 для пентал-повітряної суміші:

1 – $R_2 = 10$ кОм; 2 – $R_2 = 1,0$ кОм; 3 – $R_2 = 0,1$ кОм; 4 – $R_2 = 0,01$ кОм; 5 – $R_2 = 0$

1.1.4. Принципи конструювання іскробезпечного обладнання

З точки зору електротехніки, конструкція вибухозахищеного електрообладнання з видом вибухозахисту "іскробезпечне електричне коло" повинна обмежувати максимальні значення струму і напруги, які можуть бути присутніми в небезпечних зонах в результаті аварійного режиму або поєднання аварійних режимів зі значеннями характеристик іскробезпеки нижче значень, отриманих після застосування відповідного коефіцієнта іскробезпеки.

З конструкторської точки зору, повинні застосовуватися пристрої, що гарантують цілісність деталей і ланцюгів, від яких залежить іскробезпечність.

Стандарти, які стосуються іскробезпеки, описують, головним чином, наступні аспекти:

- Вимоги до елементів електрообладнання,
- Розміри елементів,
- Розподіл провідників,
- Ізоляція,
- Людський фактор.

Іскробезпечне електрообладнання повинно залишатися безпечним в аварійних режимах при одному або двох пошкодженнях. Як правило, електричне пошкодження може бути викликано зносом компонентів або випадковим коротким замиканням.

В елементах, від яких залежить іскробезпечність ланцюга, повинні бути передбачені заходи, що підвищують їх надійність. В електричному ланцюзі не повинно бути елементів, навантажених більше, ніж на $2/3$ номінальних значень струму, напруги або потужності. Елементи, які не відповідають цим вимогам, повинні розглядатися як ті, що можуть бути ушкодженими.

Наступні елементи відносяться до надійних:

- Метало плівкові резистори;
- Дротяні резистори, якщо в конструкції вжиті заходи проти розмотування і закорочування витків, наприклад просочення обмоток ізоляційним лаком;

- Реле, електромагнітні контактори, оптопари, конструкція яких відповідає вимогам стандарту до іскрозахисних елементів;

- Трансформатори (сигнальні і силові): мережева (первинна) обмотка трансформатора повинна забезпечуватися струмовим захистом, наприклад плавкими запобіжниками.

- У системах електропостачання з заземленою нейтраллю струмовий захист має встановлюватися в кожен провід мережевий обмотки. У системах з ізолюваною нейтраллю запобіжники повинні встановлюватися в трифазних трансформаторах – в дві фази, в однофазних трансформаторах – в одну фазу. Конструкція трансформатора повинна бути такою, щоб обмотка, яка живить іскробезпечні і гальванічно пов'язані з ними іскронебезпечні ланцюги, була надійно ізолювана від решти обмоток. Електричні параметри (ізоляція, струм холостого струму) повинні відповідати вимогам стандарту;

- Конденсатори повинні включатися послідовно (мінімум два в ланцюзі), не допускається застосування танталових і електролітичних конденсаторів;

- Напівпровідникові елементи, такі як діоди, стабілітрони, повинні бути дубльовані, і іскробезпечність ланцюга не повинна порушуватися при відключенні одного з шунтуючих елементів. Допускається послідовне включення двох діодів, при цьому падіння напруги на кожному з них не повинно перевищувати $\frac{2}{3}$ зворотного робочої напруги. Діоди випрямного пристрою, що використовуються в якості іскрозахисних, повинні розраховуватися на струм короткого замикання на вихідних затискачах випрямного пристрою;

- Транзистори, що застосовуються в якості шунтуючих, повинні бути дубльовані; в транзисторах, що застосовуються в якості обмежувальних, емітер та база повинні бути з'єднані через шунтуючий резистор.

З'єднання елементів іскробезпечного кола всередині електрообладнання повинно виконуватись способами, що забезпечують довговічність в умовах експлуатації, наприклад пайкою або зварюванням. Кріплення елементів повинно виключати можливість зменшення електричних зазорів або замикання між ними.

Висновки. Опираючись на наведені вище експериментальні дані можна визначити найбільш ефективні параметри ланцюгів електроживлення при дотриманні іскробезпечних умов. Омичне коло дає параметри іскробезпечності для максимальної переданої до споживача потужності 10-75 Вт при 15 В і 5-25 Вт при 25 В. при більшій напрузі допустима потужність знижується. Індуктивне коло обмежує максимально допустимий струм. При індуктивності менше за 1 мГн струм не менше за 2 А при 12 В, і при індуктивності менше 200 мкГн допустимий струм більше 2 А при 24 В, Від ємності залежить допустима напруга. Для ємності менше 100 нФ і розрядному опорі 0 Ом допустима напруга 12 В, а для 1 мкФ і розрядному опорі 1 кОм напруга не менша 25 В.

Таким чином, оптимальні параметри іскробезпечного ланцюга живлення наступні: напруга живлення 12-25В, струм відповідно 2,5-1А, середня потужність на один іскробезпечний канал з врахування пускових струмів складає 30-40Вт, ємність порядку 100нФ-1мкФ, вихідний опір більше 1кОм.

Таке сполучення параметрів можна досягти тільки за допомогою електронної схеми з функцією стабілізатора максимального струму з великим диференційним вихідним опором. Додатково слід обмежити час протікання максимального струму в режимах близьких до короткого замикання для запобігання перегріву елементів схеми та зменшення вірогідності розмикання під струмом. Споживачі з власною ємністю і з власною індуктивністю повинні мати вхідні діоди для розсіювання накопиченої енергії і запобігання зворотного її витоку в ланцюги живлення.

1.2. Огляд схемних рішень трансформаторних імпульсних перетворювачів

Існує декілька типових схемних рішень імпульсних перетворювачів з трансформаторами. Для того, щоб обрати оптимальне схемне рішення, треба розглянути особливості імпульсних перетворювачів згідно з класифікацією [5], яка представлена в табл. 1.1.

Таблиця 1.1. Класифікація імпульсних перетворювачів

Класифікаційна характеристика	Різновиди імпульсних перетворювачів		
Силові схеми	Однотактні		Двохтактні
Режими роботи трансформатора	Зворотньоходові	Прямоходові	
Спосіб регулювання потужності	Широтно-імпульсне регулювання (ШІМ)	Частотно-імпульсне регулювання (ЧІМ)	Релейне регулювання (РР)
Тип комутаційних процесів силових ключів	Жорстка комутація	Резонансні	Квазірезонансні

Розглянемо характеристики кожного рядка таблиці.

1. Силові схеми. Однотактні перетворювачі містять менше деталей в порівнянні з двотактними і мають більшу комутаційну стійкість. Діапазон потужностей однотактних схем 1-5000 Вт. Однак вони найбільш використовуються при потужностях до 300 Вт. Двотактні перетворювачі зазвичай використовуються на потужностях від декількох сот Ватт та більше, до багатокіловатних величин. Комутаційна стійкість двотактних схем забезпечується спеціальними засобами, наприклад формуванням комутаційної паузи. Оскільки потужність проєктованого джерела порядку 30-40 Вт, обираємо однотактну схему, як простіше і компактніше рішення з прийнятними характеристиками.

2. Режими роботи трансформатора. Зворотньоходові перетворювачі найпростіші, однак характеризуються найменшим використанням силових елементів по потужності. Практичний діапазон потужностей 1-100 Вт, іноді до 300 Вт. Прямоходові перетворювачі мають більше силових елементів, ліпше

використання елементів по потужності і використовуються при порівняно більших потужностях 50-5000 Вт. Обираємо зворотногоходний перетворювач, оскільки він найпростіший і на потужності в десятки Ватт коефіцієнт використання силових елементів не є найважливішою характеристикою.

3. Спосіб регулювання потужності. Широтно-імпульсна модуляція (ШІМ) дозволяє регулювати потужність в самому широкому діапазоні з найменшими пульсаціями. Кратність регулювання складає 10 та більше. Однак при регульованому зниженні потужності перетворювача виникають перерегулювання і система зі зворотнім зв'язком втрачає стійкість в малому, в результаті чого перетворювач переходить в релейний режим (РР) з підвищеними пульсаціями. Частотне регулювання (ЧІМ) дозволяє забезпечити прийнятні умови комутації, однак діапазон регулювання є обмеженим, зазвичай кратність не перевищує 2-5. Сучасні контролери імпульсних перетворювачів працюють мають комбіновані способи регулювання потужності. На малих рівнях потужності 0-10% перетворювач працює в релейному режимі. На середніх рівнях 10-30% може використовуватись ЧІМ з синхронізацією процесу в квазірезонансному режимі. На потужностях вище 30% використовується ШІМ.

4. Тип комутаційних процесів силових ключів. Жорстка примусова комутація силових ключів незалежно від стану інших елементів схеми перетворювача забезпечує надійну керуваність схеми і широкий діапазон регулювання вихідних величин. Але основними проблемами жорсткої комутації є відносно великі комутаційні втрати енергії, нагрів силових ключів, великі генеровані електромагнітні перешкоди в частотному діапазоні до сотень мегагерц. Для зменшення небажаних побічних ефектів жорсткої комутації використовують резонансний або квазірезонансний режими роботи схем перетворювачів. Оскільки резонансні перетворювачі використовуються для спеціальних навантажень та для підвищення напруги і зазвичай мають двохтактні схеми, найбільш підходящим для проектного перетворювача є квазірезонансний режим роботи.

Додатково для підвищення ККД слід використовувати на вторинній стороні синхронний випрямляч з польовим транзистором в якості ключа. Існує ряд контролерів синхронних випрямлячів для одноктних схем перетворювачів.

Таким чином для визначеної потужності 30-40 Вт обрано наступну концепцію перетворювача на рис. 1.6. – одноктна зворотньоходова схема з квазірезонансним режимом комутації і комбінованим регулюванням потужності.

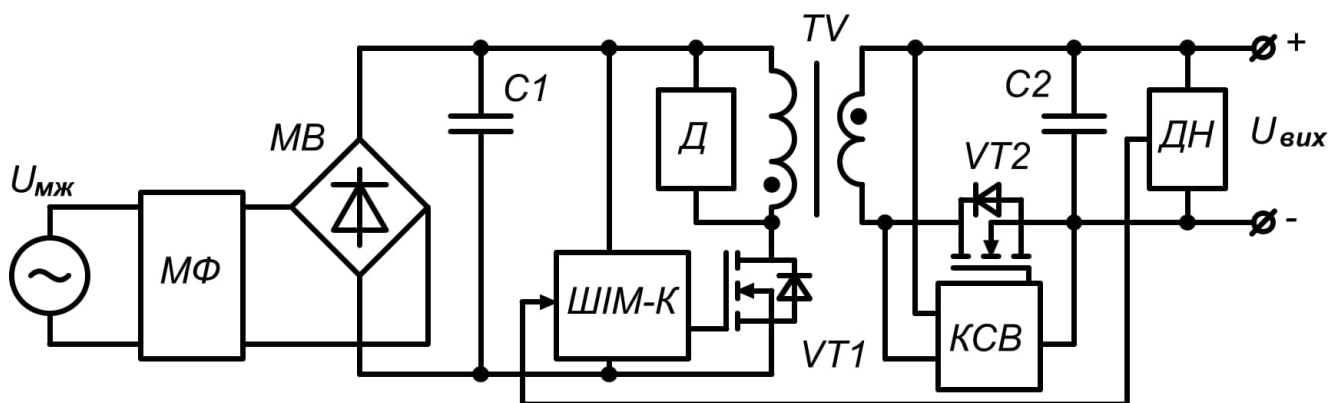


Рис. 1.6. Функціональна схема обраної концепції імпульсного перетворювача, де:

$U_{мж}$ – напруга бортової мережі живлення, $U_{вих}$ – вихідна напруга,

$МФ$ – мережевий фільтр, $C1$, $C2$ – первинна та вторинна фільтруючі ємності,

$VT1$, $VT2$ – силові ключі – польові транзистори, TV – імпульсний трансформатор,

$ШИМ-К$ – ШІМ-контролер, $Д$ – демпфер первинний, $КСВ$ – контролер

синхронного випрямляча, $ДН$ – датчик напруги

Даний імпульсний перетворювач має наступні переваги:

- проста і надійна силова схема,
- захист від перевантажень,
- компактне і менш коштовне технічне рішення,
- відносно малий рівень втрат потужності,
- висока комутаційна стійкість,
- помірний рівень генерованих перешкод,
- низький рівень споживаної потужності в режимі холостого ходу,
- широкий діапазон напруги живлення.

1.3. Концепція іскрозахисту

1.3.1. Пасивні обмежувачі

Іскрозахисні схеми – блоки іскрозахисту (БІЗ) такого типу є найпростішими і виконують функції обмеження напруги та струму ланцюгів. Обмеження напруги здійснюється за допомогою стабілітронів, а обмеження струму – за допомогою резисторів. Такі ланцюги доцільніше використовувати для підключення пасивних датчиків, сигнальних контактів, індикаторів. Простота цих БІЗ сприяє надійності, але обмежувальні стабілітрони і резистори в номінальних режимах можуть розсіювати суттєву потужність, тому для ланцюгів живлення можна рекомендувати тільки використання стабілітронів при робочих напругах менших за напруги обмеження.

1.3.2. Активні схеми обмежувачів

Основна відмінність між пасивними і активними БІЗ полягає в керованих елементах і в гальванічній розв'язці, яка застосовується для ізоляції між вибухобезпечною зоною і електричними ланцюгами, що забезпечують іскробезпечність. Ця конфігурація не дозволяє небезпечній напрузі, яку докладено до затискачів, розташованих у вибухобезпечній зоні, бути переданою у вторинні кола без обмеження по максимальній напрузі при аварійній ситуації.

Так як вихідний потенціал є плаваючим по відношенню до землі, то при пошкодженні струм не протікає через енергообмежуючі ланцюги, тому немає необхідності жорстко заземлювати енергообмежуючі ланцюги та активний БІЗ.

Переваги активних обмежувачів:

- немає необхідності в розгалуженій системі заземлення,
- малі втрати потужності і невеликий розігрів елементів,
- гальванічна ізоляція знімає проблеми зворотних струмів і забезпечує найвищий коефіцієнт придушення перешкод,
- можливість трансформації і регулювання напруги живлення,
- керованість зовнішніми сигналами,
- багаторазове спрацьовування.

На рис. 1.7,а наведено функціональну схему іскробезпечної системи живлення малопотужних електропристроїв з імпульсним перетворювачем і активним БІЗ, де в якості навантаження розглядається соленоїдний електроклапан.

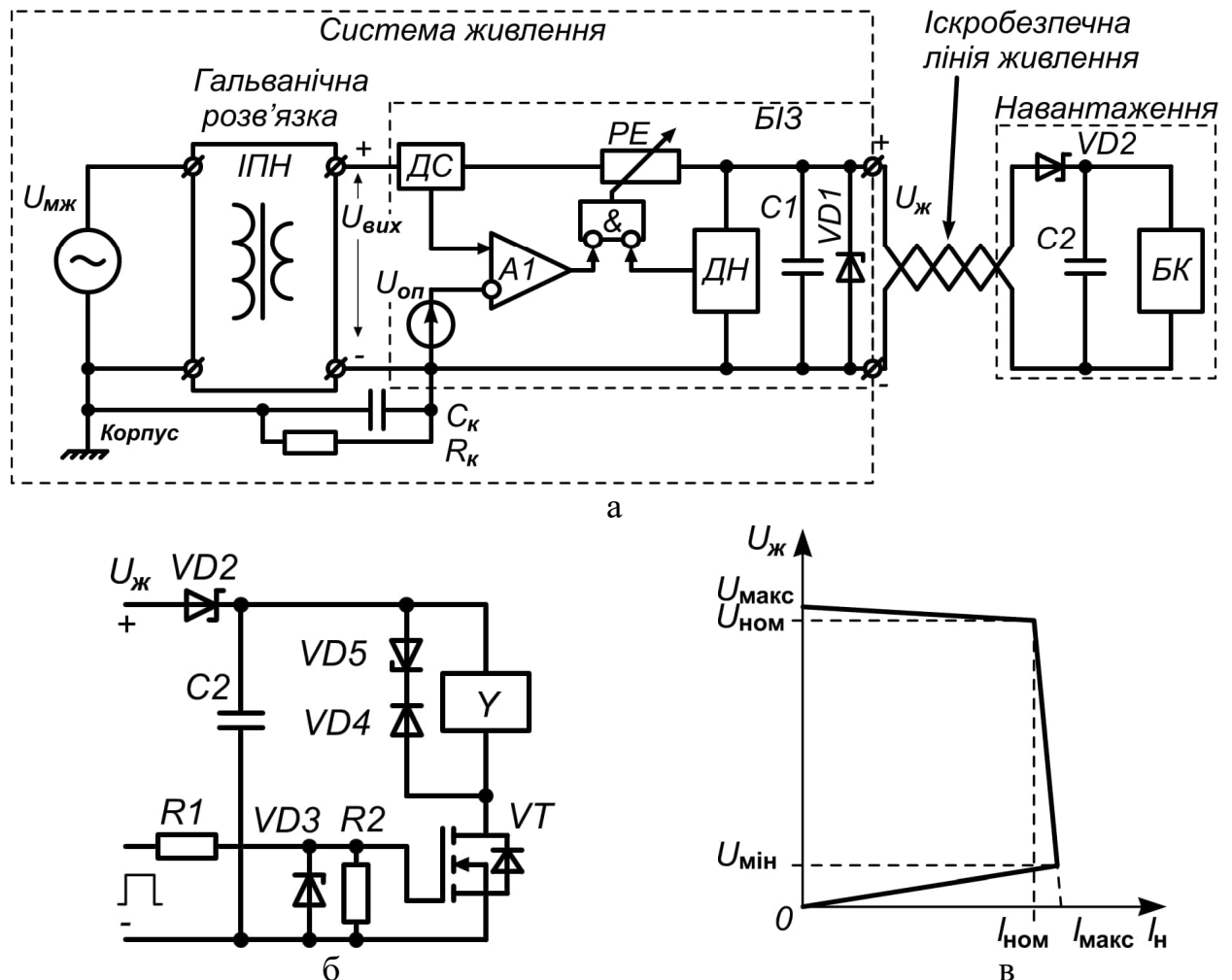


Рис. 1.7. Функціональна схема системи живлення з активним іскрозахистом:
а) Система живлення: $U_{мж}$ – напруга бортової мережі живлення, $U_{вих}$ – вихідна напруга перетворювача, $U_{оп}$ – опорна напруга, $U_{жс}$ – напруга живлення споживача, ІПН – імпульсний перетворювач напруги, ДС – датчик струму, А1 – підсилювач, РЕ – регульований елемент, ДН – датчик напруги, БК – блок клапану, С1, С2 – ємності блокування імпульсних перешкод, R_k , C_k – ланцюг заземлення на корпус, VD1 – стабілітрон обмеження напруги живлення,
б) Блок клапану: VD2 – діод розв’язки, VD4, VD5 – демпферні діоди, Y – котушка клапану, VD3, R1, R2 – обмежуючий стабілітрон і резистори ланцюга затвора транзистора, VT – комутаційний транзистор.
в) Зовнішня вольт-амперна характеристика БІЗ.

Система живлення складається з імпульсного перетворювача напруги ППН з гальванічною розв'язкою і блоку іскрового захисту БІЗ з функцією обмеження максимального струму навантаження. Навантаження може підключатися до виходу БІЗ тільки через діод розв'язки $VD2$, який розділяє потенціал іскробезпечної лінії живлення і ємності $C2$ блоку клапану БК, схема якого представлена на рис. 1.7,б.

Струм на котушку клапану Y на рис. 1.7,б подається по логічному сигналу, який подається в ланцюг затвору комутаційного транзистора VT . Якщо потрібно регулювати середній струм котушки клапану, можна застосувати ШІМ-сигнал від системи керування клапанами. Наприклад струм котушки спочатку максимальний для зрушення осердя, а потім струм котушки знижується до рівня, який достатній для втримання клапану в відкритому стані. Таким чином знижуються нагрів котушки.

Працює система живлення наступним чином. Вхідна напруга бортової мережі судна перетворюється ППН в стабільну вихідну напругу $U_{вих}$. Функціями ППН є гальванічна розв'язка мережі живлення з іскробезпечним ланцюгами живлення малопотужних електропристроїв. Струм до навантаження проходить через активний БІЗ, функціями якого є пропускати струм живлення з мінімальним падінням напруги до навантаження в нормальних режимах роботи і обмежувати струм при перевантаженнях і коротких замиканнях лінії живлення.

Якщо струм навантаження не великий, то сигнал від датчика струму ДС менший за опорну напругу $U_{оп}$ і сигнал на виході підсилювача $A1$ має низький рівень, який відповідає мінімальному опору регульованого елементу РЕ. Струм від перетворювача до навантаження проходить з мінімальними втратами напруги.

Якщо струм навантаження перевищує номінальний струм $I_{ном}$, сигнал на виході ДС перевищить опорну напругу $U_{оп}$ і сигнал на виході $A1$ різко підвищиться, що призведе до підвищення опору регульованого елементу РЕ. Струм навантаження стабілізується і не підвищиться більше максимального значення $I_{макс}$. Якщо напруга на виході БІЗ в лінії живлення також знизиться і

стане менша за мінімальне значення $U_{\min}$, датчик напруги спрацює і видасть забороняючий сигнал на логічний елемент, що призведе до підвищення опору регульованого елемента РЕ до максимального значення, тобто до його закриття. Таким чином струм короткого замикання прагне до мінімального значення.

При знятті короткого замикання датчик напруги сприймає напругу живлення більшу за мінімальну $U_{\min}$ і дозволяє керування регульованим елементом РЕ.

Зовнішня вольт-амперна характеристика БІЗ на рис. 1.7,в має три ділянки.

Перша ділянка нормальної роботи між напругами $U_{\text{ном}}$ і $U_{\text{макс}}$ в ідеалі повинна бути горизонтальною. Але мінімальний опір регульованого елемента РЕ обумовлює мінімальний нахил ВАХ $r_{\min} = (U_{\text{макс}} - U_{\text{ном}}) / I_{\text{ном}}$. Для компенсації цього нахилу в ПІН використовують додатковий зворотній зв'язок по напрузі на виході БІЗ.

Друга ділянка між напругами $U_{\min}$ і $U_{\text{ном}}$ відповідає режиму обмеження струму контуром регулювання БІЗ на основі підсилювача-регулятора А1. Для ліпших іскрозахисних властивостей, як зазначалося вище, бажано, щоб опір в ланцюзі живлення був не менший за 1 кОм. Тобто нахил ВАХ на цій ділянці повинен бути максимальним $r_{\text{макс}} = (U_{\text{ном}} - U_{\min}) / (I_{\text{макс}} - I_{\text{ном}}) \geq 10^3$. Наприклад, при номінальній напрузі живлення $U_{\text{ном}} = 12$ В струм короткого замикання не повинен перевищувати номінальний струм більш ніж на 12 мА. Ці вимоги пред'являються до контуру стабілізації струму БІЗ в режимі перевантаження.

Третя ділянка на проміжку від 0 до $U_{\min}$ з від'ємним диференціальним вихідним опором БІЗ є статичною ВАХ. В динаміці при короткому замиканні робоча точка спочатку доходить практично до $I_{\text{макс}}$, а потім через деякий час витримки 100 мс-5 с БІЗ переходить в режим захисного вимикання, коли остаточний струм виходу складає порядку десяти міліампер. Ця витримка дозволяє заряджати ємності навантажень при ввімкненні живлення.

Розділ 2. Розрахунки номіналів і режимів роботи системи

2.1. Режими роботи перетворювача

2.1.1. Загальні визначення режимів

Як зазначалося в [5], зворотноходовою топологією має мінімальну кількість компонентів при забезпеченні гальванічної ізоляції входу і виходів. Пульсації струмів та енергія індуктивності розсіювання зазвичай обмежують практичний діапазон потужності на рівні сотень Ват. Тобто для живлення суднових малопотужних електропристроїв такий перетворювач підходить.

Зворотноходові конвертери досить популярні у ролі допоміжних джерел живлення малої потужності та з низькою собівартістю навіть при наявності декількох виходів. Але наявність декількох вихідних напруг знижує стабілізацію в режимі очікування за рахунок режиму енергозбереження при переривчастому режимі провідності (*DCM*). Тому зворотноходові перетворювачі з декількома вихідними напругами застосовуються переважно для постійних навантажень, або потребують додаткових вторинних стабілізаторів напруги. Таким чином, електроживлення суднових малопотужних електропристроїв доцільно організовувати з однією напругою, а якщо це неможливо, використовувати окремі імпульсні перетворювачі для кожної напруги живлення. Далі буде розглядатися один перетворювач як прототип для перетворювачів такого-ж призначення.

Існують різноманітні режими роботи, які сумісні з зворотноходовою топологією [6]; режим з фіксованою частотою перетворення f_s в режимі безперервної провідності (*CCM*), режим з фіксованою частотою перетворення f_s в режимі переривчастої провідності (*DCM*), квазірезонансний (*QR-Mode*) режим, режим постійного часу ввімкнення ключа, також режим частотно-імпульсної модуляції ЧІМ і режим релейного регулювання РР. ШІМ-контролери, які розроблено для роботи в широкому діапазоні вхідних і вихідних напруг, та широкого діапазону вихідного навантаження, часто використовують щонайменше три-чотири вищезгаданих режими.

