

СХІДНОУКРАЇНСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

імені ВОЛОДИМИРА ДАЛЯ

(м. Сєвєродонецьк)

Факультет Інформаційних технологій та електроніки  
(повне найменування факультету)

Кафедра Програмування та математики  
(повна назва кафедри)

## ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА

до дипломної роботи

освітньо-кваліфікаційного рівня магістр  
(бакалавр, спеціаліст, магістр)

спеціальності 171 – Електроніка  
(шифр і назва спеціальності)

на тему Розробка та дослідження джерела безперебійного живлення

Виконав: студент групи Ел-13м

Остапов С.М. \_\_\_\_\_  
(прізвище, та ініціали) (підпис)

Керівник Паєранд Ю.Е. \_\_\_\_\_  
(прізвище та ініціали) (підпис)

Завідувач кафедри Лифар В. О. \_\_\_\_\_  
(прізвище та ініціали) (підпис)

Рецензент Самойлова Ж.Г. \_\_\_\_\_  
(прізвище та ініціали) (підпис)

Сєвєродонецьк - 2019

СХІДНОУКРАЇНСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
імені ВОЛОДИМИРА ДАЛЯ  
(м. Сєвєродонецьк)

Факультет Інформаційних технологій та електроніки

Кафедра Програмування та математики

Освітньо-кваліфікаційний рівень магістр  
(бакалавр, спеціаліст, магістр)

Спеціальність 171 – Електроніка  
(шифр і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

\_\_\_\_\_ В.О.Лифар

“ \_\_\_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2019 року

З А В Д А Н Н Я  
НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Остапов Сергій Миколайович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Розробка та дослідження джерела безперебійного живлення

керівник проекту (роботи) Паєранд Юрій Едуардович к.т.н., професор  
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від “21” листопада 2018 року № 245/48

2. Строк подання студентом роботи 15.01.2019

3. Вихідні дані до роботи Матеріали науково-дослідної практики

\_\_\_\_\_  
\_\_\_\_\_  
\_\_\_\_\_

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

- 1) Аналітичний огляд
- 2) Розробка, обґрунтування й опис схем
- 3) Розрахунки і вибір елементів схеми
- 4) Модулювання роботи схеми і її окремих вузлів

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

6. Дата видачі завдання 01.09.2018

### КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Актуальність теми і постановка завдань дослідження.	03.09.18-10.09.18	
2	Аналітичний огляд	11.09.18-30.09.18	
3	Розробка, обґрунтування й опис схем	01.10.18-31.10.18	
4	Розрахунки і вибір елементів схеми	01.11.18-30.11.18	
5	Модулювання роботи схеми і її окремих вузлів	01.12.18-22.12.18	
6	Узагальнення результатів. Висновки	23.12.18-31.12.18	
7	Оформлення пояснювальної записки	01.01.19-15.01.19	

Студент Остапов С.М.  
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник проекту (роботи) Паеранд Ю.Е.  
(підпис) (прізвище та ініціали)

## ЗМІСТ

Вступ.....	6
Розділ 1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД .....	8
1.1 Параметри якості електроенергії .....	8
1.2 Загальний огляд джерел безперебійного живлення .....	10
1.2.1 Характеристика джерел безперебійного живлення типу off-line .....	11
1.2.2 Характеристика джерел безперебійного живлення типу line-interactive .....	13
1.2.3 Характеристика джерел безперебійного живлення типу on-line .....	15
1.3 Складові частини джерел безперебійного живлення .....	18
1.3.1 Акумулятори.....	18
1.3.2 Автотрансформатори.....	21
1.3.3 Інвертори.....	22
Розділ 2 РОЗРОБКА, ОБГРУНТУВАННЯ Й ОПИС СХЕМ.....	25
2.1. Розробка структурної схеми безперебійного джерела жи- влення.....	25
2.2. Розробка електричної схеми джерела безперебійного жи- влення .....	29
Розділ 3 РОЗРАХУНКИ І ВИБІР ЕЛЕМЕНТІВ СХЕМИ .....	38
3.1 Розрахунок і вибір елементів безперебійного джерела живлення .....	38
3.2 Тактовий генератор.....	59
3.3 Підсилювач помилки і блок датчика перенапруги.....	60
3.4 Вихідний буфер ІМС UC3842.....	61
3.5 Імпульсний стабілізатор.....	62
3.5.1 Розрахунок ємності вхідного низькочастотного конденсатора.....	63

3.5.2 Розрахунок ємності вхідного високочастотного конденсатора.....	63
3.5.3 Розрахунок вихідного конденсатора.....	64
3.5.4 Розрахунок котушки індуктивності.....	65
3.5.5 Розрахунок силового ключа	66
3.5.6 Розрахунок вихідних діодів	67
3.6 Електричний розрахунок вхідного та вихідного фільтрів .....	67
3.6.1 Типові джерела шуму .....	68
3.6.2 Фільтри кондуктивних електромагнітних завад.....	69
3.6.3 Проектування фільтра синфазних завад .....	70
3.6.4 Розрахунок початкових значень параметрів компонентів фільтра синфазних завад.....	72
3.7 Особливості вибору елементів схеми .....	74
Розділ 4 МОДЕЛЮВАННЯ РОБОТИ СХЕМИ І ЇЇ ОКРЕМИХ ВУЗЛІВ.....	75
4.1 Моделювання роботи електронних схем в системі PSPICE.....	75
4.2 Моделювання роботи інвертора .....	76
4.3 Моделювання роботи випрямляча.....	77
4.4 Моделювання роботи випрямляча з коректором.....	78
4.5 Моделювання роботи джерела безперебійного живлення.....	78
ВИСНОВКИ.....	81
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	82

## ВСТУП

В даний час спостерігається збільшення потреби у високошвидкісних центрах обробки даних, системах телекомунікаційного зв'язку в реальному масштабі часу і застосуванні систем з безперервним автоматичним технологічним процесом. Зростання потреби в такому устаткуванні поряд із забезпеченням великою кількістю різноманітних можливостей висуває вимоги до їхніх джерел електроживлення.

Незважаючи на те, що при генерації електроенергії сигнал має чудову форму, у той момент, коли електроживлення досягає споживача, його якість далека від ідеального. Більшість типів завад неприпустимі, наприклад, значні провали напруги і коливання частоти, які можуть призвести до непоправних втрат, викликаних ушкодженням устаткування в сполученні з неможливістю його подальшого використання по призначенню. Звичайно ж фінансові наслідки цього можуть бути просто страшними, впливаючи не тільки на поточну роботу, але, що є серйознішим, і на розвиток бізнесу в майбутньому.

При проектуванні електронної апаратури, одним з основних критеріїв економічності є зниження споживаної пристроєм потужності (зокрема, застосування нових технологій дозволило скоротити на кілька порядків споживання енергії побутовою апаратурою в порівнянні навіть з десятком років тому).

За минулі більш ніж 100 років від моменту появи першого електронного пристрою (радіо А.С.Попова) до наших днів змінилось кілька поколінь електронних пристроїв, що мають принципові відмінності по функціональних можливостях, типу застосовуваної елементної бази, конструктивно-технічному рішенню і т.д. Це рівною мірою відноситься до електронної апаратури побутового призначення, так і системам керування складними технічними об'єктами, такими як повітряні лайнери, космічні апарати та ін. Однак кожен вид електронних засобів, будь це комп'ютер, схема керування роботою системи життєзабезпечення чи радіолокаційна станція всі вони мають пристрій який забезпечує електроживленням всіх елементів (електронних ламп, транзисторів, мікросхем), пристроїв

які входять до тієї чи іншої системи. Отже наявність джерела живлення в будь-якому пристрої річ цілком очевидна і вимоги до нього досить великі, адже від його якісної роботи залежить робота пристрою в цілому. Особливу увагу на живлення стали звертати при побудові складних цифрових пристроїв (персональний комп'ютер чи будь-яка інша мікропроцесорна техніка) де виникла потреба забезпечення цих пристроїв безперервним і найголовніше - якісним живленням. Пропадання напруги для пристроїв цього класу може бути фатальним: медичні системи життєзабезпечення потребують постійної роботи комплексу пристроїв, і вимоги до їх живлення дуже суворі; системи банківського захисту і охоронні системи; системи зв'язку і передачі інформації.

При створенні електронного пристрою окремого класу і призначення (електронно-обчислювальні машини, медична і побутова електронна техніка, засоби автоматизації) джерело забезпечення гарантованого живлення може бути підібраний з тих, які серійно випускаються промисловістю. У деяких країнах існують фірми, що спеціалізуються на промисловому випуску джерел безперервного живлення, і споживач має можливість вибрати той, котрий йому найбільше підходить. Однак, коли по експлуатаційному, конструкторському чи іншому розуміннях джерела безперебійного живлення, що випускаються серійно, не задовольняють потреб споживача, необхідно розробити нове, з урахуванням усіх правил і обмежень, специфічних для цього виду.

Темою даної роботи є розробка і дослідження джерела безперервного живлення яке б було універсальним. Універсальність його полягає в тому, що воно могло б використовуватись в будь-якій апаратурі потужністю до 600 Вт починаючи з персонального комп'ютера і закінчуючи медичною апаратурою. Причина побудови джерела – це можливість використання його в будь-якій апаратурі, для якої є важливим фактором мати саме синусоїдальну напругу, яка б при роботі джерела від мережі чи від внутрішніх батарей немала б провалів напруги при переході роботи з одного стану в інший.

## 1 ПЕРШИЙ РОЗДІЛ

### АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД

#### 1.1 Параметри якості електроенергії

В ідеальному випадку форма напруги живлення повинна бути синусоїдальною, діюче значення напруги складати 220 В, а частота 50 Гц. В таблиці 1.1 вказані вимоги до якості електричної енергії за даними офіційного сайту Національної комісії, яка здійснює державне регулювання у сферах енергетики та комунальних послуг згідно до ГОСТ 13109-97 [1].