2.1.2. Квзірезонансний режим і режим неперервної провідності

Режими роботи зворотноходового перетворювача на рис. 2.1. задаються імпульсами напруги u_{GS} керування транзистором, які поступають з частотою перетворення f_s від ШІМ-контролера чи системи керування перетворювачем.

Під час великого навантаження практично завжди перетворювач працює в одному з трьох режимів – в режимі безперервної провідності (*CCM-Mode*), переривчастої провідності (*DCM-Mode*) або квзірезонансний режим (*QR-Mode*). Втрати відновлення зворотного опору діоду вторинного випрямляча VD_2 та питання стійкості контуру автоматичного керування по зворотному зв'язку часто обмежують можливості використання режиму *CCM*. Робота в режимі *DCM* обмежена втратами включення та високими діючими (середньоквадратичними) струмами в первинному боці.

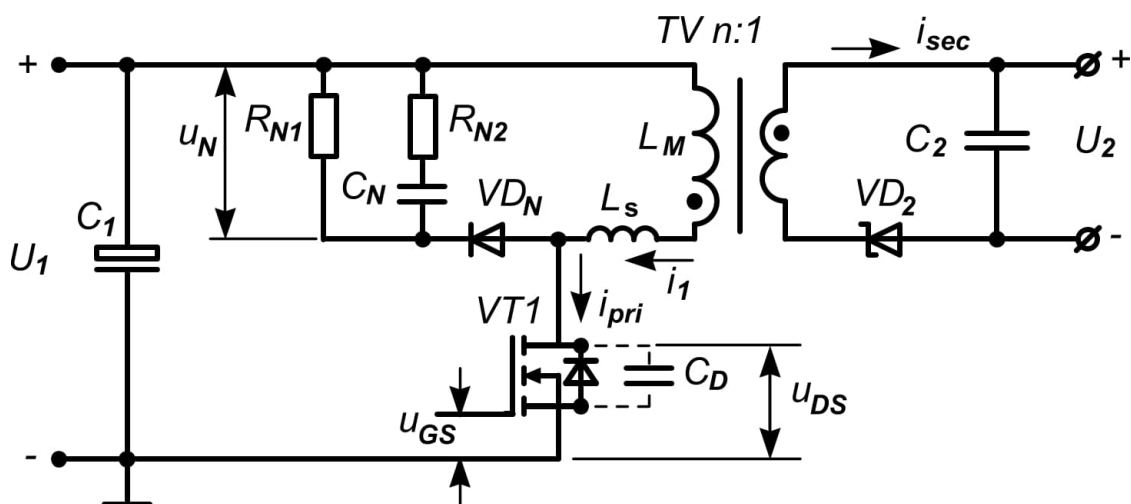


Рис. 2.1. Схема зворотноходового перетворювача

Квзірезонансний *QR* режим забезпечує найменші втрати при включенні силового транзистора VT_1 , оскільки перемикання транзистора відбувається в ділянці з резонансним характером перехідних процесів, які виникають після знеструмлення первинної обмотки і віддачі трансформатором енергії у вторинне коло, як показано на рис. 2.2. В режимі *DCM* втрати включення транзистора VT_1 можуть досягати величини в $C_D(U_1 + nU_2)^2/2$ Джоулів, де n – коефіцієнт трансформації імпульсного трансформатора TV , U_1 – постійна напруга живлення, U_2 – вихідна напруга імпульсного перетворювача.

У QR-режимі втрати на включення транзистора $VT1$ становлять $C_D(U_1 - nU_2)^2/2$ Джоулі для синхронної комутації на першому мінімумі вільних коливань (СКМ), та нуль Джоулів для нульової напруги перемикання транзистора (ZVS – Zero Voltage Switch).

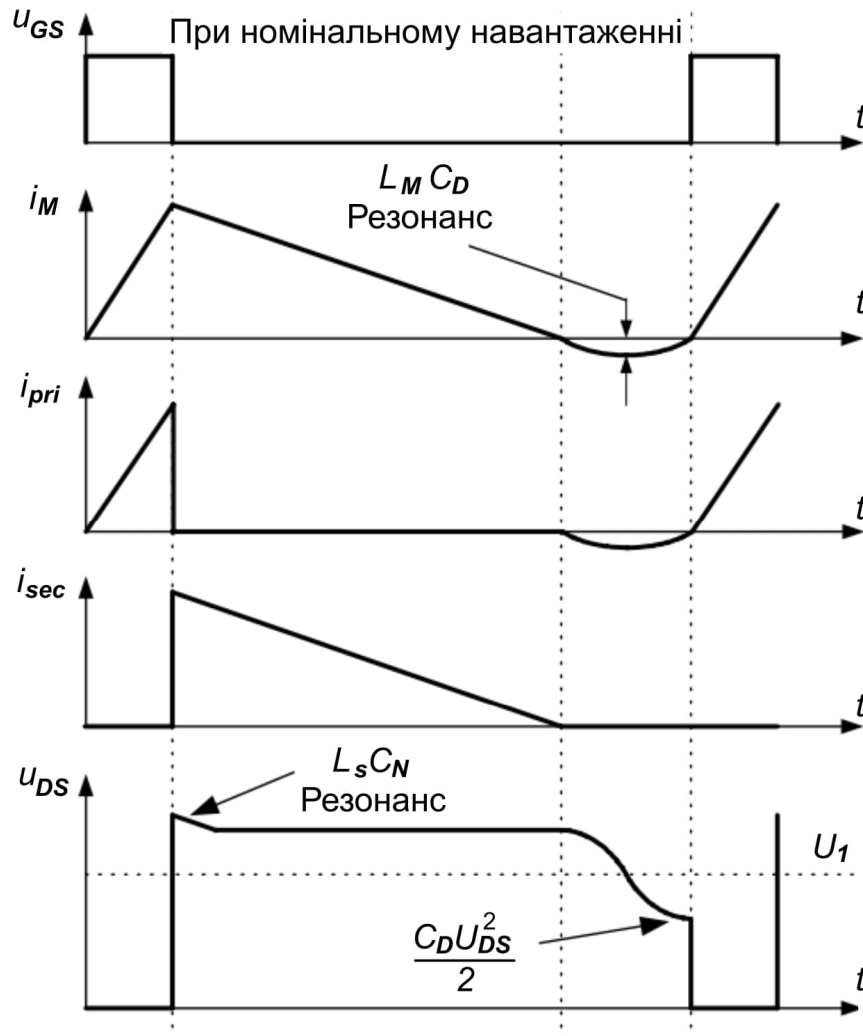


Рис. 2.2. Часові діаграми для квазірезонансного режиму (QR- Mode)

Чому ми повинні миритися з СКМ, чому б не вибрати коефіцієнт трансформації, який буде завжди забезпечувати роботу в режимі QR із ZVS?

На жаль, напруга силового польового транзистора (MOSFET) $VT1$ буде принаймні вдвічі більшою за випрямлену вхідну напругу – напругу на позитивній лінії живлення перетворювача. Робота в максимально універсальному діапазоні напруги мережі змінного струму (265 В змінного струму) відповідає максимуму робочої напруги транзистора не менше 748 В постійного струму. Як відомо, MOSFET-ключі з високою робочою напругою та низьким опором увімкненого

стану досить дороговартісні. Згідно з експериментальними даними в [6], СКМ економить майже 2 Вт енергетичних втрат тестового перетворювача з потужністю 65 Вт на основі *MOSFET* з робочою напругою 600 В і переданою на первинну сторону вторинною напругою зворотного ходу 100 В.

Крім того, вихідний випрямляч комутується при вимкненому діоді, якщо у нього нульовий струм. Це відбувається внаслідок припинення сукупного струму імпульсного трансформатора перед настанням СКМ. Тобто перетворювач працює якби на межі режимів *CCM* та *DCM*. Таким чином, вихідний випрямляч не несе енергетичні втрати відновлення зворотного опору діода.

Отже, *QR*-режим із СКМ має свої достоїнства перед режимами з фіксованими частотами перетворення *CCM* та *DCM*. Ціною економії комутаційних втрат на силовому транзисторі і втрат на відновлення зворотного опору діода випрямляча є необхідність зміни частоти перетворення відповідно для підтримки СКМ. Що ж відбувається з частотою комутації зворотноходового перетворювача в *QR* режимі при змінах вхідної напруги чи навантаження? Загалом, частота комутації збільшується зі збільшенням вхідної напруги і зі зменшенням навантаження, як показано на рис. 2.3. Нелінійна залежність параметрів стаціонарного режиму перетворювача призводить до ускладнень кількісного визначення пікового струму силового транзистора і робочої частоти перетворення, f_s .

Формула стаціонарного режиму для квазірезонансного зворотноходового перетворювача це кубічне рівняння (2.1)

$$\frac{L_M + L_s}{2P_{in}} I_p^3 - \left(\frac{1}{U_1} + \frac{1}{nU_2} \right) L_M I_p^2 - (\pi \sqrt{L_M C_D} + \sqrt{L_s C_D}) I_p - (U_1 + nU_2) C_D = 0, \quad (2.1)$$

де U_1 та U_2 – первинна та вторинна постійні напруги імпульсного перетворювача, L_M – індуктивність намагнічування первинної обмотки трансформатора, L_s – індуктивність розсіювання первинної обмотки трансформатора, P_{in} – вхідна потужність перетворювача, I_p – піковий струм силового транзистора, C_D –

ємність сток-виток силового транзистора, n – коефіцієнт трансформації трансформатора.

Щоб уникнути питання кореневого відбору, для рішень рівняння (2.1) може бути застосовано графічний пошук розв'язання відносно пікового первинного струму I_p . Потім робоча частота f_s знаходиться за допомогою співвідношення для вхідної потужності режиму *DCM* в рівнянні (2.2).

$$P_{IN} = I_p^2 L_M f_s / 2 \quad (2.2)$$

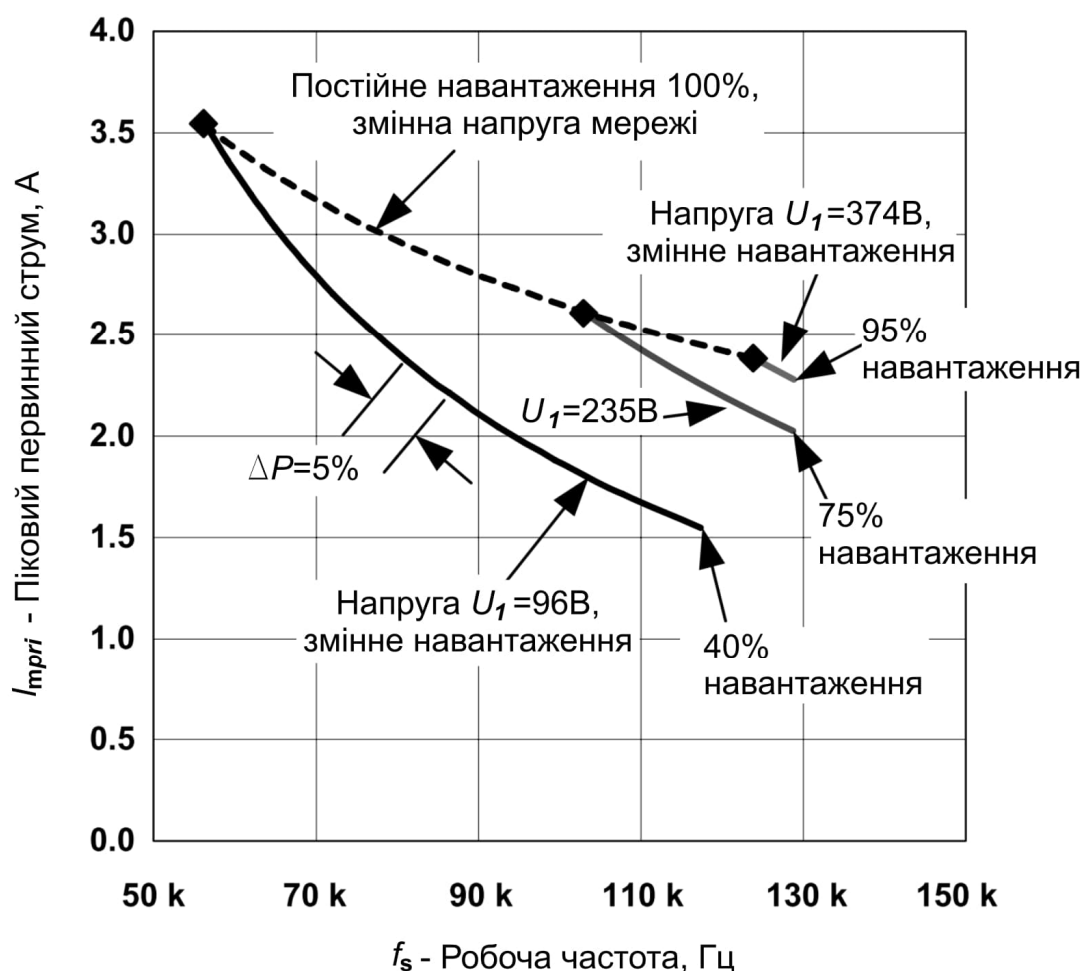


Рис. 2.3. Робочі діаграми для квазірезонансного режиму (QR- Mode)

Через громіздкий характер обчислення, кількісні рішення найкраще виконати в чисельному вигляді, наприклад, електронних таблицях *MS-EXCEL*. Алгоритм пошуку в [7] містить правильне рішення для кореню I_p .

Подальші оцінки параметрів робочого циклу можна зробити, використовуючи знайомі співвідношення, які зазвичай використовуються для

розрахунків режиму *DCM* для зворотноходового перетворювача, таких як рівняння (2.3):

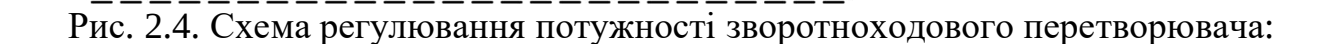
$$I_p = U_1 \gamma / (f_s L_M), P_1 \approx L_M I_p^2 f_s / 2, P_2 = U_2^2 / R_{load}, P_2 \approx P_1, \frac{U_2}{U_1} = \gamma \sqrt{\frac{R_{load}}{2 L_M f_s}}, \quad (2.3)$$

де U_1 та U_2 – первинна та вторинна постійні напруги імпульсного перетворювача, L_M – індуктивність намагнічування на рис. 2.1, $\gamma = t_{on} / f_s$ – відносна ширина імпульсу відкриття силового транзистора, $1 - \gamma = t_{off} / f_s$ – відносна ширина паузи, P_1 , P_2 – вхідна та вихідна потужності перетворювача, R_{load} – еквівалентний опір навантаження перетворювача, f_s – робоча частота комутації, або частота перетворення.

На практиці сток-виток C_D силового транзистора змінюється залежно від напруги сток-виток. Отже, ефективне значення C_D повинно обчислюватися для кожного рівня напруги об'ємного конденсатора, використовуючи середню модель, що зберігає заряд. Крім того, додаткові ємності, такі, наприклад, як ємність підкладки корпусу транзистора *TO-220* до радіатора (~ 25 пФ) та відбита вторинна ємність, можуть бути досить вагомими, щоб вимагати врахування в розрахунках. Іноді резонанс між C_D і L_M або L_s може вимагати додаткового регулювання або налагодження через чутливість системи управління перетворювача. Додаткова ємність може бути підключена до силового транзистора для обрізки резонансних частот. Додаткова ємність повинна залишатися невеликою, оскільки регулювання частоти відбувається за рахунок ефективності перетворювача.

Траєкторія навантаження 100% на рис. 2.3 показує, що схема обмеження максимальної потужності перетворювача повинна враховувати лінійну напругу живлення U_1 . У конструкціях з фіксованою частотою f_s потужність обмежується по циклу за допомогою фіксованого порогу на ШІМ-компараторі. У цьому випадку низька напруга U_1 повинна допускати більший піковий струм $I_{p\max}$, ніж при високих лінійних напругах. Цю функцію можна досягти за рахунок

TV



A2 – ШІМ-компаратор, негативні входи якого діють по принципу вибору

U_{PI} – сигнал верхньої межі потужності,

АЗ – буферний каскад формування сигналу на затворі силового транзистора,

R_{OVP1} , R_{OVP2} – «захист від перенапруги», або подільник для задавання сигналу

Управління межею потужності на рис. 2.4 описується рівняннями (2.4)

де M – коефіцієнт перевищення вторинною напругою прямого ходу напруги

Рівняння ефективно компенсують 100%-траєкторію потужності на рис. 2.3 так, щоб вона була більш наближена до горизонтальної, що можливо спостерігати за осцилограмами сигналі на виводі CS . Обчислення R_{CS} та R_{PL} залежать не тільки один від одного, воно також залежать і від обчислення R_{OVP1} та R_{OVP2} . Додаткова напруга на резисторі R_{PL} (PL -зсув) зменшує тривалість ввімкненого стану силового транзистора $VT1$ для обмеження потужності номінальних режимів роботи. Зміщення межі потужності іноді вимикається під час пускових режимів.

Квазірезонансне управління призводить до збільшення частоти перемикання стаціонарного стану зі зменшенням навантаження. Наприклад, нижня траєкторія на рис. 2.3 показує частоту комутації, що охоплює від 65 кГц при 100% навантаженні до майже 120 кГц при 40% навантаженні. Можна побачити, що поза точкою частоти перемикання в QR режимі траєкторія піде неправильним шляхом для менших навантажень! У робочій точці, де тривалість включення транзистора досить велика, щоб компенсувати втрати комутації, режим контролера повинен змінюватися так, щоб частота комутації зменшувалася і таким чином зменшити комутаційні втрати.

2.1.3. Режим частотно-імпульсної модуляції

Як правило, режим ЧІМ використовується для діапазонів середнього та легкого завантаження. В інтересах утримання невеликих розмірів лінійного фільтру, щоб він відповідав обмеженням агенції EMI , верхня частота повинна бути зафіксована до встановленого рівня, що нижче 150 кГц. Розмір трансформатора можна звести до мінімуму, встановивши робочу точку максимальної лінії повного навантаження поблизу фіксованого верхнього рівня робочої частоти. Ефективність перетворювача може бути збережена, якщо фіксований верхній рівень робочої частоти дозволяє переключитися на наступний рівень напруги сток-виток транзистора u_{DS} після мінімального періоду комутації. Висока ефективність під час ЧІМ може бути збережена, якщо подія включення транзистора змушена відбуватися при умовах СКМ. Обмеження робочого циклу

може відбуватися між сусідніми резонансними коливаннями первинної напруги трансформатора, що призводить до узгодження середнього рівня заряду з рівнянням (2.3).

Без корекції обмеження потужності до напруги u_{CS} тривалість часу ввімкнення транзистора в режимі ЧІМ фактично є постійною регулюванням частоти. Однак корекція межі потужності додатково зменшує час включення як функцію лінійної напруги живлення. При високій лінійній напрузі живлення U_1 піковий потік намагнічування трансформатора нижчий, ніж на низькій напрузі живлення. У 65-Вт експериментальному перетворювачі, який використовується в цій роботі [6], різниця полягає у зменшенні пікового потоку приблизно на 30% від низького до високого значення цієї напруги. Діаграми для стаціонарних параметрів режиму ЧІМ показано на рис. 2.5.

У режимі ЧІМ перетворювач ніколи не працює на верхній межі робочої частоти хомуті під час низької лінійної напруги живлення; перетворювач переходить безпосередньо між *QR* режимом і режимом ЧІМ, не дійшовши до режиму *DCM*. ШІМ-контролер в режимі енергозбереження з верхньою межею частоти перетворення повинен передбачати обидва перехідні набори: $QR \leftrightarrow \text{ЧІМ}$ та $QR \leftrightarrow DCM \leftrightarrow \text{ЧІМ}$.

Обмеження верхньої робочої частоти має ряд переваг. Без цього ефективність комутації знижується на більш високих частотах за рахунок інерційності польового силового транзистора та діодних характеристик, а також за рахунок зростання реактивного опору індуктивності розсіювання та збільшення потужності накопичення енергії розрядних ємностей. Основні втрати на одиницю переданої енергії збільшуються із частотою комутації.

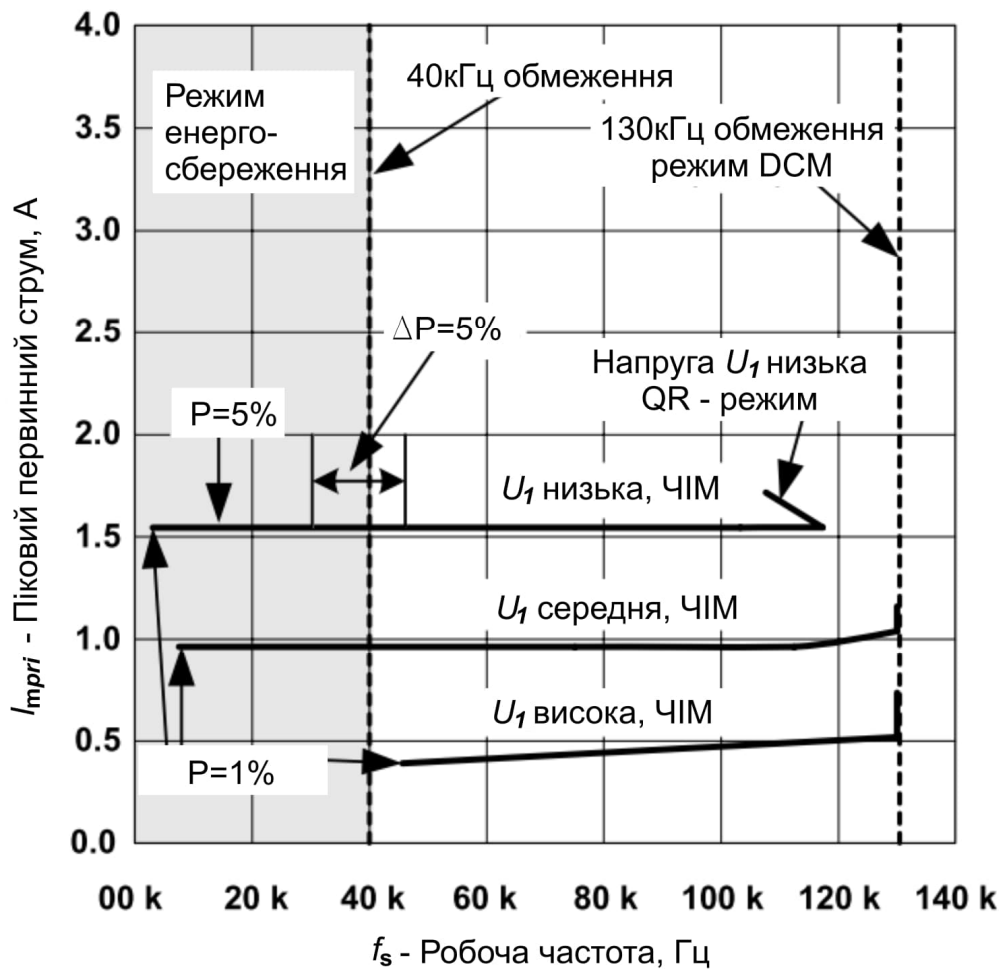


Рис. 2.5. Робочі діаграми для частотно-імпульсної модуляції (ЧІМ)

Вимоги до ослаблення та розміру вхідного фільтра також збільшуються завдяки вищезазначеним специфікаціям *EMI*-агенції [8]. Якщо джерело живлення має декілька виходів, перехресна стабілізація погіршується, коли робоча частота підвищується через зменшення відсотка часу розмагнічування відносно до загального періоду комутації. Зниження перехресного регулювання особливо помітне при нестабільному живленні перетворювача. Демпферна $R_N C_N VD_N$ - ланка силового транзистора на рис. 2.1. – це фактично додатковий вихід, на який також впливає перехресне регулювання. Під час надзвичайно малих навантажень демпферний конденсатор C_N може повністю розряджатися між інтервалами включення силового транзистора.

2.1.4. Енергозберігаючий режим

Енергозберігаючий режим з малими навантаженнями є досить важливим для живлення малопотужних електропристроїв, оскільки логіка роботи системи управління може призводити до довгого, іноді більшого, ніж у ввімкненому стані, часу перебування малопотужних електропристроїв у вимкненому стані, коли система живлення працює в режимі, близькому до холостого ходу.

При надлегких навантаженнях, де середня частота була б у діапазоні звуку, багато ШІМ-контролерів енергозберігаючого режиму реалізують релейний режим роботи з гістерезисом. Ще одна особливість енергозберігаючого режиму полягає в тому, що він зводить до мінімуму частоту заряду демпферного конденсатора до відбитого значення вихідної напруги, щоб дозволити комутацію на головному виході. На відміну від цього, ЧІМ, як правило, спричиняє підтримування більш високих середніх напруг на демпферному конденсаторі в результаті підтримки регулювання основного виходу. Керування в енергозберігаючому режимі дозволяє повністю розряджатися демпферному конденсатору між сплесками, що призводить до підвищення ефективності при надлегких навантаженнях. Таким чином, енергозберігаючий режим реалізується на низьких частотах комутації та в релейному гістерезичному режимі (PP-режим). Деякі ШІМ-контролери задають постійний час увімкнення силового ключа, перебуваючи в енергозберігаючому режимі; інші модулюють імпульс затвора за допомогою плавного пуску, щоб зменшити можливі проблеми зі звуковим шумом. Постійна тривалість увімкненого стану транзистора в енергозберігаючому режимі ефективніше, ніж операція зриву з модульованим наростанням ширини імпульсів, оскільки вузькі імпульси на початку наростання заданої ширини можуть бути настільки короткими, що вони спричиняють тільки втрати на комутацію, не забезпечуючи достатньо довгого часу для передачі енергії на основний вихід перетворювача.

На холостому ходу перетворювач завжди переносить навантаження живлення первинної та вторинної частин власної системи управління і живлення оптичного з'єднувача, як показано на рис. 2.6. За найкращих обставин ці навантаження становлять від 25 мВт до 50 мВт, залежно від лінійної напруги

живлення. Ми також повинні додати втрати в пусковому резисторі R_{SU} на рис. 2.6, до загальної втрати без навантаження. Типове значення для пускового резистора в універсальному лінійному застосуванні 2 МОм. При напрузі живлення перетворювача 110 В змінного струму пусковий резистор R_{SU} розсіює 11 мВт; при 230 В змінного струму він розсіює 50 мВт. Пристрій пуску за втратами потужності може майже дорівнювати, якщо не перевершити вимоги до енергії енергозберігаючого режиму для первинного та вторинного керуючих контурів. Незважаючи на це, втрата енергії без навантаження для системи управління та пристрою пуску все ще становить лише від 25 мВт до 64 мВт. Чому ж тоді досягнення потужності менше, ніж 500 мВт мережі змінного струму при холостому ході є таким суттєвим завданням?

Слід зауважити, що демпферний $R_N C_N VD_N$ – ланцюг на рис. 2.6. активується з кожним циклом перемикавання. Він як мінімум, представляє собою третій вихід з напругою, що дорівнює відбитій вторинній вихідній напрузі.

Хоча найефективніший шлях передачі енергії в перетворювачі на повну потужність – через трансформатор, демпферний ланцюг може сильно знизити ефективність при холостому ході, як показано на рис. 2.7. Демпферні ланцюги на основі стабілітрону можуть допомогти зменшити втрати без навантаження, позбавляючи від необхідності заряджати демпферний конденсатор під час першого стрибку перемикавання, але може бути проблемою співставлення допусків стабілітрону з вимогами схеми перетворювача. Незалежно від того, якого типу демпферний ланцюг, він відіграє головну роль у безперебійному живленні змінного струму для зворотноходових перетворювачів.

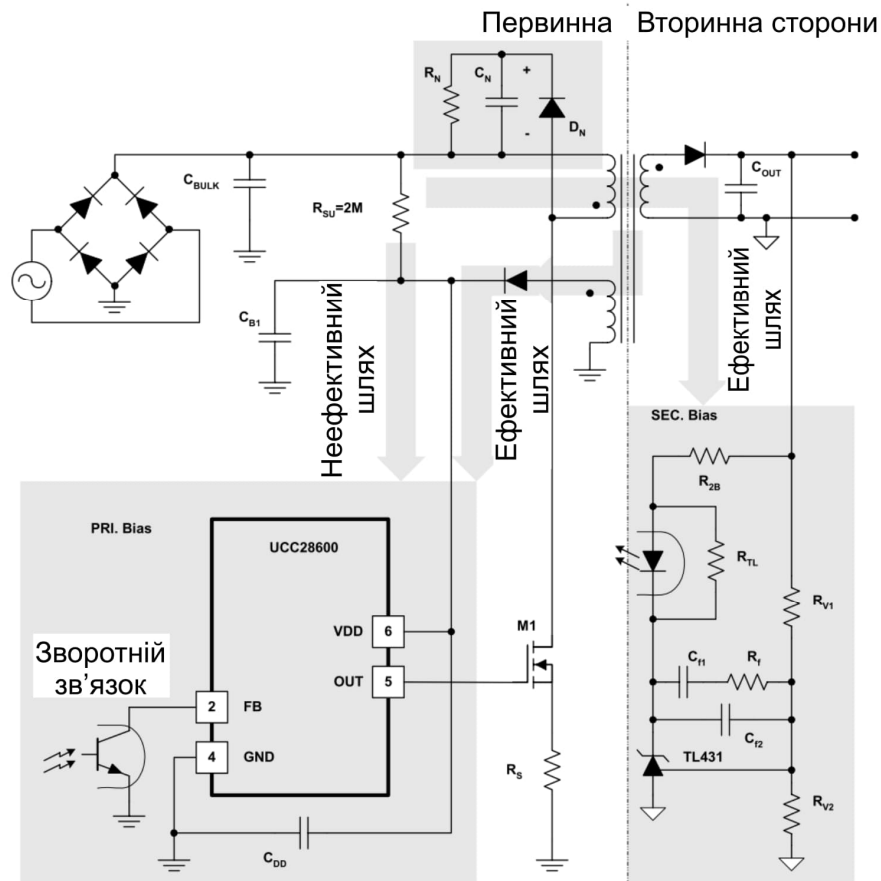


Рис. 2.6. Розподіл енергії в режимі близькому до холостого ходу

У прикладі на рис. 2.6 загальна потужність для управління джерелом живлення становить від 25 мВт до 64 мВт, залежно від напруги лінії живлення. Цей мінімальний рівень також передбачає дуже високу ефективність під час енергозберігаючого режиму. У практичній конструкції перетворювача потужність без навантаження знаходиться, як правило, в межах від 150 мВт до 350 мВт в тому ж діапазоні напруги живлення. Чи можна щось зробити, щоб ще більше зменшити потужність без навантаження? Відповідь – так, за умови, що система може дозволити собі маніпулювати імпульсами ввімкнення транзистора та часом відновлення для меншої потужності без навантаження.

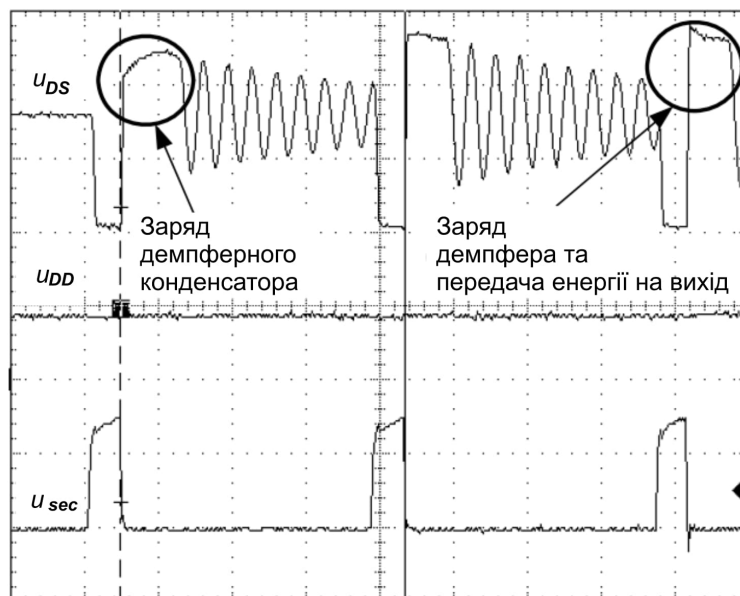


Рис. 2.7. Осцилограми запуску перетворювача

Потужність без навантаження може бути значно зменшена, якщо період пускових стрибків перевищує час утримання первинної напруги живлення системи управління. Іншими словами, система навмисно дозволяє первинному живленню знизитися нижче порогу *UVLO-OFF* ШІМ-контролера, що, в свою чергу, спричиняє події повторного запуску, як показано на рис. 2.8. Цей режим ми будемо називати енергозберігаючим режимом, керованим *UVLO*. Між відключенням і повторною спробою запуску перетворювач не може включати силовий транзистор, що різко зменшує втрати демпферного $R_N C_N V_{D_N}$ -ланцюга. Основна вихідна пульсація значно збільшується. Крім того, якщо навантаження ввімкнеться – спрацює електричний споживач, коли ШІМ-контролер перебуває між станом вимкнення і повторним запуском, вихідна напруга не почне стабілізуватися, поки ШІМ-контролер не досягне порогу *UVLO-ON*. Затримка для відновлення в цьому випадку буде знаходитися в межах сотень мілісекунд на відміну від сотень мікросекунд часу відгуку для системи управління по зворотному зв'язку. Якщо навантаження не критично до стабілізації напруги живлення в перші сто мілісекунд і має деяку відому затримку перед переходом до стану повної потужності, то система живлення може добре працювати з цією особливістю перетворювача.

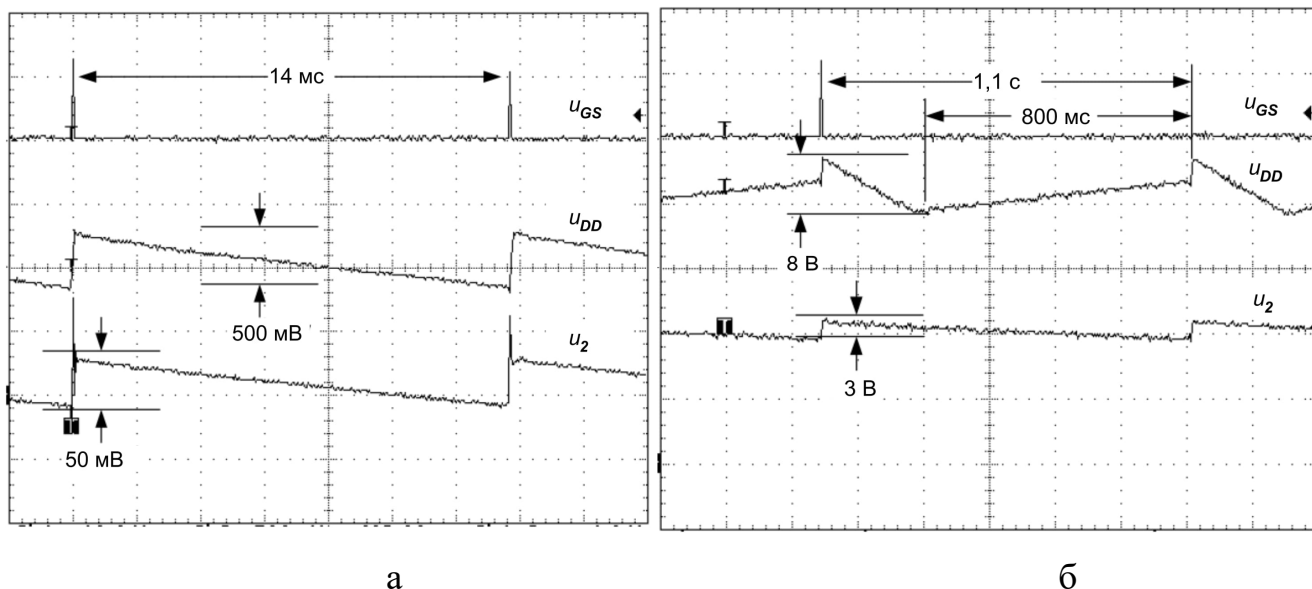


Рис. 2.8. Осцилограми запуску перетворювача в енергозберігаючому режимі:
а – запуск по гістерезису сигналу зворотного зв'язку з втратами 160 мВт,
б – запуск керований *UVLO ON/OFF* рівнями з втратами 35 мВт

У режимі без навантаження імпульсний перетворювач може легко підняти вихідну напругу, але не може швидко зменшити вихідну напругу. Нормальна робота буде відновлена, коли буде подано невелике навантаження. Час початкового встановлення напруги буде приблизно співставним з часом спрацювання електричного пристрою на виході і це йому не зашкодить.

Можна зробити висновок, що вимога мати високу ефективність при будь-яких навантаженнях, починаючи від нуля до повної номінальної потужності, приносить кілька нових елементів функції управління. Це додаткова вартість елементів, яка легко окупується економією енергії в холостих режимах роботи перетворювача.

2.2. Розрахунок імпульсного перетворювача

2.2.1. Порядок розрахунку параметрів схеми квазірезонансного зворотного перетворювача

Процес проектування починається, як зазвичай, зі збору початкових даних щодо джерела живлення – вхідна напруга, її діапазон, вихідна напруга, вихідна потужність, ефективність:

1) Задамо початкові параметри бортової мережі живлення та інші вищезазначені величини;

2) Вибираємо силовий транзистор;

3) Розраховуємо імпульсний трансформатор;

3а) Вибираємо осердя, матеріал та величину зазору;

3б) Оцінка індуктивностей розсіювання;

3в) Коефіцієнт трансформації;

3г) Індуктивність та витки первинної вторинної обмотки, площі перетину проводів;

3д) Витки додаткової обмотки для напруги живлення системи управління U_{DD} близько 20 В;

5) Вибираємо вихідний випрямляч і фільтро-накопичуючий конденсатор;

6) Вибираємо вихідний діод і фільтруючий конденсатор;

7) Вибираємо додатковий активний ключ для синхронного випрямляча;

8) Робимо розрахунки захисту від перенапруги, перевищення струму силового транзистора, обмеження потужності в залежності від напруги живлення;

8а) Розрахунки R_{OVP1} , R_{OVP2} ;

8б) Розрахунки R_{CS} , R_{PL} .

Номінали розрахованих елементів вибираються близькими до розрахованих значень з відповідними допусками з рядів номінальних значень. Якщо потрібний резистор R_{CS} недоступний, використати додатковий подільник.

В розпорядженні конструктора повинні бути силові компоненти схеми, які мають достатні номінальні струми і напруги, як ніби вони використовувалися для

перетворювача з постійною робочою частотою режимі *DCM* з аналогічними технічними характеристиками. Особливістю проектування квазірезонансного перетворювача є необхідність використання ємності сток-виток силового польового транзистора. Також необхідна оцінка відсотка первинної індуктивності розсіювання.

Для квазірезонансного зворотноходового перетворювача мінімального розміру проектування зазвичай орієнтується на максимальне навантаження, максимальну напругу живлення і максимальну робочу частоту. Також потрібно встановлювати такий найбільший коефіцієнт трансформації, який ми можемо дозволити, щоб максимально збільшити коефіцієнт корисної дії перетворювача.

2.2.2. Метод розрахунку імпульсного трансформатора

Для вибору осерді імпульсного трансформатора можна використовувати методи [9,10]. Первинний та вторинний діючі струми трансформатора можуть бути знайдені для завданих мінімального та максимального значень напруги лінії живлення перетворювача. Очевидно, що трансформатор повинен бути обраний для максимального навантаження. Ряд факторів впливають на визначення розміру сердечника. Для даного типу трансформаторів втрати в міді збільшуються при низькій напрузі живлення перетворювача порівняно з роботою при великій напрузі живлення через більший діючий струм обмотки. Навпаки, коливання втрат в осерді в залежності від напруги живлення не такі очевидні. При низькій напрузі частота комутації нижча, а потік намагнічування вище, ніж при високій напрузі. Втрати в осерді прямо залежать і від частоти, і від величини потоку намагнічування. Загалом, основні втрати описуються наступним чином:

$$P_{fe} = K_{fe0} \cdot f_s^k \cdot \Delta B^\beta \cdot A_c \cdot l_M, \quad (2.5)$$

де K_{fe0} , k , β – константи осерді трансформатора, f_s – робоча частота, ΔB – розмах індукції намагнічування осерді, A_c – площа перетину осерді, l_M – середня

довжина магнітної лінії. Якщо рівняння (2.5) переписати для конкретного трансформатора, то рівняння втрат складається відносно розмаху первинного струму:

$$P_{fe} = K_{fe0} \cdot f_s^k \cdot L_M \cdot \Delta I^\beta \cdot A_c^{(1-\beta)} \cdot I_M, \quad (2.6)$$

де L_M – первинна індуктивність намагнічування, ΔI – розмах первинного струму.

Якщо розподіли обмоток оптимізовані за допомогою технології множника Лагранжа [11], ми можемо виразити втрати міді як:

$$P_{cu} = \frac{\rho L_{turn} N_1^2 I_{tot}^2}{W_A K_u}, \quad (2.7)$$

де ρ – питомий опір осерді, L_{turn} – середня довжина витка, N_1 – кількість витків первинної обмотки, W_A – площа вікна осерді, K_u – коефіцієнт заповнення обмоток, $I_{tot} = I_1 + I_2 N_2/N_1$ – сукупний струм трансформатора, приведений до первинної обмотки.

Рівняння (2.6) і (2.7) можна виразити у формі, де вони нормалізуються до середнього значення в робочому діапазоні, щоб показати їх відносну зміну по всьому робочому діапазону певного імпульсного перетворювача. Нормовані рівняння мають вигляд:

$$P_{fe,norm} = f_{S,i}^k \cdot \Delta I_i^\beta / \left\langle f_S^k \cdot \Delta I_i^\beta \right\rangle_{роб.діан}, \quad P_{cu} = I_{tot,i}^2 / \left\langle I_{tot}^2 \right\rangle_{роб.діан}. \quad (2.8)$$

Щоб отримати уявлення про зміну втрат в осерді порівняно з варіацією втрат в міді, ми розглянемо конкретний матеріал сердечника для конкретного експериментального перетворювача потужністю 65 Вт на 19,4 В вихідної напруги. Основним матеріалом, який використовується, є 3С90, що характерно для перетворювачів з частотами комутації в діапазоні 130 кГц. Нормовані діаграми втрат потужності показано на рис. 2.9. в робочому діапазоні перетворювача. Відповідними основними константами для 3С90 є: $k=1,4$ $\beta=2,74$.

Рис. 2.9 вказує на те, що енергетичні втрати в осерді майже не змінюються, їх зміни складають + 2%, -1% на всьому діапазоні робочої частоти, тоді як втрати міді коливаються + 80%, -30% в тому ж діапазоні. Іншими словами, втрати в осерді залишаються майже постійними, оскільки будь-яке зменшення розмаху коливань магнітного потоку майже компенсується робочою частотою комутації. Конкретні значення втрат залежать від матеріалу сердечника або діапазону напруги живлення перетворювача.

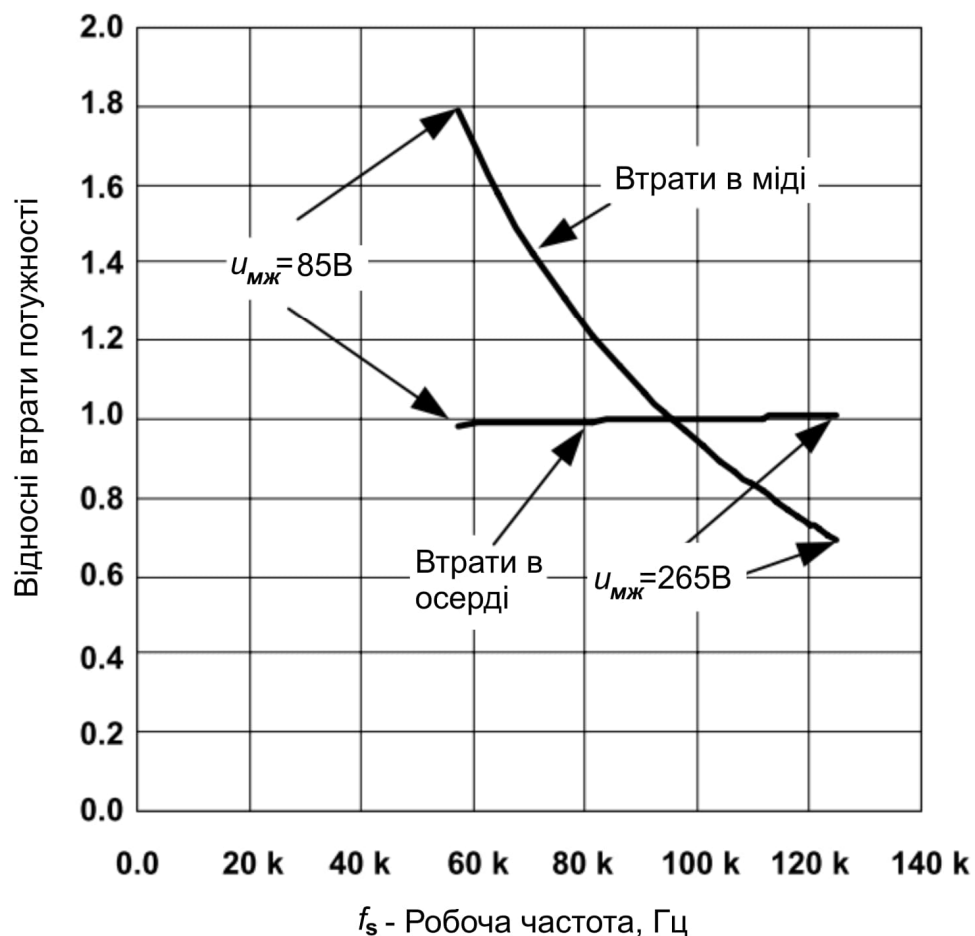


Рис. 2.9. Залежності енергетичних втрат потужності імпульсного трансформатора від робочої частоти при повному навантаженні 65 Вт

Для широкого діапазону живлення сердечник та кількість витків слід вибирати для мінімальної вхідної напруги. Проводи обмоток звиваються в пасма для зменшення скін-ефекту. Втрати скін-ефекту в первинній обмотці компенсуються зменшеним первинним струмом. Як правило, QR режим обумовлює величину втрат в залежності від конструкції трансформатора, а не насичення сердечника.

2.2.3. Регулятор вихідної напруги

У промислових імпульсних джерелах живлення стандартна частота зрізу контуру регулювання вихідних величин становить 1/5 робочої частоти комутації. Частота комутації перетворювачів в енергозберігаючому режимі змінюється, але параметри коригуючих елементів незмінні. В таких випадках вибирають частоту зрізу, сумісну з найнижчою робочою частотою комутації. Для ШІМ-контролерів, що мають енергозберігаючий режим, наприклад *UCC28600*, частота зрізу повинна бути не менше 1/5 частоти імпульсів у пакеті запуску (40 кГц для *UCC28600*).

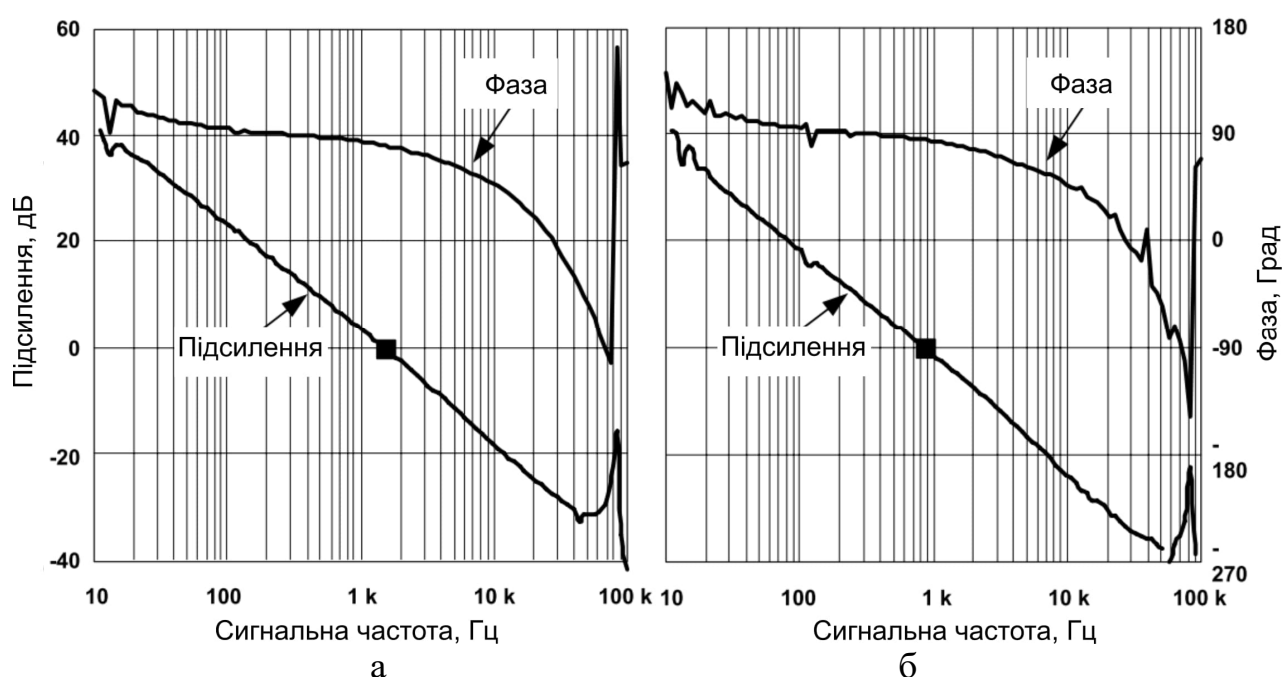


Рис. 2.10. Частотні характеристики контуру регулювання імпульсного перетворювача для вихідної потужності 36 Вт і різних частот зрізу та вихідних напруг: а – 1,5 КГц, 12 В, б – 850 Гц, 25 В

Під час енергозберігаючого режиму перетворювач працює в режимі повторних стрибків, при якому вихідна напруга стабільно обмежена. Необхідність найвищого підсилення контуру регулювання виникає під час високої напруги живлення перетворювача з найменшим навантаженням, що дозволяє перетворювачу працювати на максимальній межі частоти комутації.