Таблиця 1.1 - Вимоги до якості електричної енергії за ГОСТ 13109-97

Найменування показника	Допустиме значення показника	
	нормальне	граничне
Відхилення напруги, %	±5	±10
Коефіцієнт спотворення синусоїдальності кривої напруги, %, не більше	8	12
Доза флікера, відносних одиниць:		
- короткочасна		1,38
- тривала		1,00
Коефіцієнт гармонійної складової напруги непарного (парного) порядку, %, не більше	5 (2)	7,5 (3)
Несиметрія напруги, %	2	4
Тривалість провалу напруги, с		30
Відхилення частоти, Гц	±0,2	±0,4

Зазначені в таблиці 1.1 параметри якості електроенергії гарантують надійну роботу обладнання. Але насправді дуже часто форма вихідної напруги і його параметри не відповідають цим значенням.



Основні неполадки, які виникають в мережах електроживлення:

1. Зникнення напруги (Power Failure) - відсутність напруги в електромережі протягом більше двох періодів (40 мс). Наслідками зникнення напруги можуть бути: втрата, пошкодження даних і поточної інформації в електронних пристроях, порушення технологічного процесу, вихід з ладу апаратури.

2. Провал напруги (Power Sag, Voltage Dip) - раптове зниження напруги в електричній мережі нижче величини 90% від номінального значення, за яким слідує відновлення напруги до початкового або близького до нього рівня за проміжок часу від десяти мілісекунд до декількох десятків секунд.

3. Перенапруга (Power Surge, Over Voltage) - раптове підвищення напруги в електричній мережі вище величини 110% від номінального значення, за яким слідує відновлення напруги до початкового або близького до нього рівня за проміжок часу від десяти мілісекунд до декількох десятків секунд.

4. Відхилення напруги (Brownout, Voltage Deviation) - відхилення (зниження / підвищення) напруги в мережі від допустимих стандартом значень на тривалий час (більше десятків секунд).

5. Електромагнітна перешкода (Electrical Line Noise) - виникнення у мережі високочастотних імпульсів, що накладаються на синусоїдальну форму напруги.

6. Імпульс напруги (High Voltage Spikes, Voltage Impulse) - це короткочасне перевищення напруги вище 110% від номінального значення тривалістю 10-50 мкс (з часом фронту імпульсу 1-10 мкс). При цьому, амплітуда імпульсів перенапруги може досягати величин 6000 В.

7. Відхилення частоти (Frequency Variations, Frequency Deviation) - відхилення частоти на величину більше 0,2 Гц від номінального значення (50 Гц).

8. Несинусоїдальність напруги (Harmonic Distortion).

Як відомо, що стандартні мережі електропостачання не можуть забезпечити безперебійне живлення і тому застосовуються заходи, одним з яких є застосування джерел безперебійного живлення. Однак специфіка його роботи полягає в тому, що даний пристрій створює форму змінної вихідної напруги. У цьому випадку можливе відхилення від синусоїдальної форми. Але для деяких користувачів електроенергії велике значення має дотримання форми напруги близької до синусоїди, яку можна забезпечити обмеженням вищих гармонійних складових у напруги живлення. В таблиці 1.2 приведені вимоги до середньоквадратичних значень напруги кожної гармоніки, усереднених на 10-хвилинному проміжку, які мають бути меншими або рівними наступним значенням [1].

Таблиця 1.2 - Вимоги до середньоквадратичних значень напруги гармонік

Непарні гармоніки				Парні гармоніки	
не кратні 3		кратні 3			
порядок	відносна амплітуда	порядок	відносна амплітуда	порядок	відносна амплітуда
5	6,0 %	3	5,0 %	2	2,0 %
7	5,0 %	9	1,5 %	4	1,0 %
11	3,5 %	15	1,5 %	6...24	0,5 %
13	3,0 %	21	0,5 %		
17	2,0 %				
19	1,5 %				
23	1,5 %				
25	1,5 %				

## 1.2 Загальний огляд джерел безперебійного живлення

В даний час найефективнішими пристроями, які захищають обладнання від проблем в електромережах, є джерела безперебійного живлення (Uninterruptible Power Supply, UPS), які встановлюються між електромережею і устаткуванням, яке захищається [2-6].

Основним завданням джерела безперебійного живлення є генерування на його виході чистої синусоїдальної напруги зі стабільною амплітудою і частотою при будь-яких відхиленнях напруги в електромережі.

Звідси випливає, що будь-яке джерело безперебійного живлення повинно містити генератор синусоїдальної напруги (частіше званий інвертором) і від того, які характеристики він має, багато в чому залежить якість самого джерела безперебійного живлення.

Інвертор, в свою чергу, повинен мати як мінімум два джерела енергії для забезпечення безперервної роботи джерела безперебійного живлення:

- а) електромережа, яка живить безпосередньо,
- б) акумуляторні батареї, енергія яких використовується, коли напруги в електромережі недостатньо для нормальної роботи інвертора (наприклад, при повній її відсутності).

Ємність акумуляторних батарей і їх кількість визначають час резервної роботи джерела безперебійного живлення при повній відсутності напруги в електромережі.

Існує декілька типів побудови структурної схеми джерела безперебійного живлення, основними з яких є:

- off-line;
- line-interactive;
- on-line (Double conversion - подвійне перетворення).

### **1.2.1 Характеристика джерел безперервного живлення типу off-line**

Джерела безперебійного живлення типу off-line - це найбільш прості і дешеві джерела безперебійного живлення. При нормальній напрузі в електромережі джерело безперебійного живлення передає її через нескладний фільтр в навантаження, інвертор при цьому вимкнений. При зникненні напруги або відхилення його параметрів від норми запускається інвертор, який перетворює енергію батарей в змінну напругу, яка необхідна для живлення

навантаження. Як правило, в джерелі безперебійного живлення типу off-line інвертор виробляє не синусоїдальну напругу, а прямокутні імпульси. Така напруга само по собі може бути небезпечною для мережі і не завжди придатна для живлення устаткування. Це обумовлено тим, що ступенева напруга при роботі на ємнісне навантаження (а ємності містяться практично в будь-якому обладнанні) породжує короткі імпульси струму великої амплітуди. Вони то і становлять найбільшу небезпеку для критичного обладнання. Наприклад, модеми можуть збиватися від перешкод, які створюються таким інвертором. Крім того, якщо внутрішній блок живлення критичного обладнання містить великі ємності (навіть при невеликій його потужності), то ці струми можуть досягати такої амплітуди, при якій спрацьовує захист від перевантаження в самому джерелі безперебійного живлення і навантаження може бути взагалі знеструмлене самим джерелом безперебійного живлення при переході в режим роботи від батарей. Так як будь-яке незначне відхилення вхідної напруги викликає перехід джерела безперебійного живлення на роботу від батарей, то батареї, як правило, при такому режимі роботи мають короткий термін експлуатації (2-3 роки).

Такі пристрої являють собою велику групу недорогих приладів, які забезпечують тільки перехід на акумуляторну батарею без вирівнювання параметрів мережевої напруги. Вони складаються з випрямляча, перетворювача, акумулятора і пристрою перемикачів. У безаварійному режимі електричне обладнання отримують живлення від мережі безпосередньо. При відключенні основного живлення комутатор підключає запасне живлення через інвертор-перетворювач.

Джерело безперебійного живлення такої конструкції відрізняється зниженням експлуатаційних параметрів, а саме :

- відсутністю стабілізації напруги;
- великим часом перемикачів;
- формою напруги на виході, яка відтворює форму напруги в мережі.

Ця група пристроїв відрізняється низькою вартістю, але найменш надійна.

### **1.2.2 Характеристика джерел безперервного живлення типу *line-interactive***

Джерело безперебійного живлення типу *line-interactive* - це вдосконалене *off-line* джерело безперебійного живлення. У ньому встановлюються більш потужні фільтри і додається регулятор (стабілізатор) вихідної напруги (виконаний зазвичай з трансформатора з додатковими відводами, які комутуються за допомогою реле). За рахунок цього стабілізатора вихідна напруга джерела безперебійного живлення регулюється в заданому діапазоні при досить значних змінах вхідної напруги (наприклад, від 176 до 282 В) без переходу джерела безперебійного живлення на роботу від батарей. Це дозволяє збільшити термін експлуатації батарей до 4-6 років. Крім того, регулятор вихідної напруги побічно збільшує час резервної роботи від батарей. Наприклад, якщо вхідна напруга впала до 200 В (що досить часто трапляється) *off-line* джерело безперебійного живлення переключиться на батареї і через 10-15 хвилин відключить навантаження, хоча при напрузі 200 В деякі електронні пристрої можуть працювати. А *line-interactive* джерела безперебійного живлення за допомогою вихідного регулятора напруги встановить напругу на виході джерела безперебійного живлення в заданих межах (наприклад, в діапазоні від 215 до 245 В) і буде продовжувати живити навантаження без використання енергії батарей. Батареї залишаються зарядженими і їх енергія може бути використана в подальшому при значному зниженні напруги в електромережі (наприклад 150 В або нижче).

Інвертори в *line-interactive* джерелах можуть виробляти як "апроксимовану синусоїдальну напругу" (тобто прямокутні імпульси), так і чисту синусоїдальну напругу. Від цього в основному і залежить якість і ціна джерела безперебійного живлення. Джерело безперебійного живлення з прямокутними

ми імпульсами на виході можна використовувати тільки для живлення такого обладнання, яке не потребує цього і не уявляє великої цінності. Навпаки джерело безперебійного живлення з синусоїдальною вихідною напругою використовуються для живлення більш складного обладнання, де вимоги до форми вихідної напруги вищі.

Основними перевагами джерел безперебійного живлення типу line-interactive є:

- незначні тепловиділення, тому що джерело безперебійного живлення в основному працює в режимі прямої передачі вхідної напруги на вихід і переходить в батарейний режим (в цьому режимі запускається інвертор, який в основному і виділяє тепло) тільки при значних перепадах напруги живлення;
- низький рівень шуму, що є важливою обставиною, особливо тоді, коли поруч працюють люди (шум виникає тільки при запуску інвертора);
- низька ціна.