Частота зрізу контуру регулювання може впливати на потужність без навантаження через вплив на кількість імпульсів у пакеті запуску в режимах, наближених до холостого ходу. Чим швидше реакція контуру регулювання, тим менша кількість імпульсів у пусковому пакеті. На рис. 2.10 показані типові частотні характеристики контуру регулювання перетворювача на основі ШІМ-контролера *UCC28600* для низької 12 В та відносно високої 25 В вихідної напруги. Зазвичай чим більше номінальне значення вихідної напруги імпульсного перетворювача, тим більша постійна часу ланцюга навантаження. Тому частота зрізу контуру регулювання повинна знижуватись. На практиці частотні параметри регулятора підбираються при імпульсному навантаженні по перехідним кривим сигналу регулювання та вихідної напруги.

Існує калькулятор у вигляді електронних таблиць *MS-Excel* [7] для розрахунку параметрів схеми зворотного імпульсного перетворювача на основі ШІМ-контролера *UCC28600* з описаною вище методикою. Калькулятор дозволяє в першому наближенні розрахувати параметри елементів схеми імпульсного перетворювача і таким чином зменшити ітерації налагодження експериментальної схеми. Тим не менш, точність розрахунків достатня для інженерного проектування і передбачає внесення незначних коригувань.

Результати розрахунків суднового перетворювача для живлення малопотужних електропристроїв, які виконано за допомогою цього калькулятора, наведено в розділі 3.2.

3.1. Схемі рішення

3.1.1. Функціональна схема

Взагалі система живлення судових малопотужних електропристроїв постійного струму може бути одноканальною і багатоканальною. Як виходить з експериментальних даних в першому розділі, максимальна напруга і струм одного каналу обмежені з міркувань іскробезпеки наступними значеннями: 12В і 2,5-5А, 25В і 1-1,5А. Це потужність на один канал 25-60Вт. Якщо потрібно більша потужність, слід застосувати декілька каналів живлення. Імпульсні джерела живлення на основі однотактних перетворювачів раціонально розраховувати на одну вихідну напругу якщо навантаження змінюється в широких межах. Саме електронні схеми та електричні малопотужні пристрої постійного струму (реле, електроклапани, електричні та електронні датчики) і є таким навантаженням. Вони можуть в окремі моменти часу бути ввімкненими або вимкненими. Таким чином один канал блоку на рис. 3.1 побудовано на основі зворотноходового імпульсного перетворювача. Під рисунком зазначено основні компоненти блоку.

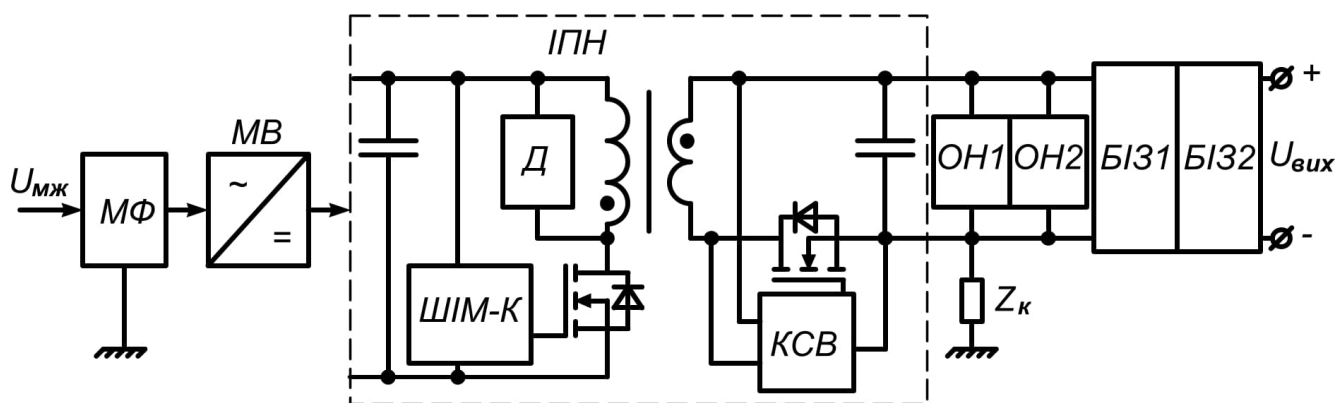


Рис. 3.1. Функціональна схема блоку живлення:

МФ – мережевий фільтр високочастотних перешкод

МВ – мережевий випрямляч

ІПН – імпульсний перетворювач напруги

ШІМ-К – ШІМ-контролер

Д – демпфер

КСВ – контролер синхронного випрямляча

ОН1, ОН2 – активні обмежувачі напруги

БІ31, БІ32 – блоки іскрового захисту

Склад функціональної схеми блоку включає в себе активні обмежувачі напруги ОН1, ОН2 і блоки іскрозахисту БІЗ1, БІЗ2, які згідно з рекомендаціями міжнародних стандартів (МЭК 60079-11:2006 Електрообладнання для вибухонебезпечних газових середовищ. Частина 11. Іскро-безпечний електричний ланцюг "і") резервуються в системі с подвоєнням. Головна задача цих блоків надійно не допустити перевищення напруги або струму в іскробезпечній лінії живлення. Якщо один з цих блоків відмовляє, вихідна напруга вимикається, або роботу системи підтримує відповідний резервний блок.

Розглянемо коротко функціональні блоки на рис. 3.1.

Мережевий фільтр МФ служить для недопущення проникнення в мережу живлення, високочастотних перешкод, тобто їх фільтрації. Перешкоди виникають в імпульсному перетворювачі внаслідок високочастотної комутації.

Додатково МФ служить для обмеження пускового імпульсу струму при підключенні перетворювача до мережі живлення. Пусковий імпульс виникає при зарядженні фільтро-накопичуючої ємності перетворювача. Рівень обмеження імпульсу струму 60-75А.

Мережевий випрямляч МВ служить для перетворення змінного струму мережі живлення в постійний струм живлення імпульсного перетворювача.

Імпульсний перетворювач електроенергії ІПН перетворює постійну напругу живлення в високочастотні імпульси. Імпульсна напруга трансформуються в напругу іншого значення і потім випрямляється вихідним випрямлячем. Отримуємо постійну регульовану вихідну напругу, яка може суттєво відрізнитися, в даному випадку понижується, в порівнянні з напругою живлення перетворювача.

Активний обмежувач напруги ОН служить для обмеження напруги ланцюга постійної напруги на завданому рівні шляхом різкого підвищення замикаючого струму ланцюга.

Блок іскрового захисту БІЗ служить для обмеження струму і часу короткого замикання на вихідних клеммах на безпечному з точки зору займаючої спроможності іскор рівні.

3.1.2. Принципова схема імпульсного перетворювача

Імпульсний перетворювач живиться від суднової мережі живлення з універсальним діапазоном напруги 85-265 В, який включає в себе стандартні напруги 115 В, 220 В і 230 В. Важливим аспектом експлуатації імпульсних схем в автономних мережах живлення є фільтрація генерованих цими схемами високочастотних перешкод. Еквівалентна високочастотна схема імпульсного перетворювача на рис. 3.2 ілюструє принцип фільтрації.

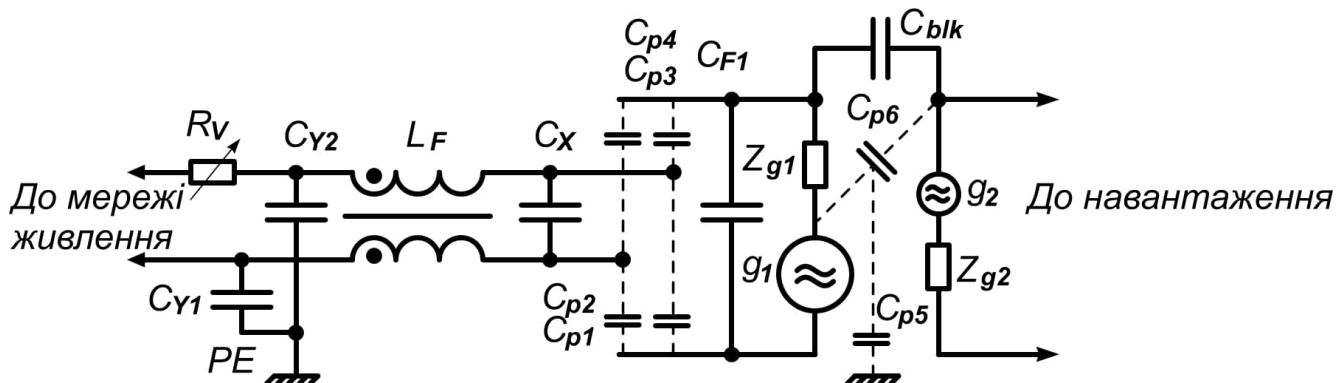


Рис. 3.2. Еквівалентна високочастотна схема перетворювача з генераторами перешкод і мережевим фільтром

Генератори високочастотних коливань g_1 і g_2 синхронно генерують високочастотні напруги складної форми з широким спектром гармонік до сотень мегагерц. Можна сказати вони підключені по обидва боки імпульсного трансформатора на повній схемі і мають власні комплексні опори Z_{g1} і Z_{g2} , які складаються переважно з опорів обмоток трансформатора. Частота першої гармоніки генераторів співпадає з робочою частотою перетворювача. Паразитні ємності $C_{p1}-C_{p6}$ відповідають ємностям діодів і ємностям монтажу повної схеми. Ці ємності створюють шляхи для розповсюдження високочастотних струмів від еквівалентних ВЧ-генераторів. Через паразитну ємність між схемою та корпусом C_{p5} може бути створено ВЧ-контур з мережею живлення і генератором g_1 , який буде генерувати сигнальні перешкоди в мережу. Синфазний дросель фільтру з індуктивністю L_F вносить великий реактивний опір на шляху струмів цієї перешкоди від ВЧ генераторів до мережі.

У-конденсатори C_{Y1} і C_{Y2} сумісно с синфазною індуктивністю цього дроселя створюють Г-подібний LC-фільтр для перешкод від перетворювача. Конденсатори C_{Y1} і C_{Y2} та Х-конденсатор C_X сумісно з вільними індуктивностями дроселя створюють П-подібний LC-фільтр перешкод від мережі живлення. Паразитна ємність C_{p6} між обмотками трансформатора передає струм перешкоди від первинного ВЧ-генератора до вторинної сторони – ланцюга навантаження. Ефективною мірою шунтування є створення локального контуру для цього струму за допомогою блокуючого конденсатора C_{blk} . Тоді до вихідного ланцюга потраплять головним чином перешкоди від вторинного ВЧ-генератора g_2 , амплітуда коливань якого приблизно в коефіцієнт трансформації менша за амплітуду первинного генератора. Ці перешкоди можна відфільтрувати вихідним додатковим Г-подібним LC-фільтром.

Принципова схема імпульсного перетворювача на рис. 3.3 відповідає концептуальній схемі на рис. 1.6 та розрахунковій схемі на рис. 3.10. Перетворювач підключається до суднової мережі живлення по трьохпровідній схемі: L – фазний провід, N – нейтральний провід, PE (*Protective Earth*) – захисне заземлення на корпус. На вході встановлено мережевий фільтр с запобіжником $FU1$ і варистори обмеження пускового струму ($RT1$) та напруги мережі ($RV1$).

Напруга мережі в діапазоні величин 85-265 В випрямляється діодним мостом $V1$ і накопичується на конденсаторі $C5$ до величин постійної напруги в діапазоні приблизно 110-372 В. Величина ємності $C5$ забезпечує акумулювання заряду для живлення схеми перетворювача між піками випрямленої напруги с пульсаціями частотою 100 Гц не більше 25%.

Активна генераторна частина перетворювача побудована на основі мікросхеми ШІМ-контролера $DA1$ і польового транзистора $VT1$ в якості керованого ключа. ШІМ-контролер отримує початковий струм живлення через ланцюг $R68$, $VD2$, $C8$, $C9$ і починає генерувати імпульси відкривання, що потрапляють на затвор транзистора $VT1$. В результаті перетворювач запускається і починається процес перетворення електроенергії.

Розглянемо більш детально процеси в схемі на рис. 3.3. За сигналом від ШІМ-контролера амплітудою 10-12 В через вивід 5 періодично відкривається транзистор $VT1$ і підключає первинну обмотку 2-3 імпульсного трансформатора $TV1$ до напруги живлення U_1 , яка накопичена на конденсаторі $C5$ з зарядом від мережі і випрямляча. На первинній обмотці виникають високочастотні імпульси. В результаті індукції на вторинних обмотках трансформатора 4-5, 9-6 і 10-7 теж виникають подібні імпульси з величинами, пропорційними діленням на коефіцієнти трансформації. Точками на обмотках позначено однойменні кінці обмоток, на яких фази напруг співпадають.

Процеси перетворення постійної напруги живлення U_1 в постійну вихідну напругу $U_{вих}$ проходять з участю ШІМ-контролера, силового транзистора $VT1$, імпульсного трансформатора $TV1$ і вторинного випрямляча з діодом $VD6$, синхронним ключем $VT1$, і фільтруючими конденсаторами $C20$ - $C23$.

Кожен **робочий цикл** можна розділити на три частини. Перша частина ч1 на рис. 3.4. починається з накопичення енергії в трансформаторі через первинну обмотку 2-3 і відкритий транзистор $VT1$ від джерела напруги U_1 – конденсатора $C5$. При цьому струм обмотки і транзистора i_{pri} лінійно наростає. Його контролює ШІМ-контролер через вивід 3, сприймаючи напругу резистора-датчика струму $R15$. Друга частина циклу ч2 на рис. 3.4. починається, коли струм i_{pri} досягне порогового значення, ШІМ-контролер виключає транзистор і первинна обмотка трансформатора відключається від джерела напруги U_1 . Енергія трансформатора прагне вивільнитися. На всіх обмотках стрибкоподібно виникають напруги зворотного знаку через явище ЕРС самоіндукції. Зворотна напруга вторинних обмоток 9-6 і 10-7 відкриває випрямний діод $VD6$ і через нього підключаються до фільтруючих конденсаторів $C20$ - $C23$. Через вторинні обмотки йде струм i_{sec} і заряджає ці конденсатори. Таким чином на другій частині циклу енергія, що накопичилася в трансформаторі, віддається в вихідні фільтруючі конденсатори. Вони заряджаються зворотною напругою вторинних обмоток. Тому цей перетворювач має назву **зворотноходовий**.

Зворотна напруга на додатковій обмотці 4-5 випрямляється елементами *R10*, *VD1*, *VD2*, *C8*, *C9* і продовжує живити ШІМ-контролер після запуску перетворювача. Якщо трансформатор віддає свою енергію до вторинних кіл раніше закінчення циклу, збільшується третя частина циклу – пауза чЗ на рис. 3.4. В режимах, близьких до холостого ходу рис. 3.4,а, пауза без струму трансформатора може подовжуватись декілька циклів, оскільки енергія, накопичена в вихідних конденсаторах *C20-C23* за першу частину циклу не встигає витратитися в навантаження за другу його частину і транзистор в наступному циклі не вмикається. Коли навантаження споживає більше енергії, транзистор починає відкриватися частіше, потім при подальшому збільшенні споживання транзистор відкривається кожний робочий цикл зі збільшенням рівня струму відсічки рис. 3.4,б,в. Таким чином потужність перетворювача може рости до максимуму, коли рівень струму трансформатора доходить до граничних значень. ШІМ-контролер обмежує максимальну потужність перетворювача.

Синхронізація в квазірезонансному режимі при навантаженні більше 20-30% вмикання силового транзистора відбувається в мінімумі вільних коливань напруги на первинній обмотці трансформатора. Ці моменти відмічені на рис. 3.4,б,в. Коли транзистор вмикається на мінімумі напруги комутаційні втрати найменші внаслідок зменшеної енергії розряду паразитних ємностей в стоковому ланцюзі транзистора. Синхронізація вмикання транзистора з мінімумами коливань трансформатора відбувається за допомогою стеження ШІМ-контролером за сигналом напруги прямого ходу на виводі 7, який береться від додаткової обмотки трансформатора 4-5 через подільник *R7*, *R2*, *R3*, *R1*, *R4*. Для синхронізації вмикання транзистора використовуються негативні напівхвилі вільних коливань цього сигналу.

Обмеження потужності і захист від перенапруги реалізуються шляхом зміни максимального рівня струму транзистора в залежності від напруги живлення. Чим вище напруга живлення, тим менше максимальний струм транзистора. Співвідношення напруги і рівня струму задається елементами *R2*, *R3*, *R1*, *R4* і встановлює постійний рівень максимальної потужності перетворювача.

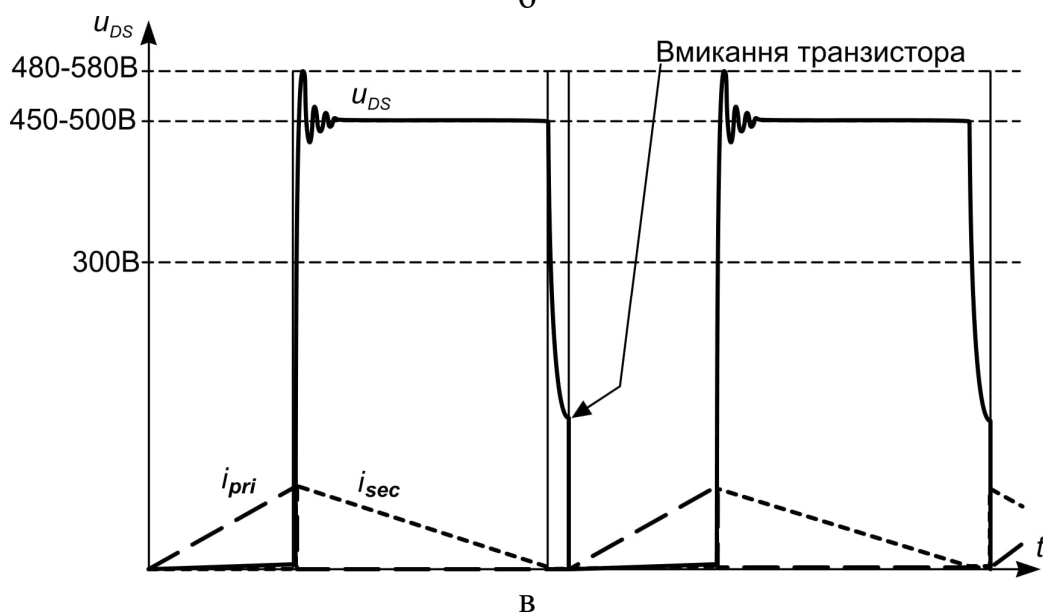
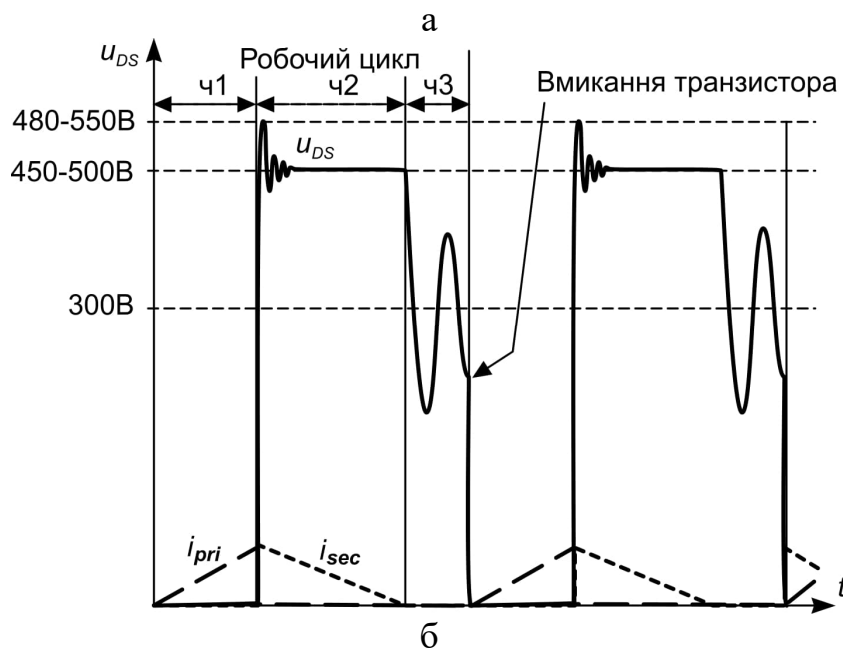
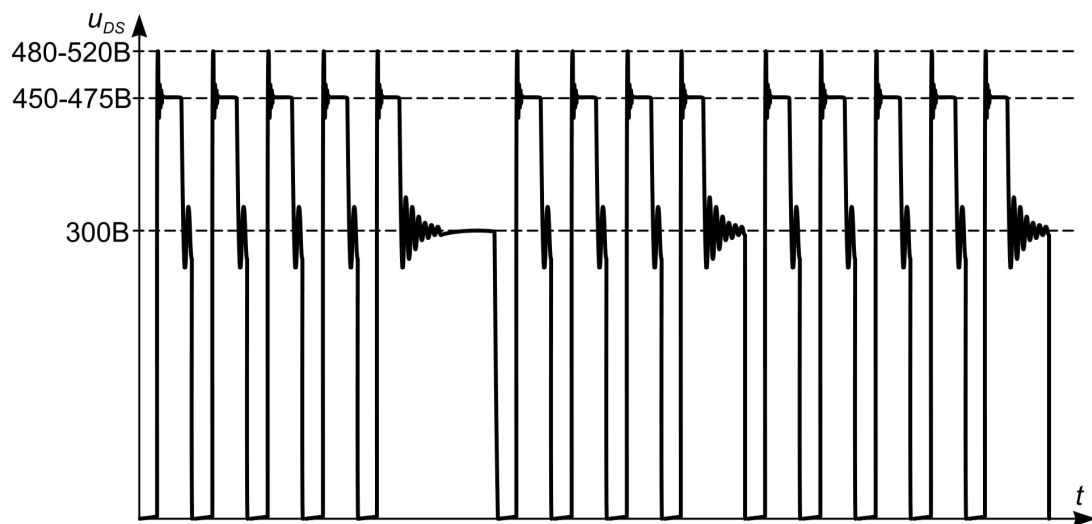


Рис. 3.4. Часові діаграми напруги, струмів силового транзистора VT1, первинної і вторинної обмотки для різних рівнів навантаження: а – близько до холостого ходу, б – біля 30% навантаження, в – 60%-100% навантаження

Напруга живлення вимірюється ШІМ-контролером через вивід 7 по амплітуді напруги прямого ходу додаткової обмотки 4-5. Коли транзистор вмикається і первинна обмотка підключається до напруги живлення, на обмотках виникають імпульси напруги пропорційні напрузі живлення перетворювача. Ланцюг *VD4*, *C13*, *R14* обмежує паразитні викиди на негативних фронтах імпульсів. Якщо амплітуда імпульсів напруги прямого ходу перевищує поріг захисту від перенапруги, транзистор вимикається і ШІМ-контролер переходить в режим блокування. Для виходу з блокування треба вимкнути і потім включити живлення схеми.

Зворотний зв'язок по вихідній напрузі побудовано з наступних елементів: інтегрального керованого стабілітрона *DA2*, оптрона *U1*, резисторів *R16-R23*, *R27*, *RP1*, конденсаторів *C16*, *C17*. Вихідна випрямлена напруга потрапляє через дільник на управляючий вивід стабілітрона і зрівнюється з внутрішнім порогом 2,5 В. В залежності від величини різниці поділеної дільником вихідної напруги і порогу 2,5 В стабілітрон змінює свій стан від закритого до відкритого. Елементи *C16*, *C17*, *R20* коригують динаміку роботи стабілітрона. Сам стабілітрон виконує функції суматора і підсилювача-регулятора. Сигнал регулювання передається через оптрон *U1* на 2 вивід ШІМ-контролера у вигляді стікаючого струму. Він впливає на ШІМ-контролер як обмежувач потужності. Якщо вихідна напруга занизька, сигнал регулювання мінімальний, оптрон закрито і це дозволяє ШІМ-контролеру вийти на максимальну потужність, щоб підвищити вихідну напругу. Якщо вихідна напруга вище за номінал, сигнал регулювання підвищується, оптрон відкривається і знижує рівень дозволеної потужності для ШІМ-контролера таким чином знижуючи вихідну напругу. Якщо сигнал регулювання стане максимальним, тобто оптрон *U1* практично замкне вивід 2 на загальний провід, ШІМ-контролер перестане вмикати силовий транзистор.

Стабілітрон *DA2* через оптрон *U1* має можливість регулювати потужність перетворювача від 0 до 100%. Тому надійна стабілізація вихідної напруги відбувається в широкому діапазоні напруги живлення якщо потужність або вихідний струм не перевищують максимальних значень.

Вторинний випрямляч побудовано на елементах *VD6*, *C20*, *C22*, *C23*, які перетворюють зворотні імпульси напруги на вторинних обмотках трансформатора 19-6 і 10-7 в постійну випрямлену напругу. Кожен імпульс вторинних обмоток заряджає через діод *VD6* фільтруючу ємність *C20*, *C22*, *C23*. Між імпульсами фільтруюча ємність розряджається на навантаження перетворювача. При цьому мають місце невеликі коливання випрямленої напруги – пульсації величиною долі Вольта. Для зменшення пульсацій і високочастотних перешкод встановлено вихідний згладжуючий фільтр *L3 C24*. Таким чином високочастотні пульсації вихідної напруги перетворювача зменшуються в 2-3 рази.