Основним істотним недоліком джерел безперебійного живлення типу line-interactive є наявність інтервалу часу перемикання джерела безперебійного живлення з нормального режиму в батарейний режим і назад. Протягом цього інтервалу часу напруга на виході джерела безперебійного живлення падає до нуля. Як правило, час перемикання становить (1 - 10) мс. Чим вище його значення, тим більша ймовірність того, що в обладнанні відбудеться збій під час такого перемикання. Для зменшення часу перемикання необхідно використовувати високошвидкісні реле або інші електронні комутатори. Причому слід мати на увазі, що провали вихідної напруги відбуваються не тільки тоді, коли джерело безперебійного живлення переходить в батарейний режим. Вони виникають також внаслідок роботи вихідного регулятора напруги. При зміні амплітуди вхідної напруги регулятор вихідної напруги перемикає відводи вихідного трансформатора за допомогою реле, що також призводить до переривання вихідної напруги і ступінчастій зміни його амплітуди. Ці перемикання також можуть привести до збою в роботі критичного обладнання.

Слід також зазначити, що як off-line так і line-interactive джерела безперебійного живлення нічого не роблять з частотою вихідної напруги. Зміна частоти вхідної напруги супроводжується аналогічним зміною частоти вихідної напруги.

Крім того, інвертори в цих джерелах безперебійного живлення не розраховані на тривалу роботу (від 15 до 30 хвилин при максимальному навантаженні), тому простим додаванням батарей неможливо отримати велике значення часу резервної роботи (наприклад, 1 година і більше).

Таким чином, джерело безперервного живлення типу line-interactive, незважаючи на свою більш досконалу конструкцію, також не може забезпечити 100% захист обладнання.

### **1.2.3 Характеристика джерел безперервного живлення типу on-line**

Джерело безперебійного живлення типу on-line - це джерело безперервного живлення, яке використовує принцип подвійного перетворення енергії для захисту обладнання. В такому джерелі при нормальному режимі роботи (on-line - режим) відсутня безпосередня передача вхідної напруги на вихід. Вхідна напруга зазнає подвійне перетворення (double conversion). На першому етапі змінна напруга перетворюється в постійну напругу (зазвичай за допомогою випрямляча AC / DC), де воно акумулюється в проміжних ємнісних накопичувачах, які, в свою чергу, підключені безпосередньо (або через пристрій, що погоджує, яке називають зарядним пристроєм) до акумуляторних батарей. На другому етапі постійна напруга ємнісних накопичувачів перетворюється в змінну за допомогою інвертора DC / AC, фільтрується і подається на вихід джерела безперервного живлення. В джерелі безперервного живлення типу on-line інвертор працює постійно і виробляє напругу зі стабільною амплітудою і частотою. Оскільки інвертор підключений до проміжних ємнісних накопичувачів, які живляться як від випрямляча, так і від батарей, то в джерелі безперервного живлення типу on-line відсутній час перемикавання

з нормального режиму (on-line режим) в батарейний режим. Вихідна напруга не має ніяких переривань. А це означає, що основний недолік джерела безперервного живлення типу line-interactive тут відсутній. Амплітуда і частота вихідної напруги зовсім не залежать від змін напруги в електромережі. Тому така технологія перетворення ще називається Voltage and Frequency Independent from utility - VFI (незалежні напруга і частота від вхідної напруги). Тут слід зазначити, що в on-line режимі, коли частота вхідної напруги знаходиться в заданих межах, вихідна напруга синхронізується по фазі з вхідною напругою. Але як тільки частота вхідної напруги виходить за встановлені межі, джерело безперервного живлення починає виробляти змінну напругу, яка синхронізована з внутрішнім генератором синусоїди. Режим синхронізації з вхідною напругою необхідний для того, щоб джерело безперервного живлення могло перейти в режим «байпас» і назад з мінімальним значенням часу перемикачів. У режимі «байпас» напруга зі входу через електронний або механічний перемикач подається на вихід джерела безперервного живлення. Такий режим використовується, коли необхідно провести профілактичні або ремонтні роботи (наприклад, замінити батареї) без відключення навантаження. Джерело безперервного живлення перемикається в цей режим також при виникненні сильного перевантаження або аварії всередині самого джерела.

Джерела безперервного живлення типу on-line забезпечують найвищу ступінь захисту устаткування, оскільки виробляють стабільну безперервну синусоїдальну вихідну напругу, яка не залежить від коливань напруги в електромережі. Тому їх можна використовувати для захисту будь-якого обладнання.

На сьогоднішній день on-line технологія є найнадійнішою системою захисту обладнання від будь-яких проблем, що виникають в електромережі.

В джерелі безперервного живлення типу on-line інвертор працює безперервно і тому ці джерела в порівнянні з джерелами line-interactive мають наступні недоліки:



1. Підвищене тепловиділення, або більш низький коефіцієнт корисної дії (ККД).

Це обумовлено тим, що для генерування синусоїдальної напруги в інверторі використовується високочастотна імпульсна модуляція силових електронних комутаторів (транзисторів), які і виділяють тепло при своїй роботі. Від того наскільки професійно розроблена електронна схема і конструкція інвертора в основному і залежить ККД всього джерела безперервного живлення. Значення ККД в сучасних джерелах безперервного живлення знаходиться в межах від 88% (в джерелах безперервного живлення малої потужності до 3000 ВА) до 97% (в джерелах безперервного живлення великої потужності вище 30 000 ВА). Низький ККД веде до підвищеного тепловиділення і додаткової витрати електроенергії. При малих потужностях ККД несуттєво впливає на додаткові витрати електроенергії. А при великих потужностях значення ККД грає велике значення в питанні енергозбереження.

Крім того, при використанні менш ефективного джерела безперервного живлення необхідно мати більш потужну систему охолодження і таке джерело безперервного живлення вважається більш екологічно шкідливим, оскільки в більшою мірою посилює проблему глобального потепління клімату.

2. Збільшені масогабаритні показники.

Постійно працюючий інвертор вимагає використання більш потужної системи охолодження (що складається, як правило, з вентиляторів і радіаторів), що і призводить до збільшення розмірів всього джерела безперервного живлення. Тут також слід зазначити, що джерело з великим коефіцієнтом корисної дії вимагає меншого охолодження, і тому його розміри завжди будуть менше аналогічного за потужністю, але менш ефективного джерела безперервного живлення.

3. Більший шум, створюваний роботою інвертора і системою його охолодження.

Вищенаведені недоліки у більшій мірі проявляються у джерелах безперервного живлення підвищених потужностей. Для живлення деяких видів

електричного обладнання більш важливими є переваги, які мають джерела безперервного живлення такого типу, а саме: практично ідеальна синусоїда на виході; миттєве включення резерву; стабілізація напруги і частоти.

Для більшої економії електроенергії в деяких джерелах безперервного живлення on-line типу є додатковий режим роботи - економічний режим (economy або off-line mode). У цьому режимі, коли напруга в електромережі відповідає нормі, джерело безперервного живлення фільтрує її і передає на навантаження через статичний (електронний) байпас. При будь-яких відхиленнях напруги або частоти в електромережі від норми джерело безперервного живлення відключає статичний байпас, запускає інвертор і переходить в режим стабілізованого живлення навантаження (on-line режим). Коли напруга в електромережі відновлюється, джерело безперервного живлення перемикається назад на статичний байпас. При такому режимі роботи ККД може досягати 99%. Однак тут потрібно звертати увагу на значення часу перемикання з режиму байпас в режим on-line, яке повинно бути якомога менше. При часі перемикання 3-5 мс більшість критичного обладнання працює стійко, не викликаючи проблем у користувачів. Однак на відповідальних ділянках все ж слід використовувати тільки on-line режим.

Таким чином, джерело безперебійного живлення подвійного перетворення в порівнянні з іншими є єдиним пристроєм, який видає чисту синусоїду замість апроксимованої (ступінчастою) кривої і підтримує стабільну частоту.

### **1.3 Складові частини джерел безперервного живлення**

#### **1.3.1 Акумулятори**

У резервних джерелах енергії використовуються акумуляторні батареї декількох типів [7-10]. Вони відрізняються конструкцією, деякими технічни-

ми параметрами і собівартістю. Найчастіше в джерелах безперервного живлення працюють такі типи хімічних джерел струму:

- свинцево-кислотні;
- гелеві батареї;
- акумулятори виготовлені за AGM технології;
- нікель-кадмієві.

### ***Свинцево-кислотні акумулятори.***

Батареї з пластинами зі свинцю і рідким кислотним електролітом можна вважати довгожителами. До їх переваг можна віднести надійність і низьку вартість. Такі акумулятори можуть застосовуватися в джерелах безперервного живлення тільки якщо вся установка знаходиться в окремому приміщенні з хорошою вентиляцією, так як ці пристрої виділяють газ. Крім того вони вимагають технічного обслуговування. При сильному розряді акумулятори такої конструкції швидко виходять з ладу.

### ***Гелеві акумулятори.***

Гелеві акумулятори для джерел безперервного живлення є модифікацією попередніх елементів. За рахунок кремнієвих з'єднань кислота утворює желеподібну масу, тому такі акумулятори можна експлуатувати в різних положеннях, за винятком положення «контакти вниз». Вони добре тримають розряд, але не здатні давати великий пусковий струм через внутрішній опір, який досить великий. Гелева батарея чутлива до коротких замикань, а сильний перегрів може навіть призвести до вибуху. Саморозряд у таких акумуляторів не надто великий, тому вони прекрасно підходять для застосування в тих пристроях, де розряд здійснюється протягом тривалого періоду і невеликими струмами. Число зарядів-розрядів може становити 600-800. Гелеві пристрої герметичні, не виділяють шкідливих компонентів і не вимагають технічного обслуговування.

### ***AGM акумулятори.***

AGM акумулятор для джерел безперервного живлення так само є конструкцією з пластинами зі свинцю. Усередині корпусу знаходяться прокладки

зі спеціального скловолокна, просочені електролітом. Електричний опір цих акумуляторів помітно менше, ніж у гелевих, що покращує їх характеристики. AGM батарея може забезпечувати великі струми і не так чутлива до коротких замикань. Число зарядно-розрядних циклів зазвичай не перевищує 300-400, що менше, ніж в акумуляторів з гелевим наповнювачем, а саморозряд дещо більше. Такі пристрої повністю герметизовані, можуть працювати в будь-якому положенні, і не вимагають постійного контролю.

### ***Нікель-кадмієві акумулятори.***

Нікель-кадмієвий акумулятор для джерел безперервного живлення на 12 вольт має дуже маленьку вагу і габарити. Такі батареї можуть працювати в складних температурних умовах. Саморозряд батарей, виконаних за даною технологією, не перевищує 2-3% в місяць. Крім того вони відрізняються великою кількістю зарядно-розрядних циклів, число яких може доходити до 1800. До недоліків цих батарей можна віднести високу ціну і застосування в конструкції токсичних компонентів, що ускладнює їх утилізацію.

Порівняльний аналіз акумуляторів показує, що для використання для джерел безперервного живлення систем індивідуального опалення найбільш перспективними є гелеві і AGM акумулятори. У таблиці 1.2 наведено порівняння показників гелевих і AGM акумуляторів.

Таблиця 1.3 - Порівняння показників гелевих і AGM акумуляторів

Показник	Гелеві	AGM
Циклічний ресурс	У 2-3 рази вище, ніж в AGM (близько 600 циклів) за рахунок в'язкого електроліту. Пластили залишаються покритими їм під час глибокого розряду, тому менше схильні до корозії.	Близько 300 циклів заряд-розряд

Продовження таблиці 1.3

Показник	Гелеві	AGM
Заряд	Дуже вимогливі до точності заряду, його перевищення може призвести до здуття батареї.	Не так критичні до заряду, хоча перевищення напруги при заряді також може призвести до кипіння і здуття батареї.
Саморозряд	Величина саморозряду невелика, тому підходять для застосування там, де розряд відбувається малими струмами протягом довгого періоду.	Саморозряд інтенсивніше, ніж у гелевих.
Перегрів	Перегрів може викликати вибух батареї.	Перегрів не такий критичний, але теж небезпечний.
Глибокий розряд	Добре витримує глибокий розряд	Менш чутлива.
Пусковий і максимальний струм	Нездатні дати великі струмові величини, особливо стартові.	Пускові струми більше.
Короткі замикання	Дуже чутлива до коротких замикань.	Менш чутлива.
Експлуатація	У будь-якому положенні, крім "догори дном", дрібні пошкодження корпусу не викликають витік електроліту, за рахунок в'язкості останнього.	У будь-якому положенні, крім "догори дном".

### 1.3.2 Автотрансформатори

Автотрансформатор (рисунок 1.1) – варіант трансформатора, в якому первинна і вторинна обмотки безпосередньо з'єднані, і мають за рахунок цього не тільки магнітний зв'язок, але й електричний. Обмотка автотрансформатора має кілька виводів (як мінімум 3), підключаючись до яких, можна отримувати різні напруги.

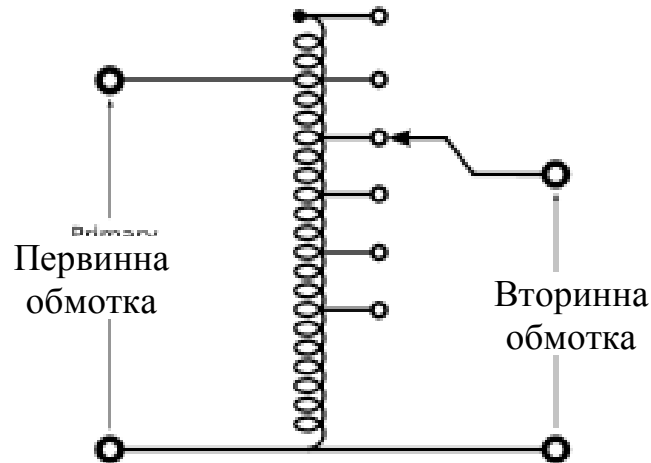


Рисунок 1.1 – Схема автотрансформатора

Перевагою автотрансформатора є більш високий ККД, оскільки лише частина потужності піддається перетворенню - це особливо істотно, коли вхідна і вихідна напруги відрізняються незначно. Недоліком є відсутність електричної ізоляції (гальванічної розв'язки) між первинним і вторинним колом. У промислових мережах, де наявність заземлення нульового проводу обов'язкова, цей чинник ролі не грає, зате істотним є менша витрата сталі для сердечника, міді для обмоток, меншу вагу і габарити, і в підсумку - менша вартість.

### 1.3.3 Інвертори

Інвертор - пристрій, який перетворює рід напруги з постійної в змінну.  
Основні типи інверторів:

- інвертори, що генерують напругу прямокутної форми;
- інвертори з покроковою апроксимацією;
- інвертор з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ).
- перетворювач з щільністю-імпульсною модуляцією (англ. Pulse-density modulation).

Також інвертори діляться на однофазні та трифазні.

Показник, який характеризує ступінь відмінності форми напруги або струму від ідеальної синусоїдальної форми - коефіцієнт нелінійних спотворень (англ. Total Harmonic Distortion, THD).

Типові значення ступенів відмінності форми напруги або струму від ідеальної синусоїдальної форми:

- 0% - форма сигналу повністю відповідає синусоїді;
- близько 3% - форма близька до синусоїдальної;
- близько 5% - форма сигналу наближена до синусоїдальної;
- до 21% - сигнал має трапецеїдальну чи ступінчасту форму (модифікований синус або меандр);
- 43% і понад - сигнал з явно вираженою прямокутною формою (меандр).

Для зменшення впливу на форму напруги в електромережі, (якщо вхідним вузлом джерела безперервного живлення, побудованого за схемою з подвійним перетворенням, є тиристорний випрямляч, то таке джерело стає причиною появи гармонік вищого порядку) у вхідному колі джерела безперервного живлення встановлюється спеціальний THD-фільтр. При використанні транзисторних випрямлячів коефіцієнт нелінійних спотворень складає близько 3% і фільтри не використовують.

Гальванічну розв'язку між входом і виходом здійснює встановлений у вхідному колі джерела безперервного живлення (між електромережею і випрямлячем) вхідний ізолюючий трансформатор. Відповідно, у вихідному колі джерела безперервного живлення між перетворювачем і навантаженням розміщений вихідний ізолюючий трансформатор, який забезпечує гальванічну розв'язку між входом зі схеми джерела безперервного живлення і виходом на підключене навантаження.

Для розширеного моніторингу стану самого джерела безперервного живлення (наприклад, рівень заряду батарей, параметри електричного струму на виході) застосовуються різні інтерфейси: для підключення до комп'ютера - USB і послідовний (COM) порт, при цьому виробником джерела безперерв-

ного живлення поставляється фірмове програмне забезпечення, яке дозволяє проаналізувавши ситуацію, визначити час роботи і дати оператору можливість безпечно вимкнути комп'ютер, завершивши роботу всіх програм. Для спостереження за станом джерел безперебійного живлення та іншого обладнання через локальну обчислювальну мережу використовується протокол SNMP і спеціалізоване програмне забезпечення. Для того, щоб підвищити надійність всієї системи в цілому, застосовується резервування - схема, яка складається з двох або більше джерел безперервного живлення.

Режим байпас (англ. Bypass, «обхід») - живлення навантаження відфільтрованою напругою електромережі в обхід основної схеми джерела безперервного живлення. Перемикання в режим Bypass виконується автоматично або вручну (ручне включення передбачається на випадок проведення профілактичного обслуговування джерела безперервного живлення або заміни його вузлів без відключення навантаження). Байпасом називається один із складових джерела безперервного живлення блоків.

Бустер (англ. booster) - ступінчастий автоматичний регулятор напруги (англ. Automatic Voltage Regulation, AVR), який має автотрансформатор в своїй основі. Використовується в джерелах безперервного живлення, які працюють за інтерактивною схемою. Часто джерела безперервного живлення оснащуються тільки «бустером», що підвищує напругу, яка має всього лише одну або декілька ступенів підвищення, але є моделі, які оснащені універсальним регулятором, працюючим і на підвищення (boost), і на пониження (buck) напруги. Використання бустерів дозволяє створити схему джерела безперервного живлення, здатну витримати довгі глибокі «підсадки» і «просідання» вхідної мережевої напруги (однієї з найбільш поширених проблем вітчизняних електромереж) без переходу на акумуляторні батареї, що дозволяє значно збільшити термін «життя» акумуляторної батареї.



## РОЗДІЛ 2

### РОЗРОБКА, ОБГРУНТУВАННЯ Й ОПИС СХЕМ

#### 2.1 Розробка структурної схеми безперебійного джерела живлення

Побудова систем безперебійного живлення залежить від вирішуваних ними задач. В деяких випадках необхідно мати якнайменший час переключення навантаження на живлення від акумуляторної батареї чи навпаки. В інших потрібно забезпечити довготривалу роботу від акумуляторної батареї, при цьому час переключення не являється критичною величиною. Тобто, можна сказати, що для кожного конкретного випадку потрібно вирішувати іншу технічну задачу.

Розроблюваний блок призначений для забезпечення безперервного живлення стабілізованою напругою 220В, 50Гц.

На підставі проведеного аналітичного огляду була розроблена структурна схема, яка приведена на рисунку 2.1.