Синхронний випрямляч створюється додаванням в схему додаткового керованого ключа *VT2*, який шунтує випрямний діод *VD6* в періоди, коли цей діод повинен проводити струм від обмоток до конденсаторів. Це дозволяє розвантажити діод в більшій частині часу провідності і зменшити втрати потужності. Якщо струм проводить діод, на ньому виникає падіння напруги порядку 0,3-0,7В. Помножена на струм діода ця напруга визначає потужність втрат провідності на діоді. Коли включається польовий транзистор і замикає діод, то завдяки малому опору каналу транзистора падіння напруги зменшується до 0,05-0,1В. В такій же мірі зменшуються і втрати провідності. Для правильної роботи синхронного випрямляча треба відслідковувати умови провідності діода і швидко включати та виключати додатковий транзистор. Ці функції виконує контролер синхронного випрямляча *DA3* з додатковими елементами *R24-R26*, *R33*, *C18*, *C19*. Індуктивність *L2* потрібна для компенсації індуктивності транзистора випрямляча. Вона зазвичай застосовується коли використовується транзистор *VT2* в корпусі *TO-220*.

Мікросхема ШІМ-контролера *UCC28600* фірми *Texas Instruments* – це 8 вивідний квазірезонансний ШІМ-контролер, призначений для реалізації вбудованого або зовнішнього імпульсного джерела живлення потужністю до 200 Вт у складі пристроїв, що підлягають процедурі сертифікації на відповідність екологічним нормам і стандартам. Використання *UCC28600* дозволяє поліпшити ефективність роботи джерела живлення в широкому діапазоні навантаження, а

також знизити рівень споживання в черговому режимі роботи при повній відсутності навантаження. Споживання перетворювача в черговому режимі становить менш 300 мВт. ККД перетворення становить понад 88% при потужності від 40 до 200 Вт.

Структурна схема мікросхеми *UCC28600* на рис. 3.5 показує основні блоки системи управління перетворювачем. Детальний опис мікросхеми наведено в технічній документації [12].

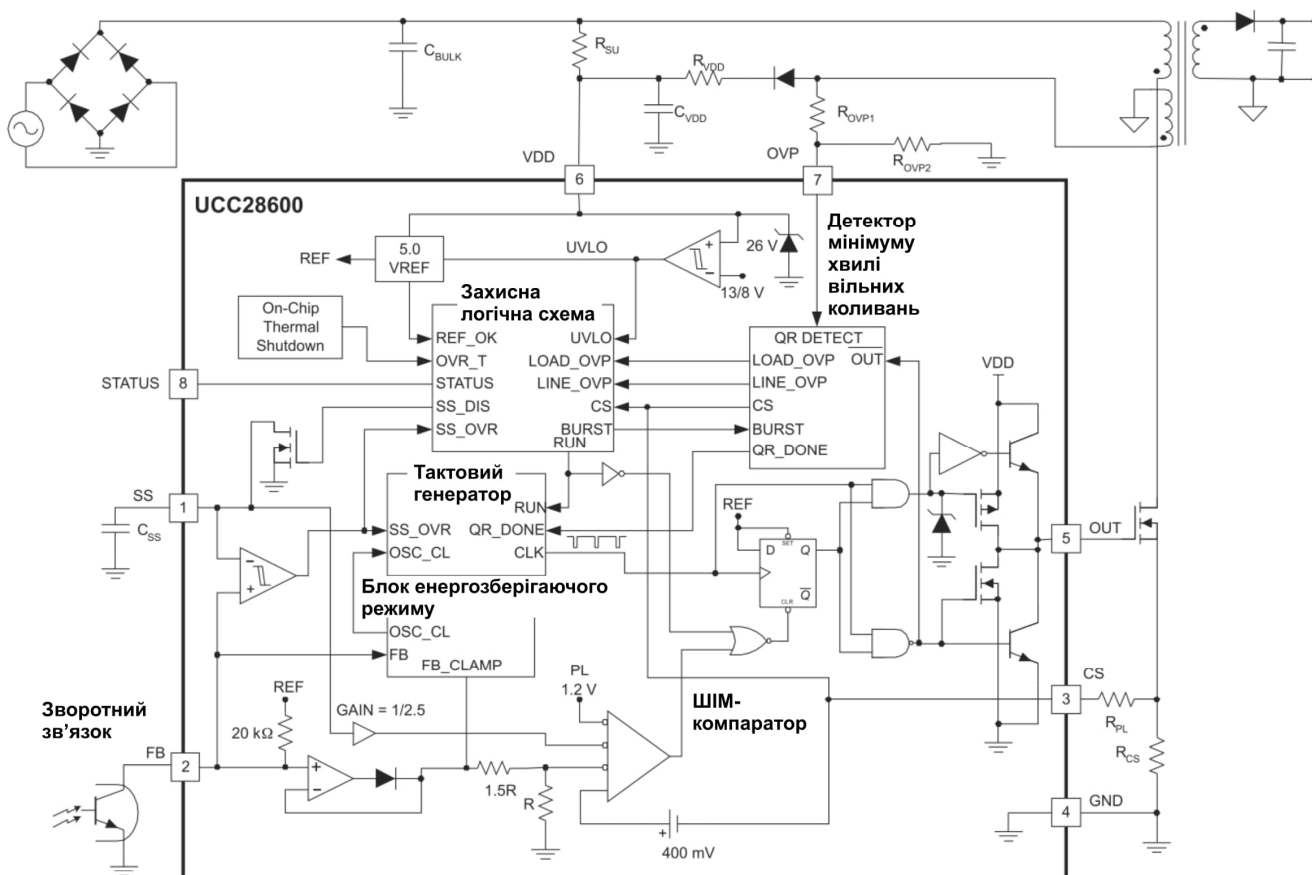


Рис. 3.5. Структурна схема мікросхеми ШІМ-контролера *UCC28600*

Нижче дані короткі пояснення щодо призначення виводів мікросхеми.

1. Вивід *SS* (*Softstart*). Вхід плавного пуску. Швидкість пуску задається ємністю конденсатора C_{SS} . При любых зафіксованих причинах аварійного стану захисною логічною схемою цей конденсатор розряджається через вивід *SS* до потенціалу *GND* через внутрішній *MOSFET* з опором приблизно 100 Ом. ШІМ-компаратор внутрішнього модулятора реагує на найнижчу напругу виводу *SS*, внутрішню напругу зворотного зв'язку *FB* і межу пікового струму.

2. Вивід *FB (Feed Back)*. Вхід зворотного зв'язку або керуючий вхід з оптрона в ШІМ-компаратор, що використовується для керування піковим струмом в потужності зовнішнього силового транзистора. Внутрішній 20 кОм резистор знаходиться між цим виводом і внутрішнім 5 В джерелом опорної напруги. Колектор фототранзистора оптопари зворотного зв'язку підключається безпосередньо до цього вивода. Напруга цього вивода керує режимом роботи в одному з трьох режимів: квазірезонансному (*QR*), режимі ЧІМ та в енергозберігаючому режимі.

3. Вивід *CS (Current Sense)*. Вхід детектору сигналу датчику струму. Також цей вивід програмує обмеження потужності, яке використовується для управління модуляцією та активацією захисту від надмірного струму. Напруга на вивід *CS* від резистору струму R_{CS} , підключеного до загальної шини. Ліміт потужності запрограмований величиною послідовного резистора R_{PL} між цим штифтом та резистором струму. На вході *CS* також передбачена можливість програмування рівня струму, при якому контролер переходить у черговий режим.

4. Вивід *GND*. Загальна шина для внутрішньої схеми та мінус живлення мікросхеми. Обов'язково треба підключати керамічний об'ємний конденсатор номіналом 0,1 мкФ між виводами *VDD* і *GND*, при цьому конденсатор розміщується максимально близько до цих виводів.

5. Вивід *OUT*. Вихід сигналу напруги керування силовим транзистором (*True Drive*™) з максимальним струмом витоку 1 А і стоку 0,75 А. Цей вихід приводить в дію силовий *MOSFET* і перемикається між потенціалами *GND* і нижчим з напруг *VDD* або 13 В внутрішнім стабілізатором напруги.

6. Вивід *VDD*. Позитивний полюс живлення мікросхеми. Для фільтрації імпульсних пульсації напруги живлення треба використовувати керамічний конденсатор номіналом 0,1 мкФ. Він повинен бути підключений між виводами *VDD* і *GND*. Енергія живлення зазвичай подається від пускового резистора та допоміжної обмотки імпульсного трансформатора перетворювача. Щоб запобігти переривів роботи під час запуску, також потрібна додаткова накопичуюча ємність між виводами *VDD* та *GND* порядку 4,7-100 мкФ.

7. Вивід *OVP* (*Over Voltage Protection*). Вхід захисту від перенапруги по входу, по виходу і вхід детектора резонансного мінімуму хвилі вільних коливань для включення транзистора. Чутливість системи регулюється за допомогою резисторів R_{OVP1} та R_{OVP2} , підключених до цього вивода.

8. Вивід *STATUS*. Вихід керування зовнішнім суміжним перетворювачем. Активний високий сигнал відкритого стоку, який вказує, що пристрій перейшов у режим очікування під час низького рівня живлення мікросхеми (*UVLO*, $VDD < \text{поріг запуску}$) та запуску (*softstart*, $SS < FB$).

Якщо рівень навантаження становить 30-40%, то ШІМ-контролер автоматично переходить у режим зниження частоти, що дозволяє на високому рівні підтримувати ефективність перетворення при малому навантаженні. Діапазон робочих частот обмежений межами 40...130 кГц. Якщо ж струм навантаження становить менш 10% від його максимальної величини, то ШІМ-контролер перемкнеться в черговий режим роботи з рівнем споживання менш 300 мВт. *UCC28600* виконує всі захисні функції, необхідні для надійної роботи джерел живлення потужністю до 200 Вт. До них належать: покрокове обмеження струму; блокування по струму з автоматичним перезапуском (*hiccup restart*); захист від перенапруги по входу й навантаженню (задається за допомогою зовнішніх резисторів); захисне відключення при перегріві кристала мікросхеми; блокування при зниженні напруги живлення (блокування при напрузі менш 8 В, розблокування при перевищенні 13 В).

Демпферний ланцюг $R6$, $R13$, $R66$, $C14$, $VD5$ виконує функції обмеження викидів напруги самоіндукції індуктивності розсіювання трансформатора при вимкненні силового транзистора. В індуктивності розсіювання накопичується енергія, котра не може бути переданою в навантаження через магнітний шлях. Коли первинна обмотка відключається від живлення, енергія індуктивності розсіювання переходить в демпферний ланцюг і через діод $VD5$ заряджає конденсатор $C14$, котрий потім поступово розряджається через резистори $R6$, $R13$. Резистор $R66$ "пом'якшує" комутацію ланцюга діодом $VD5$ для зниження генерованих імпульсних перешкод.

Мікросхема контролера синхронного випрямляча NCP4304 фірми *ON Semiconductor* виконує функції керування потужним польовим транзистором *VT2* в залежності від падіння напруги на ньому і на випрямному діоді *VD6*. Структурна схема мікросхеми *NCP4304* на рис. 3.6 показує основні блоки системи управління синхронним випрямлячем. Детальний опис мікросхеми наведено в технічній документації [13].

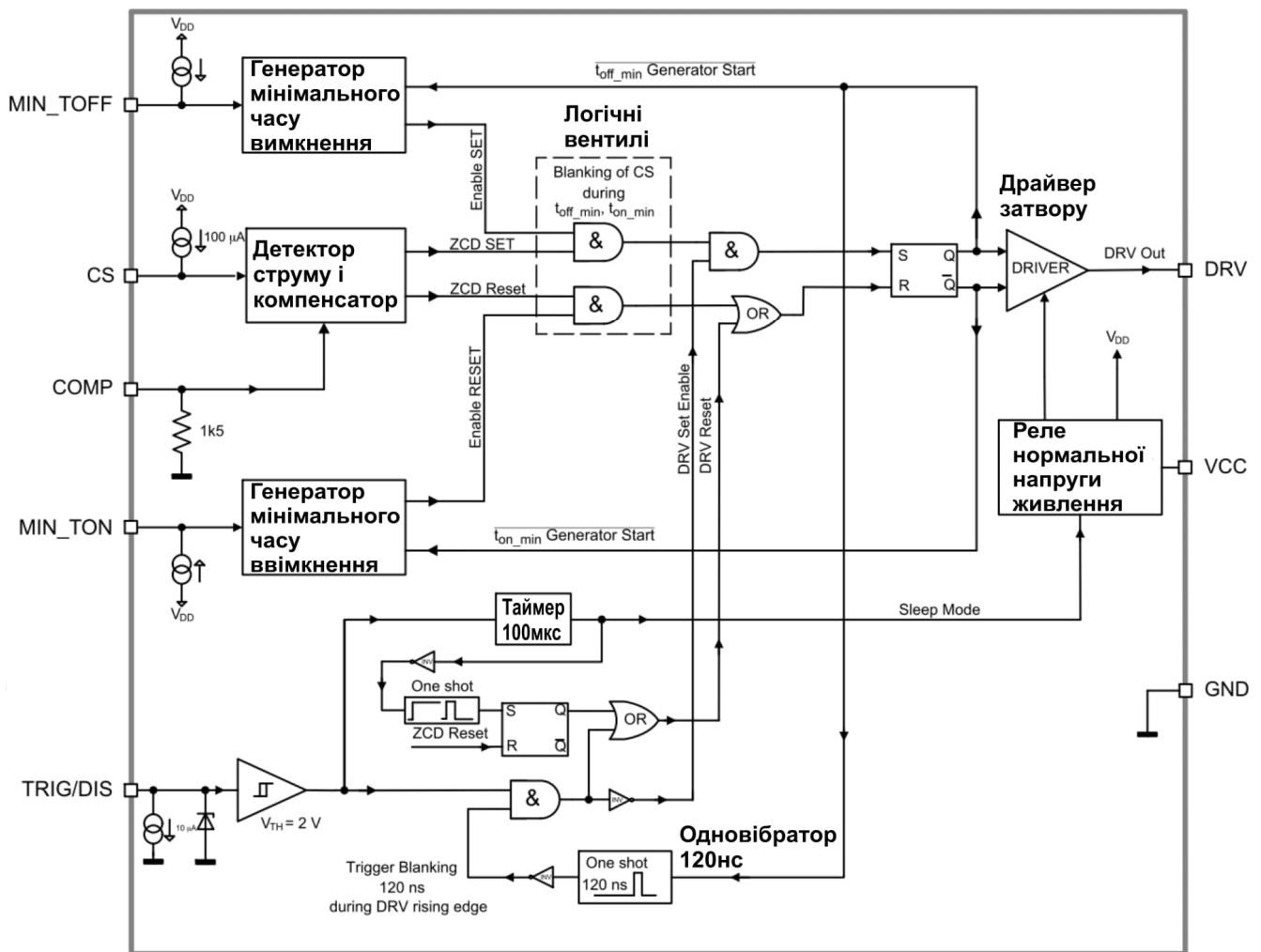


Рис. 3.6. Структура мікросхеми контролера синхронного випрямляча *NCP4304*

Коли падіння напруги «анод-катод» на випрямному діоді *VD6* позитивне, транзистор *VT2* відкривається і шунтує діод. Коли падіння напруги «анод-катод» на випрямному діоді і наруга «виток-сток» на відкритому транзисторі *VT2* знижується до нуля і стає від'ємною внаслідок зміни полярності вторинної напруги трансформатора, транзистор *VT2* швидко закривається. Транзистор

відкривається синхронно з діодом і замикаючи бар'єрний потенціал з омичним опором діода знижує падіння напруги і активні втрати потужності випрямляча.

Обмежувачі напруги є додатковими засобами підвищення надійності захисту БІЗ та вихідної лінії живлення від можливого підвищення вихідної напруги перетворювача при пошкодженнях його схеми. Згідно з вимогами стандартів до резервування в системі передбачено два паралельних однакових обмежувачі напруги. Схема одного з них на рис. 3.7 виконана на основі інтегрального керованого стабілітрону *DA4* і силового *p*-канального транзистора *VT5* в якості обмежуючого шунта.

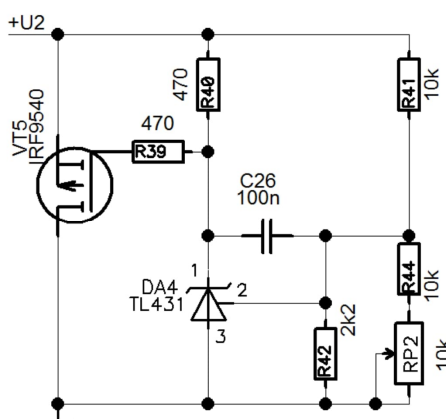


Рис. 3.7. Схема обмежувача напруги

Нумерація елементів схеми відповідає нумерації загальної принципової схеми блоку живлення малопотужних електропристроїв, яка наведена в розділі 4. Обмежувач працює наступним чином. Напруга U_2 на вихідній шині перетворювача живить обмежувач і контролюється ним через подільник $RP2$, $R42$, $R44$, $R41$. Коефіцієнт подільника визначає рівень обмеження напруги вихідної шини перетворювача. Коли потенціал на 2 виводі стабілітрону дійде до порогу 2,5 В, стабілітрон почне відкриватися і при малому перевищенні цього потенціалу відкриється достатньо, щоб відкрити силовий обмежуючий транзистор *VT5*. Цей транзистор різко знизить свій опір «сток-виток» і через нього потече струм, котрий буде перевантажувати перетворювач і призводити до пониження його вихідної напруги. В крайньому випадку цей струм може привести до спрацьовування проміжного запобіжника вихідної шини перетворювача. Таким чином обмежувач напруги обмежує напругу вихідної шини перетворювача так би

мовити грубою силою на рівні 14,5-15 В, який можна точно встановити змінним резистором *RP2*.

Блок іскрового захисту (БІЗ) служить для обмеження струму лінії живлення на іскробезпечному рівні. За для резервування в системі передбачено дві послідовні ступені БІЗ. Схема БІЗ на рис. 3.8 згідно з вимогами норм конструювання схем іскрових бар'єрів виконана повністю на дискретних елементах. Нумерація елементів схеми відповідає нумерації загальної принципової схеми блоку живлення малопотужних електропристроїв (розділ 4).

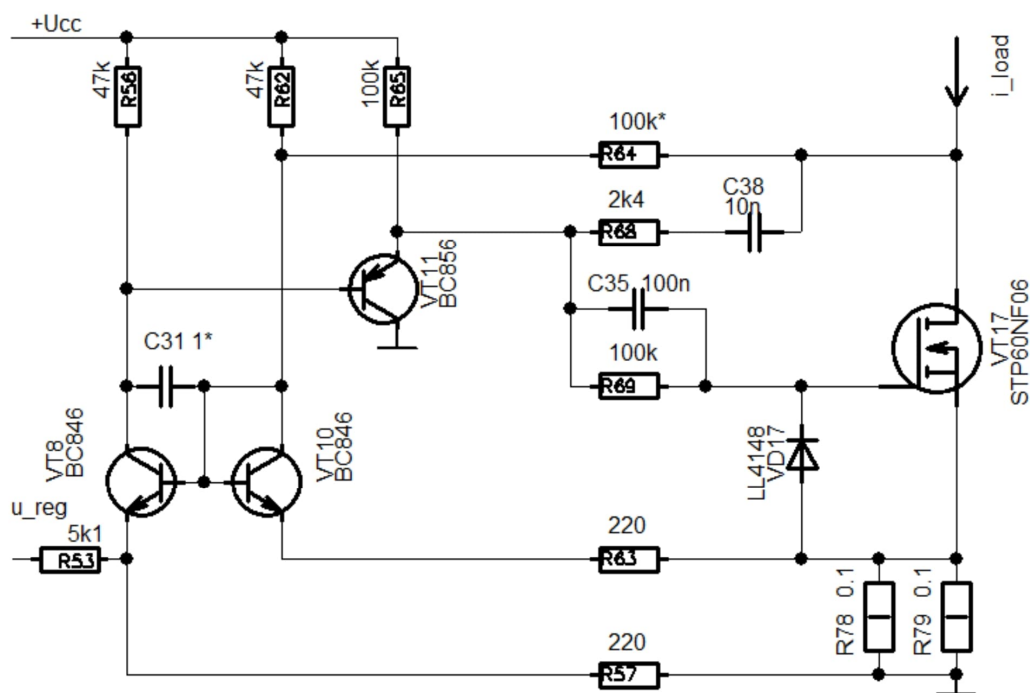


Рис. 3.8. Схема однієї ступені блоку іскрового захисту БІЗ

Схема БІЗ побудована на основі балансного підсилювача з загальною базою на транзисторах *VT8*, *VT10*, емітерного повторювача *VT11*, силового транзистора *VT17* в якості регульованого елементу стабілізатора струму. Схема працює наступним чином. В стані холостого ходу або малого струму балансний підсилювач зміщений позитивно зі сторони транзистора *VT8* напругою регулювання *u_reg*, яка встановлює поріг обмеження струму і береться від додаткового ланцюга опорної напруги для БІЗ (показано на загальній схемі в наступному розділі). При цьому потенціал колектору *VT8* високий і силовий транзистор *VT17* відкрито для струму навантаження *i_load*. Силовий транзистор

VT17 при умовах відводу тепла може пропускати струм порядку 10 А при падінні напруги в долі Вольта. Якщо струм i_{load} підвищується, то підвищується падіння напруги на резисторах R78, R79 датчику струму і балансний підсилювач змінює свій баланс напруг в сторону, протилежну холостому стану. При деякому високому рівні струму i_{load} потенціал колектору VT8 знижується і силовий транзистор VT17 закривається. Його опір росте і це призводить до сповільнення зростання струму i_{load} . Оскільки вся схема по відношенню до струму i_{load} охоплена негативним зворотним зв'язком через датчик струму, відбувається стабілізація струму R78, R79 при умовах малого опору навантаження $R_n < U_2 / I_{2max}$. Резистор R64 створює позитивний зворотний зв'язок, який працює при великих змінах стану БІЗ. Елементи C31, R68, C38 коригують динаміку БІЗ в малому для забезпечення стійкості стабілізації струму та усунення паразитних коливань перехідних характеристик. Регулювання струму обмеження здійснюється напругою $u_{reg}=0...7,5$ В за допомогою потенціометра RP4 на загальній схемі в наступному розділі.

Дані імпульсного трансформатора перетворювача і розраховані номінали елементів схеми наведені в наступному підрозділі. Загальна принципова схема, ескізи печатної плати та фотографії опитного зразка блоку живлення малопотужних електропристроїв наведені в наступному розділі 4. Загальна схема відповідає функціональній схемі на рис. 3.1. Схема з початку була зібрана на експериментальних платах, з якими була проведена практична робота по налагодженню і доробкам системи. Проводилися інженерні ітерації і оптимізації схеми з послідовними іспитами окремих вузлів і повної схеми блоку. При досягненні прийнятних характеристик блоку була розроблена конструкція опитного зразка. Опитний зразок розміщено в стандартному радіотехнічному пластиковому корпусі і призначено для електричних іспитів в умовах експлуатації. При успішному проходженні іспитів опитний зразок може бути схемотехнічним прототипом блоку. Розробка конструкції стійкого герметичного корпусу блоку згідно з вимогами до суднової електроніки проводилася за рамками даної бакалаврської роботи.

3.2. Розрахунки параметрів схеми імпульсного зворотноходового перетворювача на основі ШІМ-контролера *UCC28600*

Розрахунки схеми перетворювача виконано в середовищі *MS-Excel* спеціалізованому калькуляторі *Designing with the UCC28600 Quasi-Resonant Flyback Converter*. Цей продукт розроблений як допомога для розробників клієнтів фірми *Texas Instruments*. Файл калькулятору *SLVC104I.xls*. Мова калькулятору Англійська. Важливі пояснення перекладено на Українську мову.

Значення компонентів схеми перетворювача обчислюються як ідеальні, а не наближені до виробничих значень. Тому при проектуванні схеми було обрано близькі до розрахованих номінали елементів зі стандартних рядів.

Початкові параметри перетворювача:

- Вихідна потужність 36 Вт;
- Вихідна напруга, номінальне значення 12 В;
- Пульсації вихідної напруги 50 мВ;
- Максимальна вихідна напруга 15 В;
- Перерегулювання вихідної напруги 0,2 В;
- Напруга мережі живлення (стандартний широкий діапазон) 85-264 В;
- Поріг перевищення напруги мережі 10%;
- Максимальні пульсації лінії живлення перетворювача 25%;
- ККД 83%.

Початкові дані вводяться в сині комірки таблиці. Результати розрахунків відображаються в розових комірках. Рекомендовані параметри компонентів схеми виділено жирним красним шрифтом.