До складу пристрою входять такі основні блоки, як:

- пристрій комутацій;
- мережевий фільтр;
- зарядний пристрій;
- акумуляторна батарея;
- перетворювач постійної напруги в постійну;
- стабілізатор постійної напруги;
- перетворювач постійної напруги в змінну.
- пристрій комутації (байпас);
- датчик струму;
- вихідний фільтр;
- датчик температури;

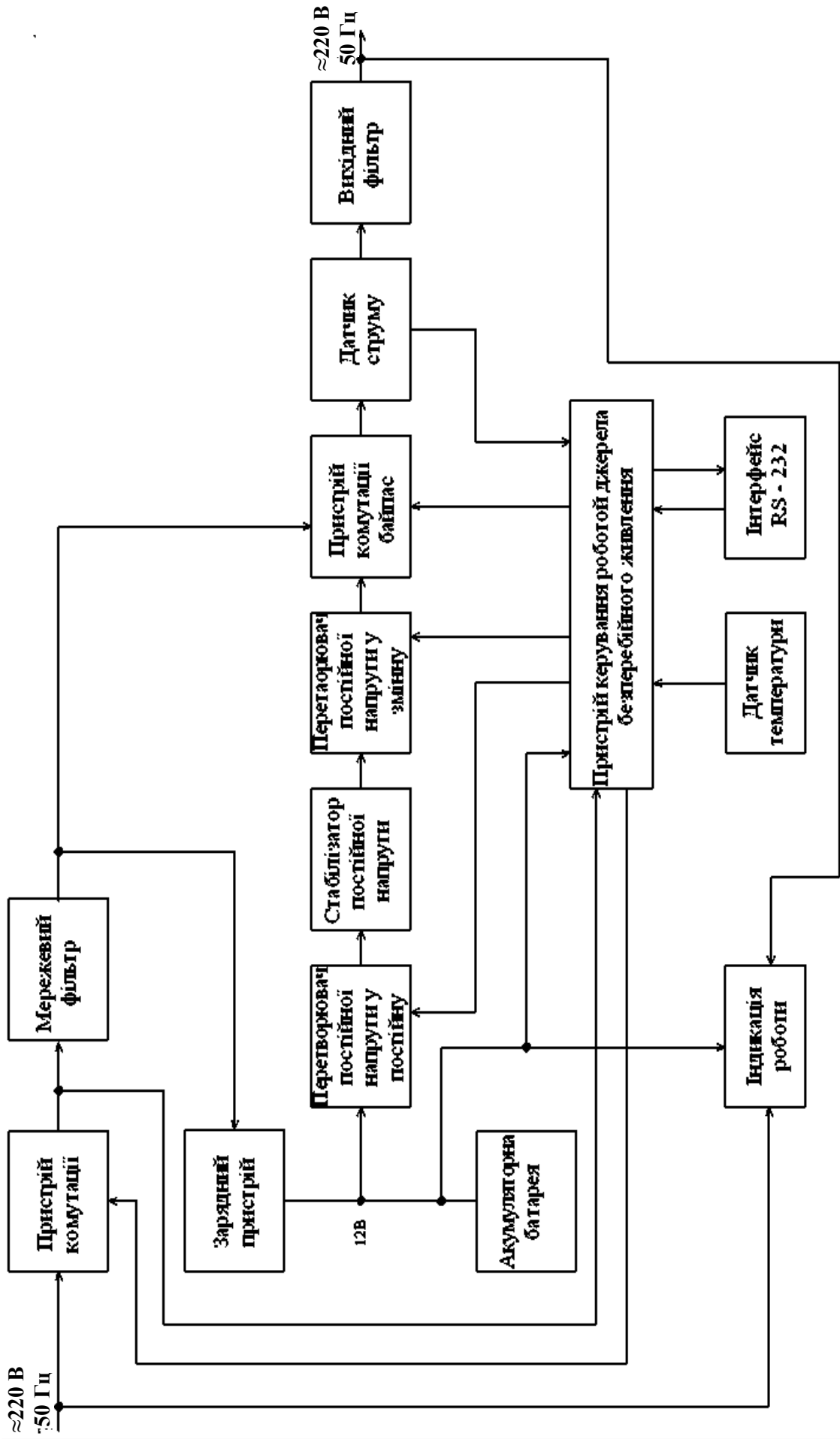


Рисунок 2.1 – Структурна схема безперервного джерела живлення

- інтерфейс;
- пристрій індикації;
- пристрій керування роботою джерела безперебійного живлення.

Для забезпечення роботи та функціонування всіх частин джерела безперебійного живлення, необхідна ланка, котра здійснювала б зв'язок між всіма цими частинами. Можна розглянути декілька видів таких схем:

- аналогові системи, операції регулювання в яких здійснюються шляхом порівняння, підсилення, перетворення аналогових сигналів. Помилка установки параметрів в такій системі сильно залежить від параметрів активних і пасивних елементів схеми. Такі системи використовуються, в основному в недорогих пристроях;

- цифрові системи, в яких операції керування проводяться над цифровими величинами, отриманими із аналогових сигналів шляхом оцифрування аналого-цифровими перетворювачами (АЦП). Точність таких систем набагато вища за рахунок використання математичного апарату числення;

- комбіновані операції керування та регулювання в яких виконуються і аналоговими, і цифровими пристроями.

Систему керування роботою джерела безперебійного живлення, що розробляється, пропонується будувати по комбінованій схемі.

Схема управління здійснює підключення джерела безперебійного живлення до мережі, подаючи відповідну команду включення на пристрій комутацій, здійснює управління переключенням навантаження на живлення від мережі чи від акумуляторної батареї, слідкує за напругою на акумуляторній батареї. Якщо напруга на акумуляторній батареї стає меншою за 10,5 В, то здійснюється аварійне відключення джерела безперебійного живлення. На пристрій управління роботою джерела безперебійного живлення поступає інформація про величину напруги в мережі. Обробляючи цю інформацію мікроконтролер виробляє відповідні сигнали управління для інших вузлів, складових блоку.

Для вимірювання вихідної потужності використовується датчик струму. Якщо через датчик протікає струм більший допустимого, то схема управління відключає навантаження. Це забезпечує захист від виходу з ладу пристрою перетворення постійної напруги в змінну.

Вхідна напруга 220В, 50Гц поступає через пристрій комутації та мережевий фільтр на зарядний пристрій.

Мережевий фільтр призначений для запобігання впливу завад, що виникають при роботі джерела безперебійного живлення в мережу, тобто захисту споживачів від електромагнітних завад.

Зарядний пристрій забезпечує зарядку акумуляторної батареї при наявності напруги мережі, тобто при нормальній роботі джерела безперебійного живлення, забезпечуючи тим самим постійну готовність до роботи джерела безперебійного живлення в автономному режимі. Пристрій перетворює напругу мережі у стабілізовану постійну напругу. Величина напруги заряду постійно контролюється мікроконтролером. За рахунок цього забезпечується правильна експлуатація батареї. Досить велика вихідна потужність зарядного пристрою дає плюс при роботі джерела безперебійного живлення зі значно заниженою вхідною напругою пристрою, що знаходиться в діапазоні від 90В до 185В. При такій вхідній напрузі частина вихідної потужності джерела забезпечується роботою зарядного пристрою, що набагато подовжує роботу навантаження під час несправностей в мережі.

Перетворювач постійної напруги в постійну виконує роль перетворювача постійної напруги 12В в постійну 200В. Даний пристрій побудований по схемі імпульсного перетворювача з широтно-імпульсною модуляцією. Напруга на його виході постійна, але не стабілізована, тобто залежить від зміни вхідної напруги. Для стабілізації використовується стабілізатор постійної напруги. Стабілізатор побудований по схемі одноканального імпульсного підвищувача стабілізатора. Напруга на акумуляторі змінюється в межах 10,5...13,8В, а вихідна напруга джерела безперебійного живлення повинна залишатись стабільною.

Перетворювач постійної напруги в змінну здійснює формування вихідної стабілізованої напруги 220В, 50Гц. Управління та синхронізацію даного пристрою з мережею здійснює пристрій керування джерела безперебійного живлення.

Вихідний фільтр служить фільтрації електромагнітних завад та запобіганню їх попаданню у навантаження.

## **2.2 Розробка електричної схеми джерела безперебійного живлення**

На підставі структурної схеми, що представлена на рисунку 2.1, була розроблена електрична принципова схема джерела безперебійного живлення, яка приведена на рисунку 2.2.

Відповідно до структурної схеми, джерело безперебійного живлення складається з кількох функціональних вузлів. Розглянемо кожен з них окремо.

Для забезпечення роботи системи управління джерела безперебійного живлення у комбінованому режимі, схема побудована на мікроконтролері DD1. Він представляє собою високопродуктивний контролер з функціями багатоканального аналого-цифрового перетворювача. Ввід та вивід інформації в мікроконтролер може здійснюватись як в аналоговому так і в цифровому вигляді. Використовування новітніх розробок, що містить в своєму складі мікроконтролер, дозволяє набагато спростити схему. Мікроконтролер управляє роботою як схеми управління, так і роботою всього пристрою.

Зарядний пристрій побудований по одноконтурній зворотньоходовій схемі перетворення енергії.

Управляючою мікросхемою DA2 є інтегральна мікросхема UC3842 фірми Fairchild. Функціональна схема мікросхеми UC3842 приведена на рис. 2.3. Принцип роботи полягає в наступному: на діодний міст D1 подається змінна напруга мережі 220В. Після D1 на згладжуючому конденсаторі маємо постійну напругу 311В.

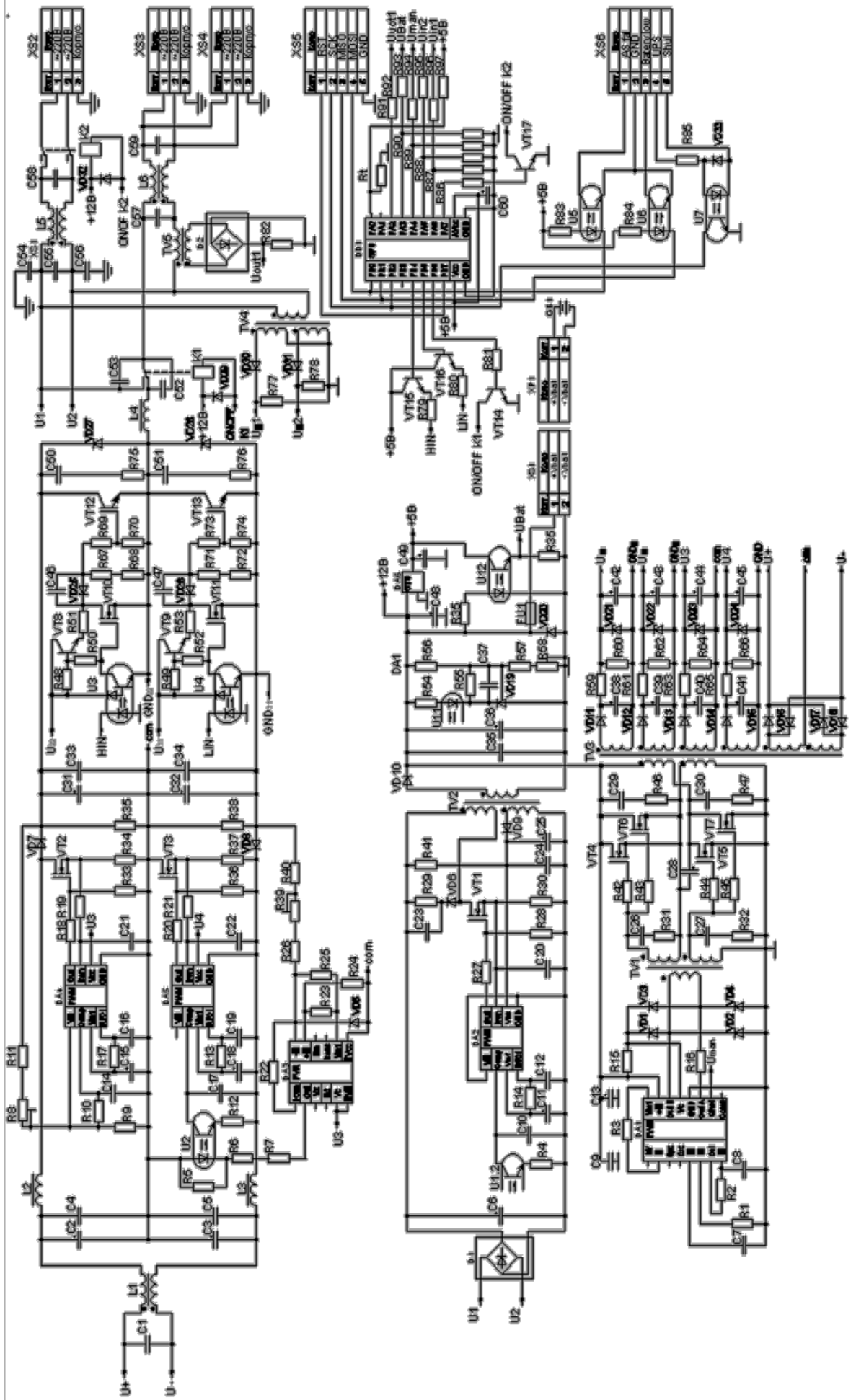


Рисунок 2.2 - Електрична принципова схема джерела безперебійного живлення

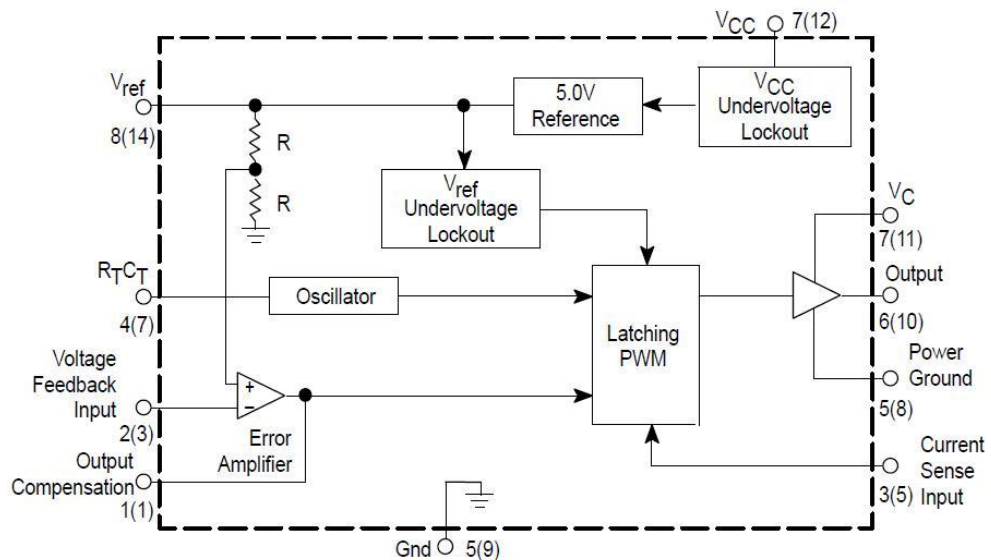


Рисунок 2.3 - Функціональна схема UC3842.

Початковий запуск роботи DA2 відбувається через резистор R41. Далі при нормальному режимі роботи DA2 живиться від додаткової обмотки W3 трансформатора TV2. Напряга, яка знята з W3, випрямляється діодом VD9 та згладжується ємнісним фільтром побудованому на конденсаторах C24, C25. Величина напруги живлення мікросхеми UC3842 складає 12В.

Після подачі живлення на восьмому виводі DA2 встановлюється опорна напруга 5В. На вхід тактового генератора, через інтегруюче коло R14, C12 подається сигнал 5В.

На шостому виводі DA2 встановлюється високий потенціал (12В), який через резистивний дільник R27-R28 поступає на затвор польового транзистора VT1. Транзистор VT1 включається коли потенціал між затвором і витоком складає більше 4В. При включенні VT1 через обмотку W1, транзистор VT1, резистор R30 починає протікати струм. Резистор R30 являється вимірювальним резистором. З його виводу знімаємо сигнал про величину струму, який протікає через транзистор і первинну обмотку трансформатора TV2. Цей сигнал поступає на вхід з DA2. Даний вхід являється прямим входом внутрішнього компаратора по струму. На вхід 1 DA2 подається сигнал зворотного зв'язку по напрузі. Цей сигнал подається на інвертуючий вхід від компарато-

ра по струму. При досягненні порогового рівня на вході компаратора виробляється сигнал на виключення вхідного транзистора.

Струм через первинну обмотку TV2 наростає лінійно, але при включенні і виключенні транзистора виникають викиди струму. Ці викиди можуть призводити до самовільного включення і виключення інтегральної мікросхеми.. Для запобігання цьому явищу встановлено RC фільтр (рисунок 2.4).

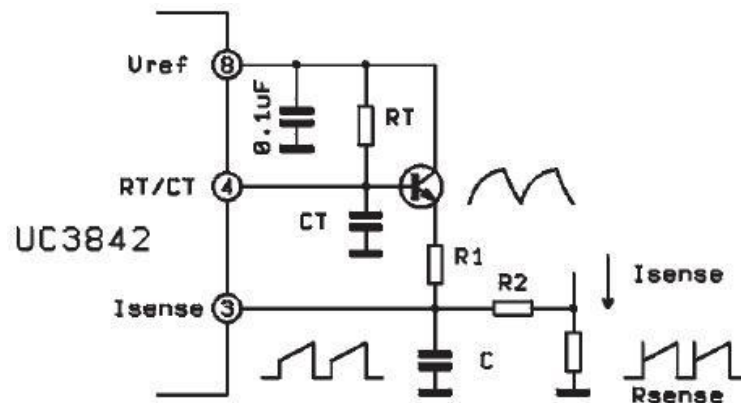


Рисунок 2.4 - Схема компаратора струму з RC-фільтром.

Після включення транзистора починається етап передачі енергії накопленої в трансформаторі в навантаження. Напряга знята з обмотки W2, TV2 випрямляється діодом VD10 та фільтрується ємнісним фільтром C35, C36.

Схема стабілізації вихідної напруги побудована на управляючому стабілітроні VD18-TL431.

Резистори R56, R57, R58 утворюють резистивний дільник, величиною опорів якого виставляється значення вихідної напруги зарядного пристрою. Резистор R54 є струмообмежуючим резистором для стабілітрона VD19 та оптрона U1.1.

Вузол перетворення постійної напруги в постійну призначений для перетворення постійної напруги 12В у постійну напругу 300В. Вихідна напруга даного перетворювача є нестабілізованою, при  $U_{\text{вх}}=13,8\text{В}$ ,  $U_{\text{вих}}=311\text{В}$  при  $U_{\text{вх}}=10,5\text{В}$ ,  $U_{\text{вих}}=225\text{В}$ .



Тому для нормальної роботи джерела безперебійного живлення потрібна стабілізація вихідної напруги  $U_{\text{вих}}$ .

Даний перетворювач побудований на мікросхемі DA1 - SG3525A, функціональна схема якої приведена на рисунку 2.5.

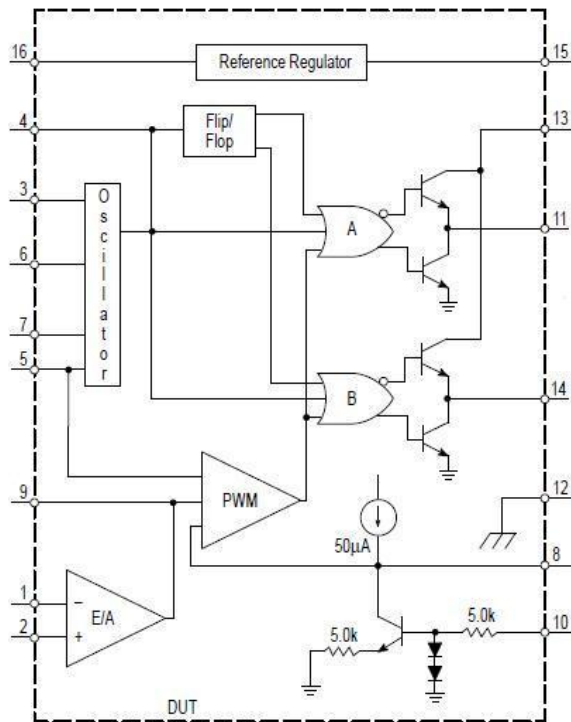


Рисунок 2.5 - Функціональна схема SG3525.