Converter Requirements					
$P_{OUT(max)}$ limit	36	W			
$R_{LOAD} =$	4.000	Ω , V_{OUT}^2/P_{OUT}			
efficiency ratio	0.85				
$P_{IN} =$	42.353	W			
$V_{AC(min)}$	85	VAC	$V_{BULK(min_pk)} =$	120.208	V, $V_{AC(min)}\sqrt{2}$
$V_{AC(max)}$ **	264	VAC	$V_{BULK(min_valley)} =$	90.156	V, minus ripple
$V_{BULK(ripple)}$, %pp	25	%	$V_{BULK(max_pk)} =$	373.352	V, $V_{AC(max)}\sqrt{2}$
$V_{AC(max)}$ shutdown margin %	10	%	$V_{BULK(ov)} =$	410.688	V, plus ripple
Required INPUT CAPACITOR	100	μF			
Actual Input Capacitor Used	100	μF			
Actual minimum bulk voltage	90.156	V			
$f_{S(min)}$	80.0E+3	Hz, low line, max load	$T_{S(min)} =$	12.500E-6	s
V_{OUT}	12	VDC			
$V_{OUT(ripple)}$, max pp	0.05	V			
$V_{OUT(shutdown)}$	15	V			
Load step, Watts	36	W			
max dV_{OUT} due to Load step	0.2	V			
estimated f_{CO} , Hz	3.0E+3	Hz			

UCC28600 Parameters

V_{FB} , no load	4.87 V, = V_{REF} in chip, @ no load
R_{FB}	20.0E+3 Ω , internal to chip
V_{FB} at Burst/FFM	1.4 V
$A_{CS(FB)}$	2.5 Gain, V_{FB}/V_{CS}
$V_{CS(OS)}$, CS offset volts	0.4 V, typ value from data sheet
V_{PL} , power limit	1.2 V, typical CS value during power limit
$V_{PL} - V_{CS(OS)}$	0.8 V, CS working range
V_{FB} @ power limit	3 V, $V_{PL} \times A_{CS(FB)}$
V_{FB} at FFM boundary	2 V
$f_{QR(max)}$ clamp	130.0E+3 Hz
$f_{QR(min)}$ clamp	40.0E+3 Hz
$I_{OVP(line)}$	450.0E-6 A, Line OVP typical value in data sheet
$V_{OVP(on)}$, ON state	-0.025 V, typ V_{OVP} OUT = HIGH
$V_{OVP(load)}$	3.75 V, Load OVP typical value in data sheet
$I_{PL(CS)}/I_{OVP(on)}$, current gain during OUT = ON	0.5 150 μA /300 μA
V_{CS} at DCM/FFM	0.4 V, $(V_{FB}/A_{CS(FB)}) - V_{CS(OS)}$
$I_P/I_{P(max)}$ at DCM/FFB	0.5
V_{CO} gain, T_S/V_{FB}	-28.8E-6
V_{CO} offset, $T_S(V_{FB} = 0)$	65.4E-6 V
$I_{SS(chg)}$	6.00E-06 A, SS charge current

Resulting Converter Features				
V_{XFMR} , reflect	204.432	V		
$V_{DS1(OS)}$	102.216	V		
ZVS at $V_{AC(min_valley)}$?	ИСТИНА			
ZVS at $V_{AC(max_pk)}$?	ЛОЖЬ			
C_{OSS} @ $V_{AC(min)}$	81.9E-12	F		
$C_{DS(total)}$ @ $V_{AC(min)}$	131.9E-12	F		
C_{OSS} @ $V_{AC(max)}$	52.7E-12	F		
$C_{DS(total)}$ @ $V_{AC(max)}$	102.7E-12	F		
R_{LOAD} , reflect to pri	986.764	Ω		
t_{ON} / sqrt(L)	360.9E-6	s		
$t_{LEAKAGE}$ / sqrt(L)	2.5E-6	s		
t_{OFF} / sqrt(L)	159.2E-6	s		
t_{VALLEY} / sqrt(L)	31.8E-6	s		

min N_{PRI} / N_{SEC}	16.097	turns, $N = V_{XFMR}/(V_{OUT}+V_F)$	
min N_{PRI} / N_{BIAS}	16.097	turns, $N_{BIAS} = N*(V_{OUT}/V_{BIAS})$	
max L at $V_{AC(min)}$	457.4E-6	H	
$L_{LEAKAGE(max)}$	11.4E-6	H	
Total L input	468.9E-6	H	
$1+R_{OVP1}/R_{OVP2}$	4.187		
R_{OVP1}	56.5E+3	Ω	
R_{OVP2}	17.7E+3	Ω	

Summary of Maximum Load at Minimum and Maximum Line

At $V_{AC(min)}$	I_{P1}	1.542	A	
	I_{CS1}	49E-6	A	
At $V_{AC(max)}$	I_{P2}	0.856	A	
	I_{CS2}	204E-6	A	
R_S and R_{PL} Values to Achieve I_P and I_{CS}				

R_{CS}	0.456 Ω	$V_{Rcs, peak}$	0.702 V	P_{Rcs}	0.330 W
R_{PL}	2.01E+3 Ω	$V_{Rpl, min line}$	0.098 V	$V_{Rpl, max line}$	0.410 V

Snubber Components and Parameters, Primary-Side Voltage Clamping					
C_{SNUB}	160.471E-12	F			
T_{SNUB}	95.79E-9	s			
R_{SNUB1}	60.18E+3	Ω	P_{Rsnub1}	1.143	W
R_{SNUB2}	266.953	Ω			

Output Capacitor			
C_{OUT}	5.00E-3	F	
ESR, max	2.01E-3	Ω	
$I_{C(out), rms}$ @ low line	6.796	A	
$I_{C(out), rms}$ @ high line	4.652	A	
Input Bulk Capacitor			
	100	μF	
Soft Start			
$t_{SS, minimum}$	34.10E-3	s	
$C_{SS, minimum}$	102.29E-9	F	
Summary of Ideal Converter Components			
Xfmr	$L_{PRI(terminal)}$	468.9E-6	H
	$L_{PRI(leakage)}$	11.4E-6	H
	N_{PRI}/N_{SEC}	16.097	turns ratio
	$I_{PRI(rms)}$	0.695	A_{RMS}
	$I_{PRI(peak)}$	1.542	A_{PEAK}
	$I_{SEC(rms)}$ @ low line	7.428	A_{RMS} , for non-PFC
	$I_{SEC(rms)}$ @ high line	5.535	A_{RMS} , for PFC
MOSFET	V_{DS} rating	800	V
	V_{DS} stress	680	V
	$I_{D(rms)}$	0.695	A
Output capacitor	C_{OUT}	5.0E-3	F
	ESR, max	2.0E-3	Ω
	rms current rating @ low line	6.796	A_{RMS}
	rms current rating @ high line	4.652	A_{RMS}

Output Diode	V_F	0.7	V
	$I_{AVERAGE}$	3.000	A
	I_{RMS}	7.428	A
	I_{PEAK}	24.819	A
	$P_{DISSIPATE}$	2.100	W
	V_{BLOCK}	35.194	V
R current sense	R_{CS}	455.6E-3	Ω
	maximum po	0.330	W
R power limit	R_{PL}	2.0E+3	Ω
R ² CD snubber	C_{SNUB}	160.5E-12	F
	R_{SNUB1}	60.2E+3	Ω
	P_{Rsnub1}	1.143	W
	R_{SNUB2}	266.953	Ω
OVP	R_{OVP1}	56.5E+3	Ω
	R_{OVP2}	17.7E+3	Ω
Soft start	C_{SS}	102.3E-9	F
	t_{SS}	34.1E-3	s
Minimum VDD Capacitor	C_{VDD}	69.5E-6	F
Series resistor	R_{VDD}	4.52	Ω
Start up resistor	R_{SU}	3.6E+6	Ω

Нижче наведено оригінальний текст коментарів до розрахованих величин

- **P_{OUT} during SS**, default: use P_{OUT(max)} if design will start into full load (enter, in W, into cell C11)
- **efficiency ratio** is the Expected converter efficiency (enter, in decimal form, in cell C12)
- Resultant input power from User input (calculated by spreadsheet)
- **V_{AC(min)}** is the minimum AC line input voltage (enter, in VAC, in cell C14)
- ****For systems with a PFC front end, the V_{AC(max)} value entered into cell C15 should be equivalent to the maximum regulated output voltage of the PFC stage divided by SQRT(2), as calculated by the USER, otherwise, for systems that DO NOT have a PFC input stage, enter the maximum AC line input voltage. (enter, in VAC, in cell C15)**
- **V_{BULK(ripple)}, %pp** is the ripple voltage on the input voltage (enter the percentage of peak to peak ripple voltage on the input bus in cell C16)
- **V_{AC(max)} shutdown margin %** is the User programmable Line Over Voltage Protection limit (enter the percentage of margin that the line voltage can exceed V_{AC(max)} before initiating Line OVP, in cell C17)

INPUT CAPACITOR: required minimum input capacitor to meet required V_{BULK(min_valley)} for power stage

Actual INPUT CAPACITOR used for design. Actual value required for power stage calculations

Actual minimum bulk voltage resultant from selection of input capacitor value

- Minimum switching frequency at maximum load, minimum input should not be less than 80kHz. Locking this value to 80kHz ensures proper timing for the internal logic of the controller and is not user programmable
- **V_{OUT}** is the regulated output voltage of the converter (enter, in Volts, in cell C19)
- **V_{OUT(ripple)}, max pp** is the maximum peak to peak output ripple of the converter output, i.e. usually equal to 1% of the regulated output voltage (enter, in Volts, in cell C20)

- $V_{OUT(shutdown)}$ is the User programmable Output Over Voltage Protection limit (enter, in Volts, the maximum output voltage that will initiate Load OVP in cell C21)
- **Load step** is the maximum output load transient, in Watts, i.e. no-load to full load (enter, in Watts, in cell C22)
- **max dV_{OUT} due to Load step** is the maximum output voltage deviation due to a transient or load step (enter, in Volts, in cell C23)
- **estimated f_{CO}** is the desired crossover frequency of the control loop, usually between 2kHz and 3kHz (enter, in Hertz such as 3.0E+3, in cell C24)
- V_{BIAS} is the output of the Aux winding of the Flyback Transformer, used to BIAS the UCC28600 and, if used, also the PFC controller. V_{BIAS} must be equal to the maximum UVLO stop threshold of the UCC28600 (equal to 9.3V) or the maximum start up voltage of the PFC controller, whichever is greater. (enter, in Volts, in cell C25)
- **Snubber overshoot % of reflected V_{OUT}** is used to determine the snubber components. The percentage value entered in this cell will be used to determine the clamp voltage, taking into account the derated V_{DS} of the switch, the maximum input voltage, and the reflected output voltage. Recommended 50% as default value. (enter, as a percentage, in cell C26)

The User selects a MOSFET for the design and inputs the FET's characteristics:

- **$V_{DS(max)}$ rating** is the chosen FET's drain to Source maximum voltage rating (enter, as Volts, in cell C30)
- **V_{DS} derate %** is the User chosen derating (for safety margin) of the V_{DS} voltage on the FET (enter, as a percentage, in cell C31)
- Resultant maximum allowed voltage on switch due to User selected derating
- **C_{OSS}** is the output capacitance of the chosen MOSFET as stated in the MOSFET data sheet (enter, in Farads, in cell C33). **V_{DS} test V** is the defined voltage, found in the MOSFET data sheet, that the C_{OSS} specification is tested at (enter, in Volts, in cell F33).

- **$C_{DS, \text{stray}}$** is the estimated **parasitic** Drain to Source capacitance (enter, in Farads, in cell C35) ex. TO-220 tab to GND is about 25 pF
- **C_{ISS}** is the input capacitance of the chosen MOSFET as stated in the MOSFET data sheet (enter, in Farads, in cell C36).
- **Q_g** is the total gate charge of the chosen MOSFET as stated in the MOSFET data sheet (enter, in Coulombs, in cell C37).

- **Leakage to magnetizing inductance %** is the desired magnetizing inductance of the Flyback transformer (enter, as a percent, in cell C39)

- **V_F** is the forward voltage drop of the User-selected output rectifier as found in the rectifier data sheet (enter, as a voltage, in cell C43)
- The parameters within the blue box are internal to the UCC28600 and are not User programmable.

Note: **R_S** and **R_{PL}** and the snubber follow simulation because the results are used in their calculation.

- calculated allowable reflected output voltage
- calculated Drain-Source overshoot voltage
- TRUE only if $V_{XFMR, \text{reflect}} > V_{BULK(\text{min_valley})}$, FALSE = valley switching
- TRUE only if $V_{XFMR, \text{reflect}} > V_{BULK(\text{max_pk})}$, FALSE = valley switching
- calculated circuit capacitances
- calculated maximum load impedance based upon the reflected output voltage
- calculated timing segments normalized with respect to the primary inductance

- $\min N_{PRI} / N_{SEC}$ is the **Minimum Turns Ratio for the Primary to Secondary Windings** (this value is carried over to the Simulator page)
 - $\min N_{PRI} / N_{BIAS}$ is the **Minimum Turns Ratio for the Primary to Bias (AUX) Windings** (this value is inverted and carried over to the Simulator page)
 - **max L at VAC(max)** is the **Calculated Primary Inductance** (this value is carried over to the Simulator page)
 - $L_{LEAKAGE(max)}$ is the **Allowable Leakage Inductance** (this value is carried over to the Simulator page)
-
- R_{OVP1} is the **ideal value of the top resistor on the OVP pin** (this value is adjusted for actual turns ratio and carried over to the Simulator page)
 - R_{OVP2} is the **ideal value of the bottom resistor on the OVP pin** (this value is adjusted for actual turns ratio and carried over to the Simulator page)
 - I_{P1} is the peak primary current at low line, full load
 - I_{CS1} is the power limit current that is sourced at the CS pin at low line
 - I_{P2} is the peak primary current at high line, full load
 - I_{CS2} is the power limit current that is sourced at the CS pin at high line
 - the ideal value of the Current Sense resistor (R_{CS}), the peak voltage across it (V_{RCS} , **peak**), and the power dissipated by it (P_{RCS}). R_{CS} is adjusted for actual turns ratio and carried over to the QR Simulator page where the User must select a standard value.
 - the ideal value of the Power Limit Resistor (R_{PL}), the peak voltage across it at minimum line (V_{Rpl} , **min line**), and the peak voltage across it at maximum line (V_{Rpl} , **max line**). R_{PL} is adjusted for actual turns ratio and carried over to the QR Simulator page where the User must select a standard value.

- C_{SNUB} is the ideal value of the primary side snubber capacitor. Select a standard value close to this.
- T_{SNUB} is the period of the ringing frequency
- R_{SNUB1} is the ideal value of the snubber resistor that is in parallel to C_{SNUB} , P_{Rsnub1} is the power dissipation of R_{SNUB1} . Select a standard value close to this.
- R_{SNUB2} is the ideal value of the snubber resistor that is in series with C_{SNUB} . Select a standard value close to this.

- C_{OUT} is the ideal value of the output capacitor. Select a standard value close to this.
- Select a capacitor bank (C_{OUT}) with a **total ESR** less than this.
- Select a capacitor bank (C_{OUT}) to handle $I_{C(out),rms}$ at low line.
- Select a capacitor bank (C_{OUT}) to handle $I_{C(out),rms}$ at high line.

- t_{SS} , minimum is the required soft start time
- C_{SS} , minimum is the required capacitor for SS. Select a standard value close to this.

- $L_{PRI(terminal)}$ is the required primary inductance. L_{PRI} is carried over to the QR Simulator page where the User must select a standard value.
- $L_{PRI(leakage)}$ is the maximum allowable leakage inductance. $L_{PRI(leakage)}$ is carried over to the QR Simulator page where the User must select a standard value.
- N_{PRI}/N_{SEC} is the ideal primary to secondary turns ratio. N_{PRI}/N_{SEC} is carried over to the QR Simulator page where the User must enter the actual turns used.
- $I_{PRI(rms)}$ is the primary rms current at low line, maximum load
- $I_{PRI(peak)}$ is the peak primary current at low line, maximum load
- $I_{SEC(rms)}$ @ low line is the maximum secondary side rms current at low line for designs without a PFC front end
- $I_{SEC(rms)}$ @ high line is the maximum secondary side rms current at high line for designs with a PFC front end
- V_{DS} **rating** is the voltage rating on the User selected MOSFET
- V_{DS} **stress** is the resultant maximum allowed voltage on switch due to User selected derating
- $I_{D(rms)}$ is the maximum primary rms current

- C_{OUT} is the ideal value of the output capacitor. Select a standard value close to this.
- **ESR, max** is the maximum allowable equivalent series resistance of the output capacitor bank

- **rms current rating at low line** is the required rms ripple current rating for low line operation of designs that do not use a PFC front end
- **rms current rating at high line** is the required rms ripple current rating for low line operation of designs that use a PFC front end
- V_F is the forward voltage drop of the selected diode
- $I_{AVERAGE}$ is the average output current
- I_{RMS} is the RMS output current
- I_{PEAK} is the PEAK output current
- $P_{DISSIPATE}$ is the calculated power dissipation of the output diode
- V_{BLOCK} is the required reverse voltage rating of the diode
- R_{CS} is the ideal value of the Current Sense resistor
- **maximum power** is the calculated dissipated power across the current sense resistor
- R_{PL} is the ideal value of the power limit resistor
- C_{SNUB} is the ideal value of the primary side snubber capacitor. Select a standard value close to this.
- R_{SNUB1} is the ideal value of the snubber resistor that is in parallel to C_{SNUB} , Select a standard value close to this.
- P_{Rsnub1} is the power dissipation of R_{SNUB1} .
- R_{SNUB2} is the ideal value of the snubber resistor that is in series with C_{SNUB} . Select a standard value close to this.
- R_{OVP1} is the ideal value of the top resistor on the OVP pin
- R_{OVP2} is the ideal value of the bottom resistor on the OVP pin
- C_{SS} , minimum is the required capacitor for SS. Select a standard value close to this.
- t_{SS} , minimum is the required soft start time
- C_{VDD} is the minimum required value for the bulk capacitor on VDD
- R_{VDD} is the series resistor from the Bias windings into VDD
- R_{SU} is the start up resistor from the bulk input into VDD

Flyback Inductor Specification for the UCC28600 Greenmode Quasi-Resonant Converter

The flyback transformer plays a crucial role in the performance of the green mode controller. Considerations must be given to adequate coupling for the bias windings, minimizing leakage inductance, and minimizing audible noise. All of these criteria can easily be met with proper transformer design from the start.

GENERAL:

Topology:	Quasi-Resonant Flyback with Bias Winding	
Main Output Power:	36	W
Anticipated Overall Efficiency of the Converter:	0.85	
Maximum Switching Frequency, min input, max load:	80.0E+3	Hz at full load, min input
Maximum Switching Frequency:	130.0E+3	Hz, DCM mode
Minimum Switching Frequency:	Burst packets of 40kHz pulses at loads of 15% or less	

INPUT:

Minimum Input Voltage:	90.16	V
Maximum Input Voltage:	373.35	V
Peak PRIMARY Current:	1.54	A
PRIMARY RMS Current:	0.69	A
Duty Cycle at Minimum Input Voltage, Maximum Load	0.61	
Duty Cycle at Maximum Input Voltage, Maximum Load	0.26	
Duty Cycle at Maximum Input Voltage, Maximum Load	0.26	

OUTPUTS:

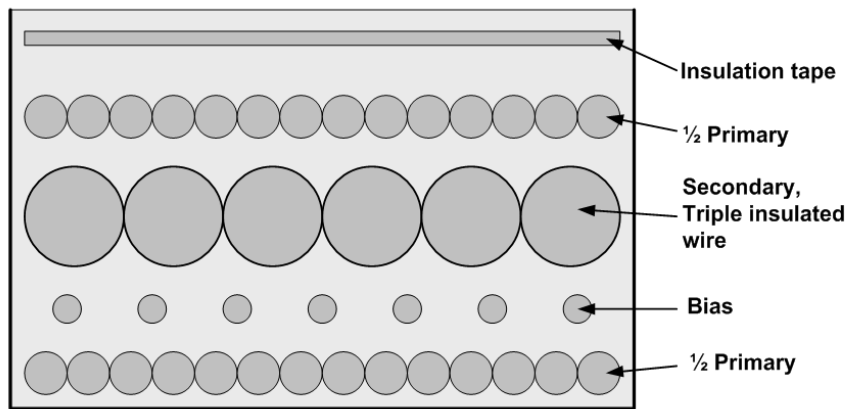
SECONDARY Output Voltage:	12	V
SECONDARY Output Peak Current:	24.82	A
SECONDARY RMS Current:	7.428	A
BIAS Voltage:	12	V
Approximate RMS BIAS Current:	35.6E-3	A

INDUCTANCE AND TURNS RATIO:

Magnetizing Inductance:	457.4E-6	H
Maximum Leakage Inductance:	11.4E-6	H
PRIMARY to SECONDARY Turns Ratio (N_{PRI}/N_{SEC}):	16.097	
PRIMARY to BIAS Turns Ratio (N_{PRI}/N_{BIAS}):	16.097	
Isolation Requirement:	1500	V

SPECIAL NOTES REGARDING THE FLYBACK TRANSFORMER:

1. The BIAS windings must be well coupled to the PRIMARY. Interleave BIAS and SECONDARY windings between the primary for equal coupling.
2. Use bundled stranded wire.
3. Encase the windings in as much Ferrite as possible; a round post core is a must to help reduce leakage
4. Do not use tape barriers. Use triple insulated wire on the SECONDARY to meet the isolation requirement while minimizing leakage inductance.
5. Must be potted or heavily varnished to reduce audible noise. Also, fill the gap with flexible epoxy to reduce audible noise.
6. Distribute the BIAS windings over the entire width of the bobbin.
7. Place the dot end of the PRIMARY winding as close to the core as possible to help shield the dv/dt noise
8. Wind the SECONDARY so that the non-dot end is the outer most layer.



Example of a recommended transformer design. Use multiple strand wire to distribute each of the coils across the layer.