З виходів мікросхеми (виводи 14 та 11) прямокутні імпульси поступають на трансформатор TV1, який виконує роль гальванічної розв'язки. На вторинних обмотках трансформатора імпульси будуть двополярні зі скважністю 0,9.

Резисторно – конденсаторні ланки C26R31 та C27R32 призначені для того, щоб згасити комутаційний викид при переключеннях.

Сам перетворювач побудований по схемі з плаваючою середньою точкою. Пари силових транзисторів VT4, VT6 та VT5, VT7 включаються по черзі зі скважністю майже 0,5. Такий режим вибраний з метою зменшення викидів при переключенні, та отриманню симетрії в кожен період переключення.

З вторинної обмотки імпульси випрямляються діодним мостом VD15...VD18 та згладжуються фільтром C1-L1, C2-C4, C3-C5. З вторинної обмотки TV3 також беруться додаткові напруги живлення 9В та 18В, гальванічно розв'язані між собою. Стабілізація цих напруг проводиться стабілітронами VD21...VD24.

Мікросхема DA1 включена по типовій схемі включення. Колом C7, R1 визначається вихідна частота. Живлення вихідних каскадів інтегральної мікросхеми здійснюється через R15. C9, C13, які призначені для фільтрації напруги живлення мікросхеми. Дистанційне керування роботою перетворювача проводиться через десятий вивід DA1 від мікроконтролера.

Стабілізатор напруги 300В побудований по схемі однокантного перетворювача, який підвищує. Схема цілком симетрична і побудована на інтегральній мікросхемі - DA4, DA5 - UC3842. Принцип роботи розглянемо на прикладі роботи DA4, він полягає в наступному: при подачі живлення на DA4 на її виході (вивід 6) з'являється імпульс амплітудою 9В, який через діодник R18-R33 поступає на затвор VT2 і відкриває транзистор. Коли транзистор VT2 відкритий, через коло L2-VT2-R34 протікає струм. Індуктивність L2 накопичує енергію. При досягненні певного рівня сигналу, який знімається з вимірювального резистора R34, на виході DA4 з'являється логічний нуль. Наступний імпульс з'явиться при новому циклі тактового генератора. Зворотній зв'язок по напрузі здійснюється через резистор на коло R11, R8, R9.

Оскільки для утворення спільної точки з напругою мережі утворено ємнісний діодник C2-C4, C3-C5, то вузол на DA4 стабілізує позитивну півхвилю вихідної напруги, а вузол на DA5 – негативну.

Елементи схеми підібрані таким чином, що вхідна напруга дорівнює 300В на виході теж 300В, тобто стабілізація не потрібна. По мірі зменшення напруги на акумуляторі, на виході перетворювача постійної напруги в постійну також напруга буде зменшуватись, а вузол стабілізації її буде стабілізувати на рівні 300В. Оскільки заземлені виводи DA5 підключені до мінусової напруги, яку потрібно стабілізувати, а стабілізацію потрібно здійснювати ві-

дносно нульової шини, то тут використовується ще додатковий вузол на DA3.

Вихідний інвертор побудований по півмостовій схемі. Навантаження підключається до середньої точки конденсаторного дільника C2-C4, C3-C5 та виходу інвертора (колектор VT13).

Ключовими елементами каскаду є силові транзистори VT12, VT13. Керування роботою здійснюється за допомогою мікроконтролера DD1.

Даний вузол забезпечує дуже хороше наближення напруги до синусоїдальної. Це дозволило виконати два силових ключа VT12, VT13 на біполярних транзисторах з ізольованим затвором (IGBT), котрі працюють в режимі, близькому до лінійного. Їх почерговим відкриттям керують прямокутні імпульси, які поступають в протифазі від контролера DD1. Ці імпульси проходять ланки, що формують з них сигнал, який подібний по формі до півперіода синусоїди і подаються на затвори VT12, VT13.

Індуктивність L4 забезпечує згладжування фронтів вихідних імпульсів з інвертора.

Схема байпасу призначена для швидкого перемикання навантаження на роботу від мережі або на роботу від акумуляторної батареї. Перемикання здійснюється за допомогою реле K1, яке керується мікроконтролером. Конденсатори C52, C53 служать запобіганню виникнення іскри і підгорянню контактів реле при переключеннях.

Для забезпечення кращої форми вихідної напруги та запобіганню попадання електромагнітних завад від джерела безперебійного живлення в навантаження служить фільтр C57, L6, C59.

Вузол керування роботою джерела безперебійного живлення виконаний на мікроконтролері DD1 - ATtiny 261. Функціональна схема контролера приведена на рисунку 2.6.

Для синхронізації роботи джерела безперебійного живлення з мережею використовується вимірювальний трансформатор TV4, вихідний сигнал з якого випрямляється та подається на входи АЦП мікроконтролера.



Для вимірювання струму, який споживається навантаженням, використовується трансформатор струму TV5. Його вихідний сигнал випрямляється і подається на вхід аналогово-цифрового перетворювача мікроконтролера. Загальний алгоритм роботи мікроконтролера вписується в алгоритм роботи всього джерела безперебійного живлення.

Після включення вмикача SA1 (положення „Вкл.”) на вхід DA6 поступає постійна напруга з акумулятора. DA6 формує на виході +5В, необхідну для живлення мікроконтролера.

Мікроконтролер, після подачі на нього живлення, починає проводити вимірювання напруги акумуляторної батареї, а також вмикає реле K2, тим самим під'єднавши джерело безперебійного живлення до мережі. Далі мікроконтролер вимірює напругу мережі. Якщо напруга мережі не в межах норми, то мікроконтролер дає команду на перемикання на роботу від акумулятора. Коли ж ні напруга акумулятора, ні напруга мережі не відповідає нормам, то мікроконтролер здійснює повне відключення навантаження від мережі.

При нормальному функціонуванні від мережі мікроконтролер постійно слідкує за мережею і підганяє фазу вихідного сигналу від інвертора до фази сигналу з мережі. Це потрібно для того, щоб у разі зникнення напруги мережі переключення на роботу від акумуляторної батареї пройшло з найменшими втратами.

Відповідно при відновленні напруги в мережі, мікроконтролер спочатку робить підгонку фази вихідного сигналу з інвертора до сигналу з мережі, а тільки потім відбувається переключення на роботу від мережі.

Для запобігання попадання завад з джерела безперебійного живлення у мережу поставлений мережевий фільтр C54, C55, C56, L5, C58.

Зв'язок мікроконтролера з персональним комп'ютером здійснюється через стандартний інтерфейс RS-232 (Com port). Інтерфейс виконаний з оптоізоляцією, що збільшує електробезпеку при роботі з джерелом безперебійного живлення.

## РОЗДІЛ 3

### РОЗРАХУНКИ І ВИБІР ЕЛЕМЕНТІВ СХЕМ

#### 3.1 Розрахунок і вибір елементів безперебійного джерела живлення

Схема зарядного пристрою, яка зібрана по схемі однотактного зворотно ходового перетворювача напруги, зображена на рисунку 3.1.

Обрання даної схеми пояснюється тим, що для зарядки акумулятора потрібна відносно невелика потужність, а саме порядку 100 Вт. Також ця схема приваблива простотою та дешевизною, порівняно з такими схемами як півмостова чи прямоходова.

Вихідні дані для розрахунків наведені в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 - Вихідні дані для розрахунків

Параметри	Позначення	Значення
Мінімальна змінна вхідна напруга	$V_{AC\ min}$	160В
Максимальна змінна вхідна напруга	$V_{AC\ max}$	260В
Частота мережі	$f_{AC}$	50Гц
Максимальна вихідна потужність	$P_{out\ max}$	200 Вт
Мінімальна вихідна потужність	$P_{out\ min}$	50Вт
Вихідна постійна напруга	$V_{out}$	13,8В
Пульсації вихідної напруги	$V_{out\ Ripple}$	0,05В
Напруга первинної обмотки	$V_R$	160В
Прогнозований ККД	$\eta$	0,84
Пульсації вхідної постійної напруги	$V_{DCin\ Ripple}$	10В
Напруга живлення ІМС	$V_{AUX}$	12В
Кількість оптопар	$G_C$	1

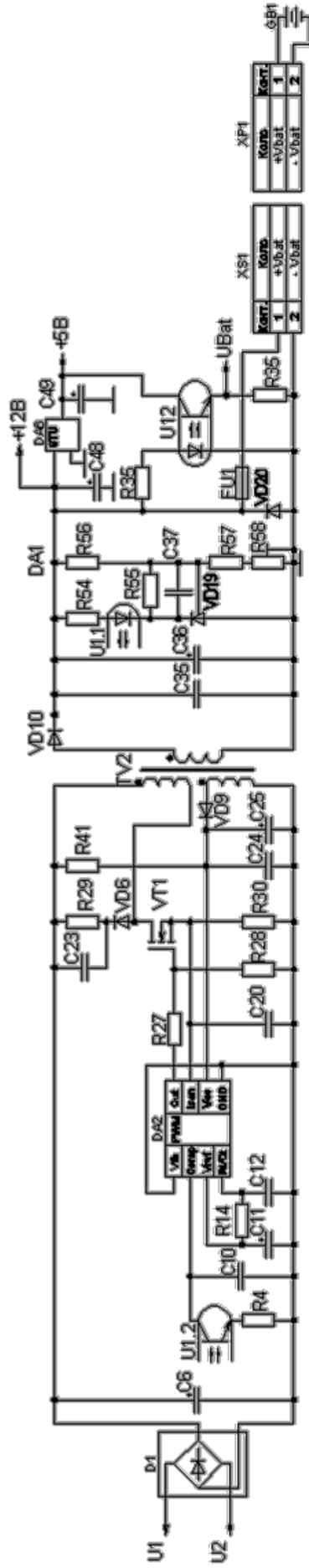


Рисунок 3.1 - Схема електрична принципова зарядного пристрою

Подальший вибір елементів і розрахунки здійснювався згідно до рекомендацій та методик викладених в [11- 21]

Розрахуємо характеристики вхідного діодного моста та конденсатора.