For more information refer to: <http://focus.ti.com/lit/an/slua418/slua418.pdf>

Рис.3.9. Профіль обмотки високочастотного трансформатору перетворювача

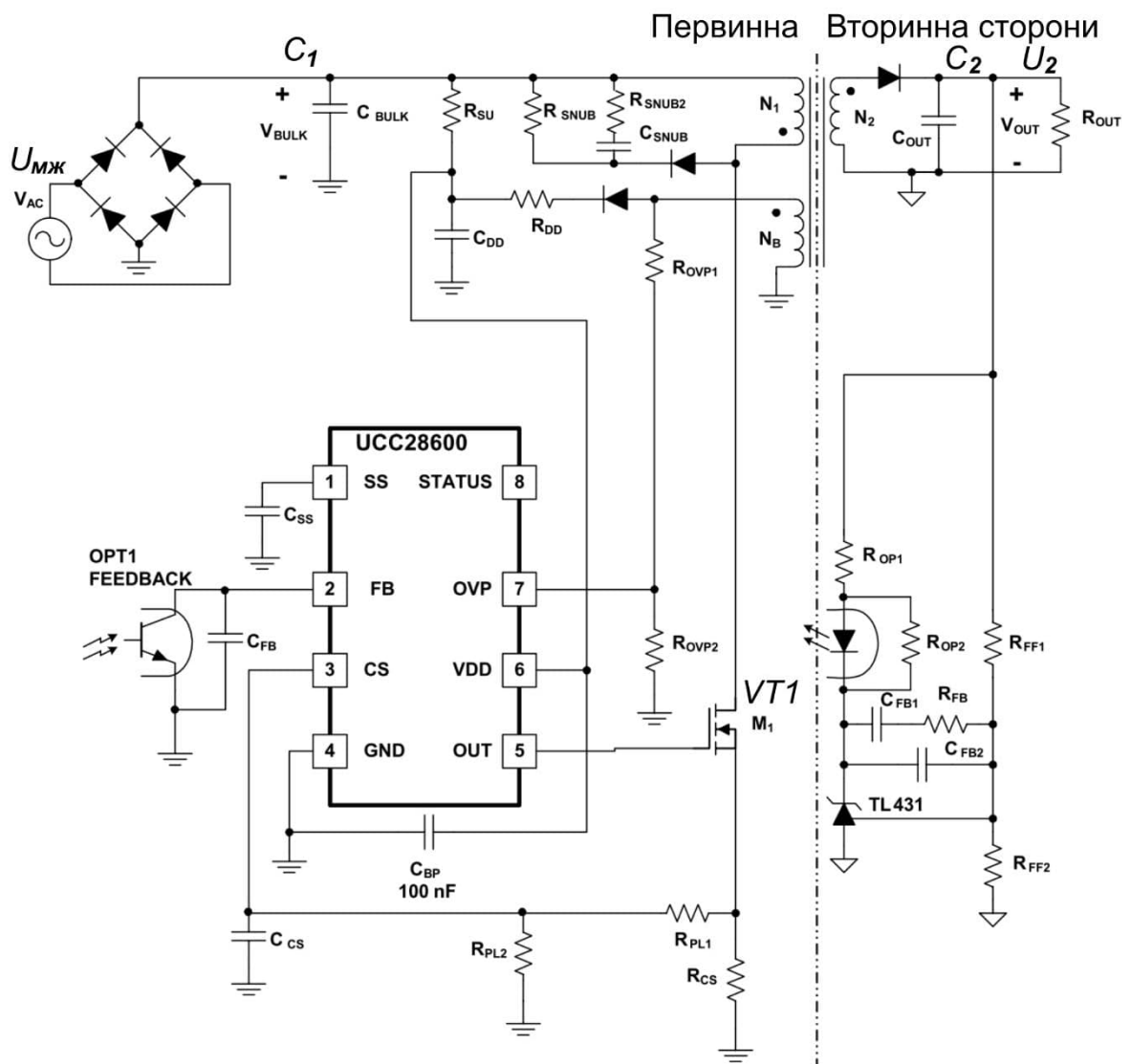
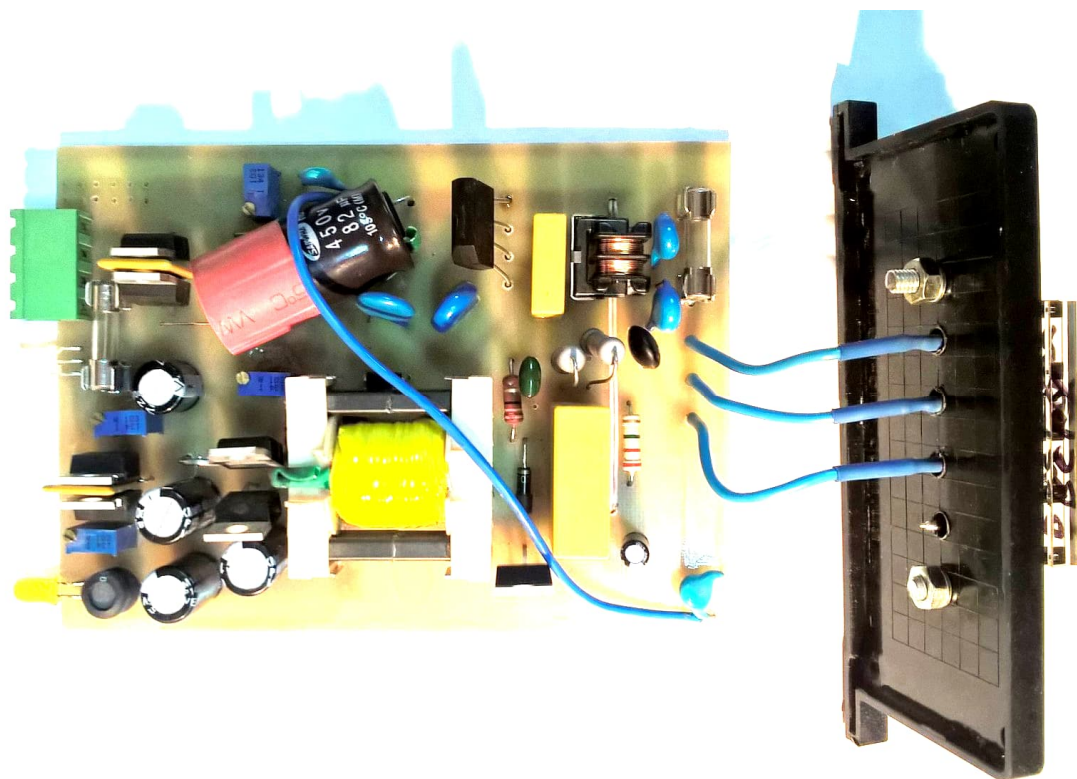
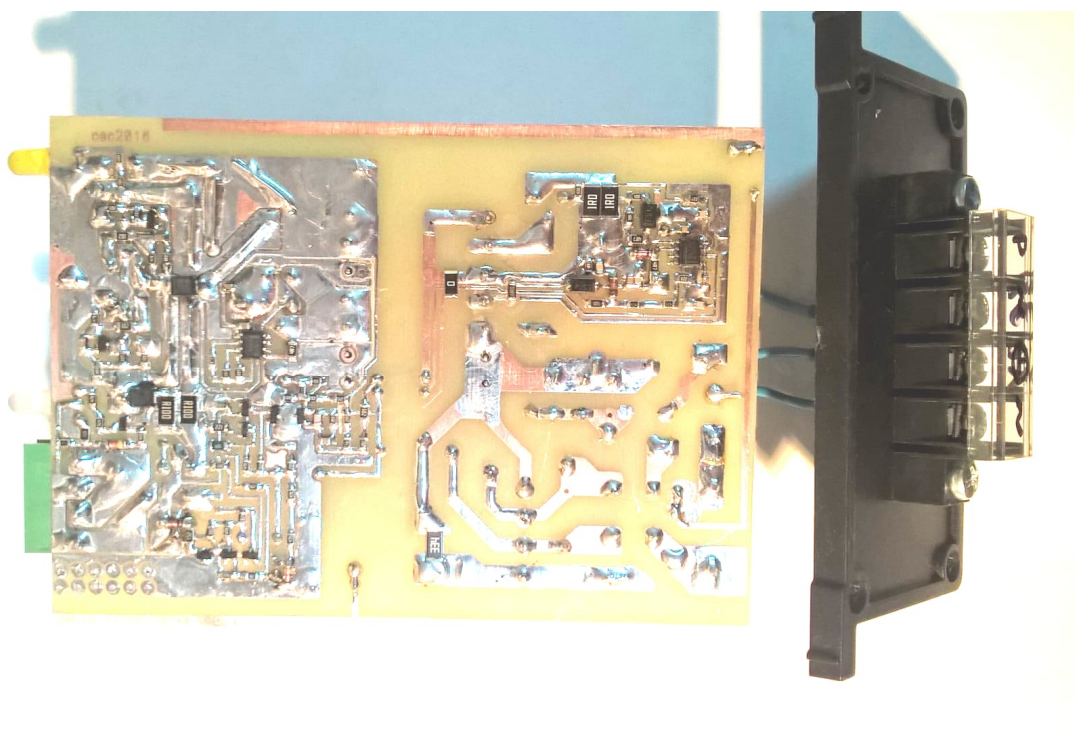


Рис. 3.10. Розрахункова схема зворотноходового імпульсного перетворювача



а



б

Рис. 4.1. Зовнішній вигляд опитного зразка блоку живлення з іскробезпечним виходом для малопотужних електропристроїв: а) вид зверху, б) вид знизу

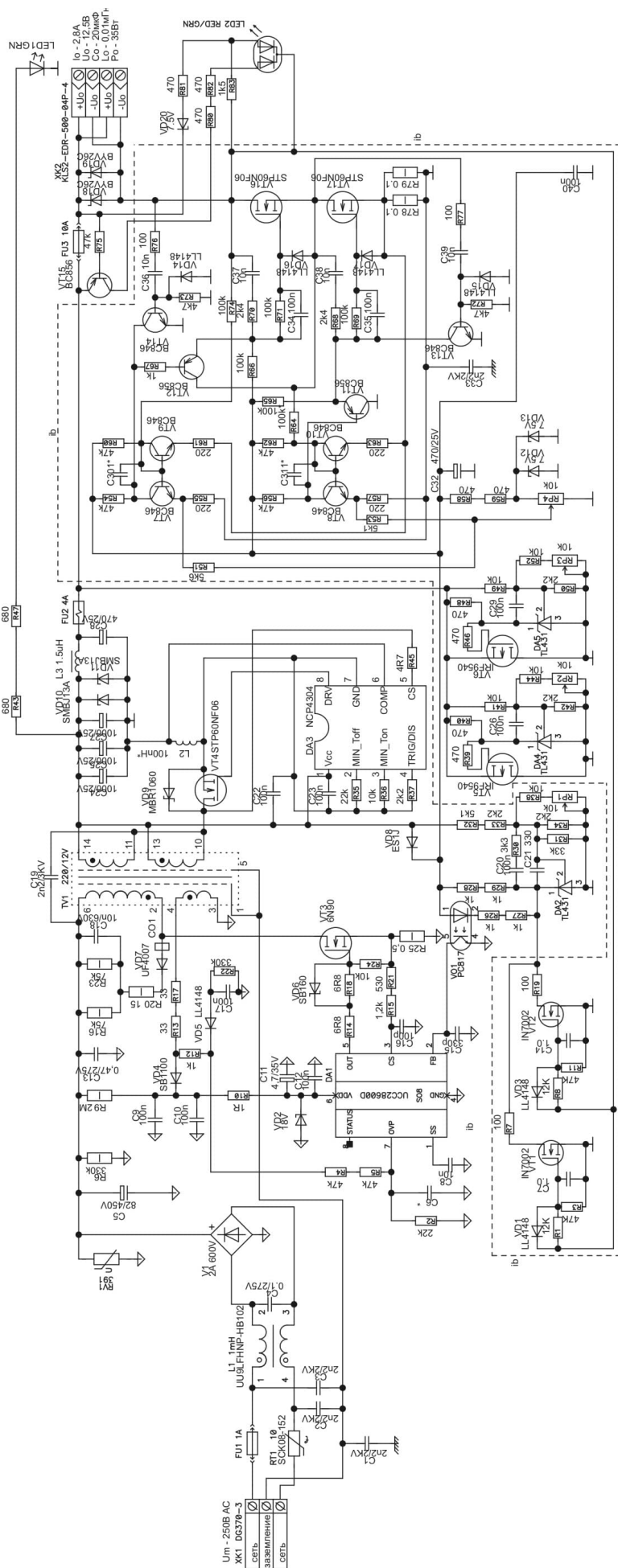
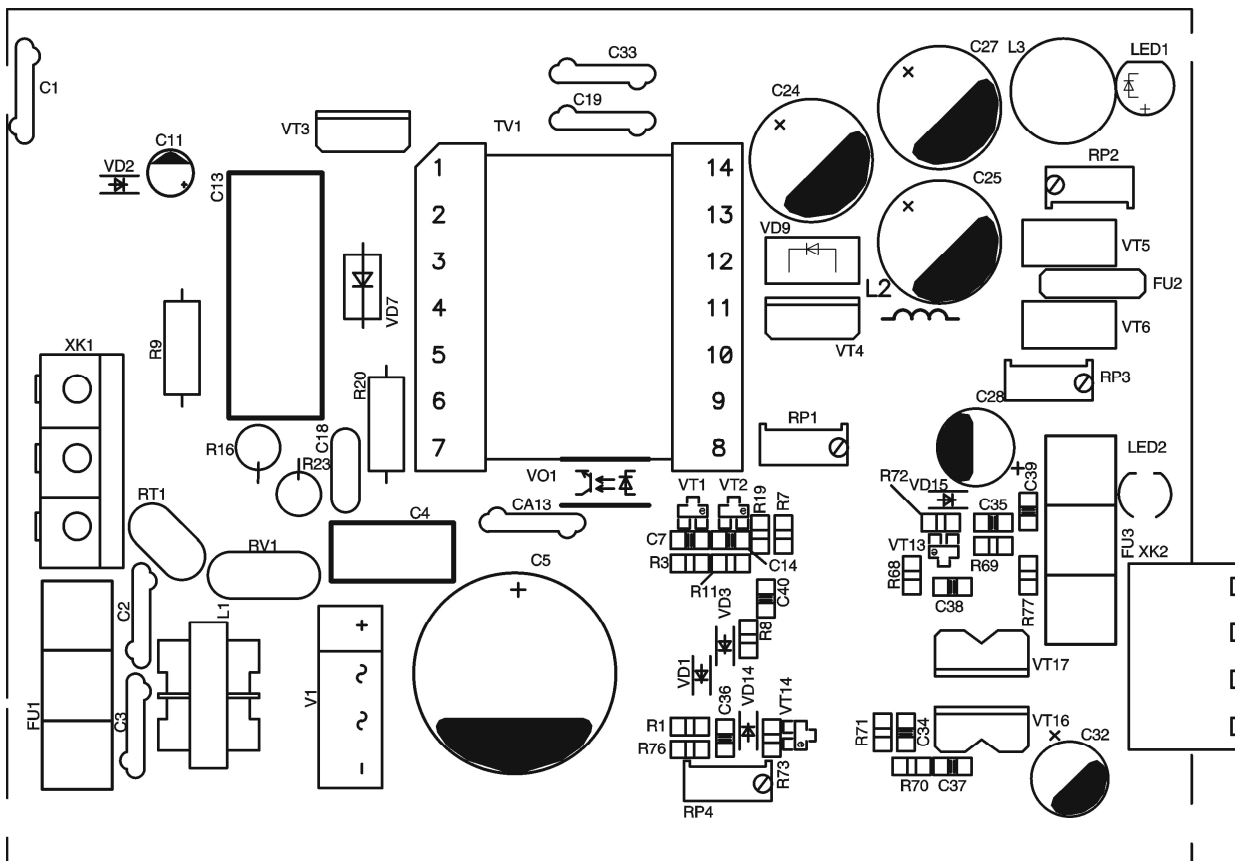
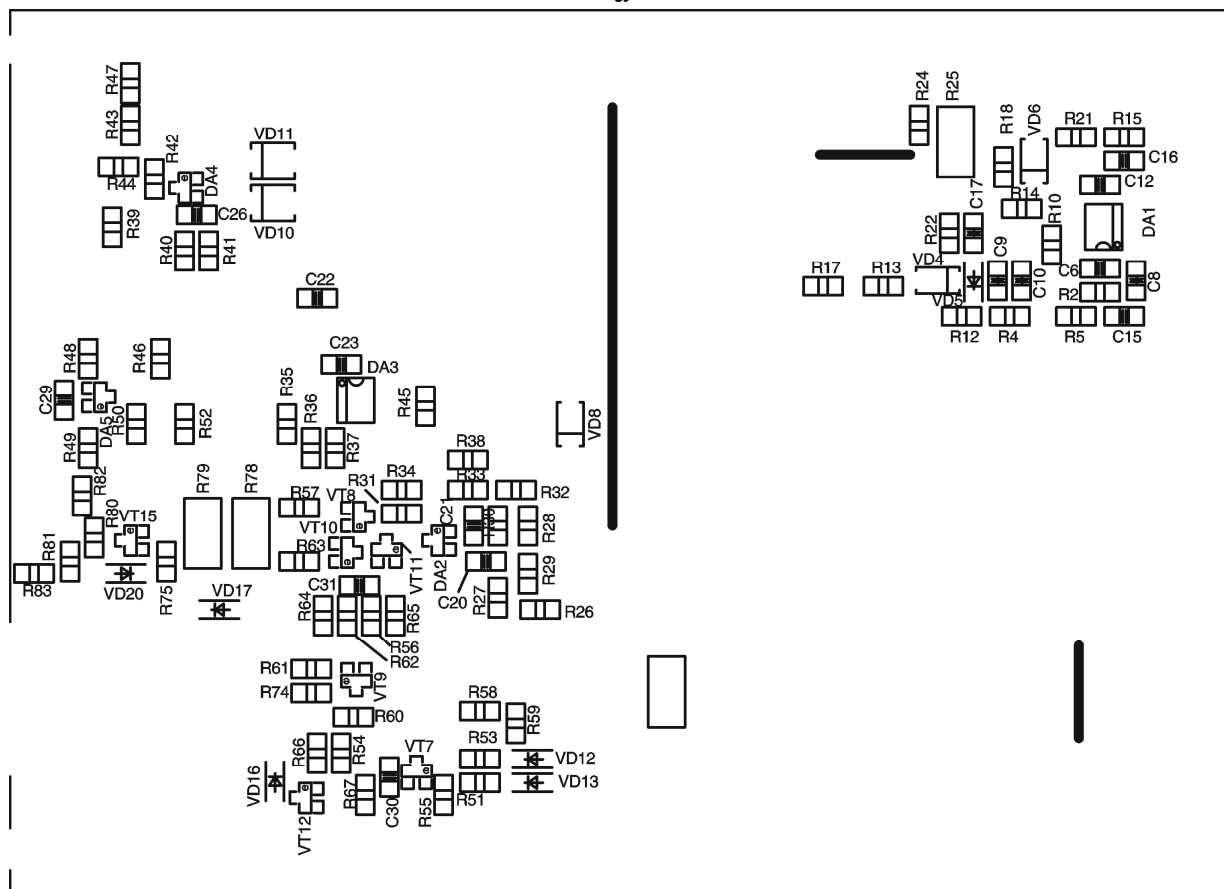


Рис. 4.2. Принципова схема блоку живлення з іскробезпечним виходом для суднових малопотужних електропристроїв

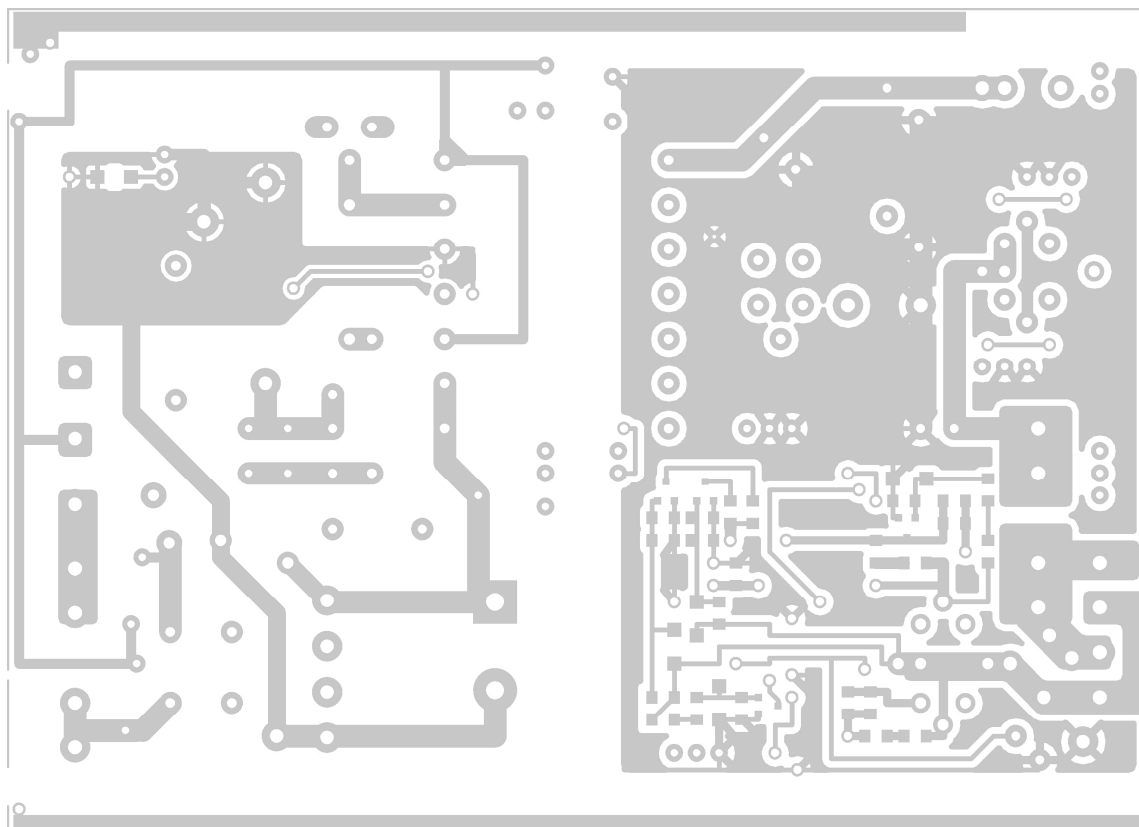


a

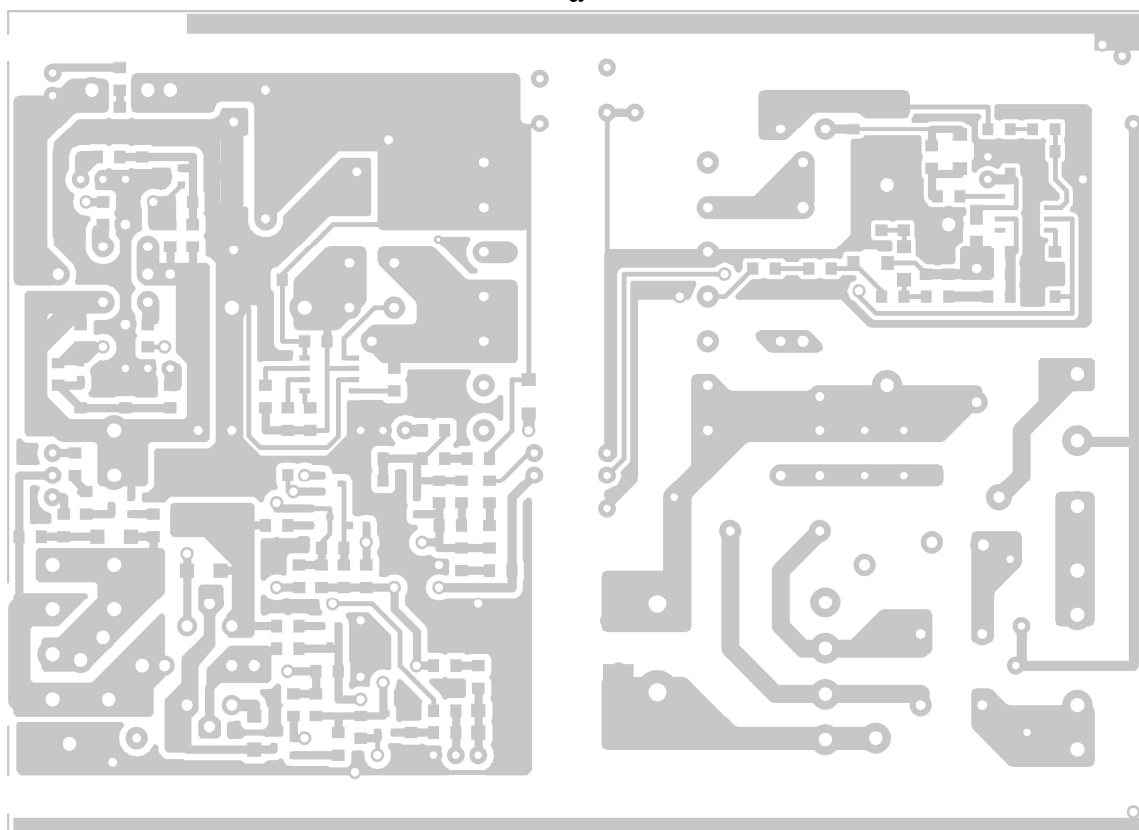


б

Рис. 4.3. розташування елементів на печатній платі блоку: а) зверху, б) знизу



а



б

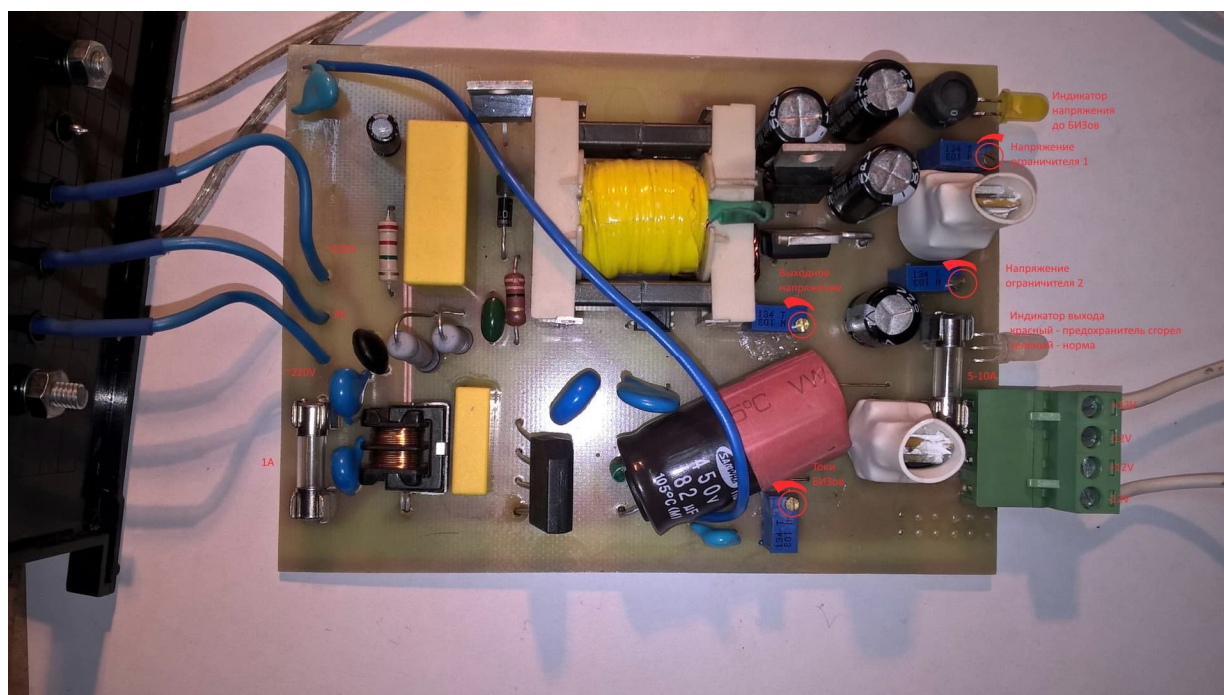
Рис. 4.4. Рисунки печатної плати: а) зверху, б) знизу

RefDes	P-CAD Count	Bill of Materials ComponentName	...BP30Wnew.pcb PatternName	Код Шифр	Description SwapEquivalence PackageOutlineL
XK2	1	2EDGR-508-4	2EDGR-508-4	KLS2-EDR-500-04P-4	KLS2-EDR-500-04P-4
C4	1	C01_275_COMPACT	C01_275_COMPACT	МКР Х2 0.1uF 280V	МКР Х2 0.1uF 280V P=10mm
C1	5	C2N2_2K	C2N2_2K		Конденсатор КСК 2.2nF 2kV Y5P
C2					Конденсатор КСК 2.2nF 2kV Y5P
C3					Конденсатор КСК 2.2nF 2kV Y5P
C19					Конденсатор КСК 2.2nF 3kV
CA13					Конденсатор КСК 2.2nF 2kV Y5P
C13	1	C047_275	C047_275		Конденсатор МКР Х2 0.47uF 280V P=22.5mm
C18	1	CAP200	CAP200		CL-21 10nF 630V ±10% P=7.5mm 10nF 630V ±10% P=7.5mm
C6	25	CC0805	CC0805		3,3nF 50B
C7		CC0805		CL21B105KAFNFNE	Конденсатор 0805 1uF 25V X7R
C8		CC0805			Конденсатор 0805 10nF 50V X7R
C9		CC0805		CL21B104KBCNNNC	Конденсатор 0805 100n 50V X7R
C10		CC0805		CL21B104KBCNNNC	Конденсатор 0805 100n 50V X7R
C12		CC0805		CL21B104KBCNNNC	Конденсатор 0805 100n 50V X7R
C14		CC0805		CL21B105KAFNFNE	Конденсатор 0805 1uF 25V X7R
C15		CC0805		CL21C331JBANNNC	Конденсатор 0805 330pF 50V NP0
C16		CC0805			Конденсатор 0805 100pF 50V NP0
C17		CC0805		CL21B104KBCNNNC	Конденсатор 0805 100n 50V X7R
C20		CC0805		CL21B104KBCNNNC	Конденсатор 0805 100n 50V X7R
C21		CC0805		CL21C331JBANNNC	Конденсатор 0805 330pF 50V NP0
C22		CC0805		CL21B104KBCNNNC	Конденсатор 0805 100n 50V X7R
C23		CC0805		CL21B104KBCNNNC	Конденсатор 0805 100n 50V X7R
C26		CC0805		CL21B104KBCNNNC	Конденсатор 0805 100n 50V X7R
C29		CC0805		CL21B104KBCNNNC	Конденсатор 0805 100n 50V X7R
C30		CC0805			1nF 50B
C31		CC0805			1nF 50B
C33	1	C2N2_2K	C2N2_2K		Конденсатор КСК 2.2nF 2kV Y5P
C34		CC0805		CL21B104KBCNNNC	Конденсатор 0805 100n 50V X7R
C35		CC0805		CL21B104KBCNNNC	Конденсатор 0805 100n 50V X7R
C36		CC0805			Конденсатор 0805 10nF 50V X7R
C37		CC0805			Конденсатор 0805 10nF 50V X7R
C38		CC0805			Конденсатор 0805 10nF 50V X7R
C39		CC0805			Конденсатор 0805 10nF 50V X7R
C40		CC0805		CL21B104KBCNNNC	Конденсатор 0805 100n 50V X7R
C11	1	CE-5	CE-5		CD268 4.7uF 50V 5*11 105C
C5	1	CE-22	CE-22		CD268 100uF 450V 22*32 105C
C28	2	CP8_470_16	CP8		CD268 470uF 25V 8*12 105C
C32					CD268 470uF 25V 8*12 105C
C24	3	CP13	CP13		CD268 1000uF 25V 10*16 105C
C25					CD268 1000uF 25V 10*16 105C
C27					CD268 1000uF 25V 10*16 105C
XK1	1	DG370-3	DG370-3		DG370-3
VD4	3	DIOD_SMA	SMA		Диод Шоттки SB1100
VD8					ES1J
VD6					Диод Шоттки SB106
VD10	2	DIOD_SMB	SMB		SMBJ13A
VD11					SMBJ13A
L1	1	FILTER_UF09V2	UF09V2	UU9LFHNP-HB102	UU9LFHNP-HB102
FU1	2	FUSE+HOLDER	FUSE+HOLDER-20X	Держатель предохранителя одиночный ZH3	Предохранитель 5x20 1.0A
				5	
FU3				Держатель предохранителя одиночный ZH3 5x20мм	Предохранитель 5x20 10A

FU2	1	FUSE-11X3F10	FUSE-11X3F10		RUEF400
VD7	1	KD1L	KD105L		UF4007
CO1					HF70BTL3.5X9R-AG
LED1	1	LED	LED100		Светодиод 5mm Зеленый матовый 15 mCd
LED2	1	LED2-5	LED2-5	HL-509H3GS2AW-C	Светодиод, D=5mm, красный/зелёный 660/570 nm, 120/70 mcd, общий катод, белый диффузный
VD5	11	LL4148	LL4148		LL4148 SMD
VD14					LL4148 SMD
VD15					LL4148 SMD
VD16					LL4148 SMD
VD17					LL4148 SMD
VD20					Стабилитрон BZV55-C7V5 SMD
VD1					LL4148 SMD
VD2					Стабилитрон BZV55-C18V SMD
VD3					LL4148 SMD
VD12					Стабилитрон BZV55-C7V5 SMD
VD13					Стабилитрон BZV55-C7V5 SMD
L2	1				100 nH
L3	1	L_PC-V_20A	L_PC-11X32F9	BL01RN1A1F1J	1,5uH 3A
V1	1	MOST_KBL	KBL		Диодный мост KBP08
DA3	1	NCP4304	SO8		NCP4304
VO1	1	OPTRON_817	OPTRON_817	PC817X3NSZ0F	PC817C
R16	2	R1VI	R1VI		75k 1W
R23					75k 1W
R9	2	R05	R05		2M 1W
R20					15 1W
R1	74	RC0805	RC0805		Резистор SMD 12k 0805 5%
R2					Резистор SMD 22k 0805 5%
R3					Резистор SMD 47k 0805 5%
R4					Резистор SMD 47k 0805 5%
R5					Резистор SMD 47k 0805 5%
R7					Резистор SMD 100R 0805 5%
R8					Резистор SMD 12k 0805 5%
R10					Резистор SMD 1R 0805 5%
R11					Резистор SMD 47k 0805 5%
R12					Резистор SMD 1k 0805 5%
R13					Резистор SMD 33R 0805 5%
R14					Резистор SMD 6R8 0805 5%
R15					Резистор SMD 1k2 0805 5%
R17					Резистор SMD 33R 0805 5%
R18					Резистор SMD 6R8 0805 5%
R19					Резистор SMD 100R 0805 5%
R21					Резистор SMD 530R 0805 5%
R22					Резистор SMD 330k 0805 5%
R24					Резистор SMD 10k 0805 5%
R26					Резистор SMD 1k 0805 5%
R27					Резистор SMD 1k 0805 5%
R28					Резистор SMD 1k 0805 5%
R29					Резистор SMD 1k 0805 5%
R30					Резистор SMD 3k3 0805 5%
R31					Резистор SMD 33k 0805 5%
R32					Резистор SMD 5k1 0805 5%
R33					Резистор SMD 2k2 0805 5%
R34					Резистор SMD 2k2 0805 5%
R35					Резистор SMD 22k 0805 5%
R36					Резистор SMD 10k 0805 5%
R37					Резистор SMD 2k2 0805 5%
R38					Резистор SMD 10k 0805 5%

R38				Резистор SMD 10k 0805 5%
R39				Резистор SMD 470R 0805 5%
R40				Резистор SMD 470R 0805 5%
R41				Резистор SMD 10k 0805 5%
R42				Резистор SMD 2k2 0805 5%
R43				Резистор SMD 680R 0805 5%
R44				Резистор SMD 10k 0805 5%
R45				Резистор SMD 4R7 0805 5%
R46				Резистор SMD 470R 0805 5%
R47				Резистор SMD 680R 0805 5%
R48				Резистор SMD 470R 0805 5%
R49				Резистор SMD 10k 0805 5%
R50				Резистор SMD 2k2 0805 5%
R51				Резистор SMD 5k6 0805 5%
R52				Резистор SMD 10k 0805 5%
R53				Резистор SMD 5k1 0805 5%
R54				Резистор SMD 47k 0805 5%
R55				Резистор SMD 220R 0805 5%
R56				Резистор SMD 47k 0805 5%
R57				Резистор SMD 220R 0805 5%
R58				Резистор SMD 470R 0805 5%
R59				Резистор SMD 470R 0805 5%
R60				Резистор SMD 47k 0805 5%
R61				Резистор SMD 220R 0805 5%
R62				Резистор SMD 47k 0805 5%
R63				Резистор SMD 220R 0805 5%
R64				Резистор SMD 100k 0805 5%
R65				Резистор SMD 100k 0805 5%
R66				Резистор SMD 100k 0805 5%
R67				Резистор SMD 1k 0805 5%
R68				Резистор SMD 2k4 0805 5%
R69				Резистор SMD 100k 0805 5%
R70				Резистор SMD 2k4 0805 5%
R71				Резистор SMD 100k 0805 5%
R72				Резистор SMD 4k7 0805 5%
R73				Резистор SMD 4k7 0805 5%
R74				Резистор SMD 100k 0805 5%
R75				Резистор SMD 47k 0805 5%
R76				Резистор SMD 100R 0805 5%
R77				Резистор SMD 100R 0805 5%
R80				Резистор SMD 470R 0805 5%
R81				Резистор SMD 470R 0805 5%
R82				Резистор SMD 470R 0805 5%
R83				Резистор SMD 1k5 0805 5%
R6	4 R_2512		2512	Резистор SMD 330k 2512 5%
R25				Резистор SMD 0R5 2512 5%
R78				Резистор SMD 0R1 2512 5%
R79				Резистор SMD 0R1 2512 5%
RT1	1 R_NTC_D8	R_NTC-D8	SCK08-152	термистор NTC 15R 2A D=8mm
RP1	4 R_VAR_3296W	R_VAR_3296W		Резистор подстроечный 10k 3296W
RP2				Резистор подстроечный 10k 3296W
RP3				Резистор подстроечный 10k 3296W
RP4				Резистор подстроечный 10k 3296W
DA2	14 SOT-23(A1A2K)	SOT-23(A1A2K)		TL431
DA4				TL431
DA5				TL431
VT1				2N7002
VT2				2N7002
VT7				BC846B
VT8				BC846B
VT9				BC846B
VT10				BC846B
VT11				BC856B

VT12				BC856B
VT13				BC846B
VT14				BC846B
VT15				BC856B
VT16	2	MOSFET_N_TO220	TO220	STP60NF06
VT17			TO220	STP60NF06
VT3	2	TO220-3A	TO220	6N90
VT4		TO220-3A	TO220	STP60NF06
VT5	2	TO-220	TO220	IRF9540
VT6		TO-220	TO220	IRF9540
VD9	1	TO-220VD	TO-220VD	MBR1060
TV1	1	T_ETD29H14	ETD29H14	
DA1	1	UCC28600_SO8	SO8	UCC28600_SO8
RV1	1	VARISTOR_SK10	VARISTOR-D10	Варистор FNR05K391



а



б

Рис. 4.5. Вид блоку живлення з іскробезпечним виходом для суднових малопотужних електропристроїв з індикацією і настройками:

а) експериментальна плата б) корпус блоку живлення

Розділ 5. Вартість розробки системи

В цьому розділі проводиться оцінка вартості проектування системи для проектної організації, науково-виробничого підприємства або для підприємців, які займаються інженерною діяльністю. Слід зазначити, що розрахунки зроблено тільки для приблизної оцінки бюджету на основі досвіду роботи підприємств в аналогічних проєктах в 2017-2021 роках. Враховано тільки прямі витрати на розробку системи. Реальні витрати можуть відрізнятися залежно від вимог до виробництва, запланованих об'ємів і особливостей конкретного підприємства, а також залежать від курсу гривні до інших валют на даний час.

Вартість проектування системи складається з вартості робіт по оформленню ескізного проєкту, експериментальних інженерних робіт, комплектуючих, розхідних матеріалів та вартості витрачених допоміжних ресурсів

$$C_{\Sigma pr} = C_{on} + C_{екс} + C_{комп} + C_{расх} + C_{дрес}. \quad (5.1)$$

Вартість оформлення ескізного проєкту розраховується з наступних складових:

- місячна ставка зарплатні інженера-електроніка $Q_{mi}=18000$ Грн, статистика зарплат взята з [<https://www.work.ua/ru/salary/>],
- ставка єдиного соціального внеску $ECB=0,22$,
- кількість людино-годин, прийmemo 10 робочих днів $n_{лз}=80$ г,
- середня кількість робочих годин за місяць $N_{зм}=172$ г, тоді розраховуємо

$$C_{on} = Q_{mi}(1 + ECB)n_{лз} / N_{зм} = 18000(1 + 0,22)80 / 172 \approx 10214 \text{ Грн.} \quad (5.2)$$

Аналогічним чином розраховуємо і вартість експериментальних інженерних робіт, для яких приймаємо $n_{лз}=72$ г,

$$C_{екс} = Q_{mi}(1 + ECB)n_{лз} / N_{зм} = 18000(1 + 0,22)72 / 172 \approx 9193 \text{ Грн.} \quad (5.3)$$

Вартість комплектуючих та розхідних матеріалів розраховуємо сумуванням окремих цін компонентів та матеріалів з врахуванням накладних витрат. Перелік компонентів беремо з розділу 4 з повною схемою системи. Конкретні ціни комплектуючих беремо з прайс-листів офіційних поставників електронних

компонентів в Україні [kosmodrom.com.ua]. Для розрахунків загальної вартості матеріальних витрат використовуємо програму на мові макросів в MS-Excel.

Таблиця 5.1. Розрахунок вартості комплектації

Сводная ведомость		евро	30					
Позиций 69		доллар	27	Ввод курса	Расчет листа	Сохранить копию листа		
29.05.2020 16:35:50		рубль	0.45					
BP36W								
Микросхемы								
Позиция списка	Обозн. в схеме	Тип	Номинал	Корпус	Кол.	Стоимость единицы	Стоимость грн	Стоимость общая
1	DA1	UCC28600		SO-8	1	13.75	13.75	13.75
2	DA2,DA5	TL431		SOT23	2	1.25	1.25	2.5
3	DA3	NCP4304		SO-8	1	42.38	42.38	42.38
4	DA4	TL431		SOT23	1	1.25	1.25	1.25
итог					5			59.88
Оптроны								
5	VO1	PC817		DIP4	1	1.5	1.5	1.5
итог					1			1.5
Диоды, Стабилитроны								
6	VD1,VD3	LL4148 SMD	0.1A 80V	SOD80	2	0.25	0.25	0.5
7	VD5	LL4148 SMD	0.1A 80V	SOD80	1	0.25	0.25	0.25
8	VD14-VD17	LL4148 SMD	0.1A 80V	SOD80	4	0.25	0.25	1
9	VD10,VD11	SMBJ13A	13V	SMB	2	3.5	3.5	7
10	VD7	UF4007	1A 800V 45nS	DO-41	1	0.75	0.75	0.75
11	VD8	ES1J	1A 800V 45nS	SMA	1	1.25	1.25	1.25
12	VD9	MBR1060	10A 60V 0.65V	TO-220	1	19.75	19.75	19.75
13	VD4,VD6	SB1100	1A 100V	SMA	2	1.75	1.75	3.5
14	VD2,VD20	BZV55-CXX	Snabilitron	SOD80	2	1	1	2
15	VD12,VD13	BZV55-CXX	Snabilitron	SOD80	2	1	1	2
16	V1	KBP08	1.5A 800V	Most-Bridge	1	23.25	23.25	23.25
итог					19			61.25
Резисторы, Варисторы								
17	R16, R23	Lead	5%	1W	2	2.12	2.12	4.24
18	R20	Lead	5%	1W	1	2.12	2.12	2.12
19	R9	Lead	5%	0.5W	1	1	1	1
20	R1-R8	SMD	5%	SMD0805	8	0.0729	0.0729	0.5832
21	R10-R22	SMD	5%	SMD0805	13	0.0729	0.0729	0.9477
22	R24-R83	SMD	5%	SMD0805	60	0.0729	0.0729	4.374
23	R6,R25	SMD	5%	SMD2512	2	1	1	2
24	R78,R79	SMD	5%	SMD2512	2	1	1	2
25	RT1	SCK08-152	2A 15Ohm	D=8mm	1	1.76	1.76	1.76
26	RP1-RP4	R VAR 3296W	5%	3296 W	4	2.75	2.75	11
27	VR1	FNR05K391	390V	SK10	1	1	1	1
итог					95			31.0249
Транзисторы								
28	VT1,VT2	2N7002		SOT23	2	1	1	2
29	VT7-VT10	BC846B		SOT23	4	0.75	0.75	3
30	VT11,VT12	BC856		SOT23	2	0.75	0.75	1.5
31	VT13,VT14	BC846B		SOT23	2	0.75	0.75	1.5
32	VT15	BC856		SOT23	1	0.75	0.75	0.75
33	VT16,VT17	STP60NF06		TO-220	2	18.25	18.25	36.5
34	VT4	STP60NF06		TO-220	1	18.25	18.25	18.25

Продовження таблиці 5.1.

35	VT3	6N90		TO-220	1	42.25	42.25	42.25
36	VT5,VT6	IRF9540		TO-220	2	13.25	13.25	26.5
итог					17			132.25
Конденсаторы								
37	C4	MKP X2	0.1uF 280V		1	2.25	2.25	2.25
38	C1,C2	KCK Y5P	2.2nF 2kV		2	0.55	0.55	1.1
39	C3,C3	KCK Y5P	2.2nF 2kV		2	0.55	0.55	1.1
40	CA13,C33	KCK Y5P	2.2nF 2kV		2	0.55	0.55	1.1
41	C13	MKP X2	0.47uF 280V		1	4.75	4.75	4.75
		CL-21	10nF 630V ±10%			0.621		
42	C6-C10	SMD	X7R	SMD0805	5	0.486	0.486	2.43
43	C12	SMD	X7R	SMD0805	1	0.486	0.486	0.486
44	C14-C17	SMD	X7R	SMD0805	4	0.486	0.486	1.944
45	C20-C23	SMD	X7R	SMD0805	4	0.486	0.486	1.944
46	C26,C29	SMD	X7R	SMD0805	2	0.486	0.486	0.972
47	C30,C31	SMD	X7R	SMD0805	2	0.486	0.486	0.972
48	C34-C40	SMD	X7R	SMD0805	7	0.486	0.486	3.402
49	C11	CD268	4.7uF 50V 5*11 105C	5*11mm	1	0.459	0.459	0.459
50	C5		100uF 450V 22*32 105C	22*32mm	1	49.96	49.96	49.96
51	C28,C32		470uF 25V 8*12 105C	8*12mm	2	2.7	2.7	5.4
52	C24,C25		1000uF 25V 10*16 105C	10*16mm	2	2.7	2.7	5.4
53	C27		1000uF 25V 10*16 105C	10*16mm	1	2.7	2.7	2.7
итог					40			86.369
Дроссели								
54	L1	UU9LFHNP-HB102	10mH		1	24.25	24.25	24.25
55	b1-b6	HF70BTL3.5X9R-AG		Beads	6	1	1	6
56	L2		100 nH		1	1	1	1
57	L3	BL01RN1A1F1J	1.5uH 3A		1	0.405	0.405	0.405
итог					9			31.655
Клеммники, джамперы								
58	XK1	WJ370-7.5-03P-120-00A			1	5.54	5.54	5.54
59	XK2	KLS2-EDR-500-04P-4			1	2.7	2.7	2.7
итог					2			8.24
Светодиоды								
60	LED1	GREEN		3mm	1	0.75	0.75	0.75
61	LED2	HL-509H3GS2AW-C		5mm	1	1.22	1.22	1.22
итог					2			1.97
Трансформатор								
62	TV1	220/15V	36W	ETD29H14	1	185	185	185
итог					1			185
Предохранитель								
63	FU1,FU2	FUSE+HOLDER-20X	3.15A		2	3.5	3.5	7
64	FU3	FUSE+HOLDER-20X	3.15A		1	3.5	3.5	3.5
итог					3			10.5
Материалы								
65	Корпус1	UNI-M-BOX-130-01BL	130ммx114,6ммx46,3мм	Aluminium	1	172.25	172.25	172.25
66	Плата1			Стеклотекстолит	1	320	320	320
67	Наклейка1			Винил	1	5	5	5
итог					3			497.25
Накладные								
68	Посылки1	Новая почта			1	187	187	187
69	Транспорт1	Автомобиль			1	195	195	195
итог					2			382
общий итог					199			1488.89
конец								Грн.

Результати розрахунку по кожній групі розміщено навпроти слів "итог", а загальна сума навпроти слів "общий итог". Маємо вартість комплектуючих, розхідних матеріалів і накладних витрат

$$C_{\text{комп}} + C_{\text{расх}} = 1488,89 \text{ Грн.} \quad (5.4)$$

Далі приймемо вартість оренди $Q_a=500$ Грн., кількість робочих годин за умови суміщення робіт $n_{pg}=80$ г, кількість робочих годин за добу $N_{pgдоб}=8$ г, кількість вихідних (2 вихідні на кожні 40 робочих годин) $N_{вих}=4$, кількість витрачених діб з $N_{дiб}=n_{pg}/N_{pgдоб}+N_{вих}=80/8+4=14$ діб, середня кількість діб в місяці $N_{дм}=30,5$ діб. Вартість електроенергії $Q_{квтг}=3,5$ Грн/Квт*г, середня потужність споживання електроенергії $P_{квтср}=0,5$ КВт. Тоді розраховуємо вартість допоміжних ресурсів

$$C_{др}=(N_{дiб}/N_{дм})Q_a+n_{pg}Q_{квтг}P_{квтср}=(14/30,5)500+80\cdot3,5\cdot0,5=369,5 \text{ Грн. (5.5)}$$

Загальна вартість проєктування системи (5.1) складається з (5.2)-(5.5)

$$C_{\Sigma пр}=10214+9193+1488,89+369,5=21265,39 \text{ Грн.}$$

Висновки

В результаті виконання даної магістерської роботи завдання кафедри було виконано в повному обсязі.

В ході виконання проєкту було отримано корисні результати:

- Розроблено ескізний проєкт імпульсного блоку живлення з іскробезпечним виходом для малопотужних електропристроїв з іскробезпечним виходом і з наступними характеристиками:
 - Наруга живлення 85-265 В;
 - Вихідна напруга 12,5 В;
 - Вихідний струм обмежений іскровим захистом 2,8 А;
 - ККД при потужності більше 25% не менше 86%;
 - Температура експлуатації $-15...+50$ С;
 - Захисти від перегріву, перенапруги, короткого замикання.
- Визначено концепцію електронного пристрою іскрозахисту.
- Знайдено оригінальне схемотехнічне рішення синхронного випрямляча в схемі квазірезонансного перетворювача на *UCC28600*, яке підвищує ККД системи.
- На основі зібраного матеріалу виконано розрахунки імпульсного перетворювача, які можна використовувати як методику автоматизованого інженерного проєктування.
- Розроблений блок живлення впроваджено у виробництво.

Список використаних джерел

1. Вид взрывозащиты «искробезопасная электрическая цепь». *RTS Ukraine. Проектантам*. 01.02.1999. URL: <https://www.rts.ua/rus/forpro/611/0/15/> (дата звернення: 01.11.2025).
2. 22782.5-78. Электрооборудование взрывозащищенное с видом взрывозащиты «искробезопасная электрическая цепь». Чинний від 01.01.1980. СССР : Издательство стандартов, 1980. 1–73 с.
3. Жданкин В.К. Некоторые вопросы обеспечения взрывобезопасности оборудования//СТА. – 1998. – №2. – С.98-106
4. <http://www.electronicblog.ru/nachinayushhim/raschyot-induktivnosti-chast-1.html>
5. Introduction to Power Supplies, National Semiconductor Application Note 556, September 2002, National Semiconductor Corporation AN010061
www.national.com
6. Michael Madigan. Topic 2. Green-Mode Power by the Milli-Watt. Texas Instruments. 2006
7. UCC28600 Design Calculator, QR Flyback Designer.xls spreadsheet for Microsoft Excel 2003, Texas Instruments Inc. Literature number SLVC104
8. Mammano and B. Carston, “Understanding and Optimizing Electromagnetic Compatibility in Switchmode Power Supplies”, SEM1500 2002 Power Supply Design Seminar handbook, Texas Instruments Inc., 2002, pp. 1-1 through 1-17
9. L. Dixon, “Transformer and Inductor Design for Optimum Circuit Performance”, SEM1500 2002 Power Supply Design Seminar handbook, Texas Instruments Inc., 2002, pp. 4-1 through 4-28
10. C.W.T. McLyman, Transformer and Inductor Design Handbook, Second Edition, New York: Marcel Dekker, 1988
11. R. Erickson, D. Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics, Second Edition, Kluwer Academic Publishers, 2001, pp. 537-586
12. UCC28600 8-Pin Quasi Resonant Flyback Green Mode Controller.
focus.ti.com/docs/prod/folders/print/ucc28600.html.
<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28600.pdf?ts=1590911084241>
13. <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/NCP4304-D.PDF>
14. https://dnaop.com/html/33581/doc-ДНАОП_0.00-1.29-97/
15. https://dnaop.com/html/32449_11.html