Максимальна вхідна потужність:

$$P_{in\max} = \frac{P_{out\max}}{\eta} = \frac{200}{0,84} \approx 240 \text{ Вт}, \quad (3.1)$$

де  $P_{out\max}$  - максимальна вихідна потужність, Вт;

$\eta$  - коефіцієнт корисної дії перетворювача.

Знайдемо максимальне значення струму через діодний міст D1:

$$I_{PRMS} = \frac{P_{in\max}}{V_{AC\min}} \cdot \cos \varphi = \frac{240}{160} \cdot 0,6 = 0,9 \text{ А}, \quad (3.2)$$

де  $V_{AC\min}$  - мінімальна напруга у колі постійного струму, В.

Розрахуємо максимальне значення напруги на діодному мості:

$$V_{DC\max PK} = V_{AC\max} \cdot \sqrt{2} = 260 \cdot \sqrt{2} = 366 \text{ В}; \quad (3.3)$$

Знайдемо параметри вхідного конденсатора С6:

$$V_{DC\min PK} = V_{AC\min} \cdot \sqrt{2} = 160 \cdot \sqrt{2} = 225 \text{ В}, \quad (3.4)$$

$$V_{DC\min} = V_{DC\min PK} - V_{Ripple} = 225 - 10 = 215 \text{ В}, \quad (3.5)$$

де  $V_{DC\min PK}$  - мінімальне амплітудне значення вхідної напруги;

$V_{DC\min}$  - мінімальне значення вхідної напруги з урахуванням пульсацій.

Знайдемо час розряду конденсатора С6 за половину періоду:



$$T_D = 5 \cdot 10^{-3} \cdot \left( 1 + \frac{\arcsin\left(\frac{V_{DC \min}}{V_{DC \min PK}}\right)}{90} \right) = 5 \cdot 10^{-3} \times \left( 1 + \frac{\arcsin\left(\frac{215}{225}\right)}{90} \right) = 9,05 \cdot 10^{-3} \text{ c}, \quad (3.6)$$

Розрахуємо потужність, яка береться з конденсатора за час розряду:

$$W_{in} = P_{in \max} \cdot T_D = 225 \cdot 9,05 \cdot 10^{-3} = 2,04 \text{ Bm}, \quad (3.7)$$

Знайдемо мінімальне значення ємності С6:

$$C_{in \min} = \frac{2 \cdot W_{in}}{V_{DC \min PK}^2 - V_{DC \min}^2} = \frac{2 \cdot 2,04}{(225)^2 - (215)^2} = 927 \times 10^{-6} \text{ Ф}, \quad (3.8)$$

Знайдемо максимальний струм через первинну обмотку трансформатора TV2:

$$I_{LPK} = \frac{2 \cdot P_{in \max}}{V_{DC \min} \cdot D_{\max}} = \frac{2 \cdot 225}{215 \cdot 0,5} = 4,19 \text{ A}, \quad (3.9)$$

де  $D_{\max}$  - скважність імпульсів на первинній обмотці.

Розрахуємо максимальний струм через демпферний діод VD7:

$$I_{LRMS} = I_{LPK} \cdot \sqrt{\frac{D_{\max}}{3}} = 4,19 \cdot \sqrt{\frac{0,5}{3}} = 1,71 \text{ A}, \quad (3.10)$$

Визначимо початкову індуктивність первинної обмотки при максимальному циклі:

$$L_P = \frac{D_{\max} \cdot V_{DC \min}}{I_{LPK} \cdot f} = \frac{0,5 \cdot 215}{4,19 \cdot 100 \cdot 10^3} = 256 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}, \quad (3.11)$$

де  $f$  - частота пульсації, Гц.

Виберемо тип сердечника трансформатора з продукції фірми Epcos. Вибираємо сердечник типу E 40/16/12 з матеріалу N27 [22] з параметрами наведеними у таблиці 3.2. На рисунку 3.2 зображено геометричні розміри сердечника [22].

Таблиця 3.2 - Параметри сердечника

Параметр	Позначення	Значення
Індуктивність одного витка	$A_L$ [нГн/Вит <sup>2</sup> ]	3500
Довжина середньої лінії магніпровіда	$l_e$ [мм]	77
Площа перерізу сердечника	$A_e$ [мм <sup>2</sup> ]	149
Об'єм феритового матеріалу	$V_e$ [мм <sup>3</sup> ]	11500

Знайдемо кількість витків первинної обмотки:

$$N_p = \sqrt{\frac{L_p}{A_L}} = \sqrt{\frac{256000}{3500}} = 8,6 \quad (3.12)$$

де  $N_p$  - кількість витків первинної обмотки.

У подальшому приймаємо  $N_p$  рівним 20 витків.

На рисунку 3.2 показано геометричні розміри сердечника E 40/16/12

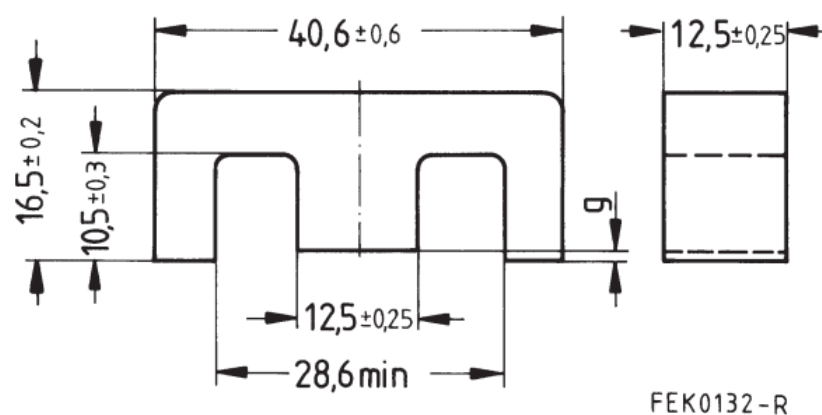


Рисунок 3.2 Геометричні розміри сердечника E 40/16/12 (фірма Epcos)

Визначимо кількість витків вторинної обмотки:

$$N_S = \frac{N_P \cdot (V_{out} + V_{FDiode})}{V_R} = \frac{20 \cdot (13,8 + 0,7)}{160} = 1,81, \quad (3.13)$$

де:  $V_{FDiode}$  - падіння напруги на діоді, В.

Візьмемо  $N_S = 2$  витки.

Знайдемо кількість витків додаткової обмотки:

$$N_{AUX} = \frac{N_P (V_{AUX} + V_{FDiode})}{V_R} = \frac{20(12 + 0,7)}{160} = 1,58, \quad (3.14)$$

Приймаємо  $N_{AUX} = 2$  витки.

Розрахуємо реальну індуктивність первинної обмотки:

$$L_P = N_P^2 \cdot A_L = 20^2 \cdot 3,5 \cdot 10^{-6} = 1400 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} \quad (3.15)$$

Знайдемо максимальний струм через первинну обмотку TV2:

$$I_{LPK} = \frac{V_{DC \min} \cdot D_{\max}}{L_P \cdot f} = \frac{215 \cdot 0,5}{1400 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^3} = 0,76 \text{ А}$$

Вирахуємо максимальну реальну індукцію трансформатора:

$$B = \frac{L_P \cdot I_{LPK}}{N_P \cdot A_e} = \frac{1400 \cdot 10^{-6} \cdot 0,76}{20 \cdot 149 \cdot 10^{-6}} = 0,36 \quad (3.16)$$

де  $B$  - максимальна реальна індукція трансформатора, Тл.

Визначена максимальна реальна індукція трансформатора менша ніж максимальна індукція вибраного сердечника.

Знайдемо площу перерізу з урахуванням кількості витків обмотки  $N_p$ :

$$S = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot N_p^2 \cdot A_e}{L_p} = \frac{4 \cdot 3,14 \cdot 10^{-7} \cdot 24^2 \cdot 83 \cdot 10^{-6}}{14 \cdot 10^{-6}} = 4,2 \cdot 10^{-6}, \quad (3.17)$$

Виберемо тип сердечника трансформатора з каталогу продукції фірми Epcos [22]. Вибираємо сердечник E3211619.

З таблиці даних для цього сердечника: максимальне значення ширини обмотки  $BW_{\max}=20,1\text{мм}$ ; мінімальне рекомендоване значення ширини обмотки  $M=4\text{мм}$ .

Визначимо ефективне значення ширини обмотки з сердечником:

$$BW_e = BW_{\max} - 2 \cdot M = 20,1 \cdot 10^{-3} - 2 \cdot 4 \cdot 10^{-3} = 12,1 \cdot 10^{-3}, \quad (3.18)$$

де  $BW_e$  - ефективне значення ширини обмотки з сердечником, м.

Вибираємо коефіцієнт заповнення вікна трансформатора обмотками:

- первинна – 0,5;
- вторинна – 0,45;
- допоміжна – 0,05.

Коефіцієнт заповнення міді з таблиці даних сердечника:  $f_{Cu} = 0,2 \dots 0,4$ .

Виберемо  $f_{Cu}=0,3$ .

Розрахуємо площу перерізу провідника первинної обмотки TV1:

$$A_p = \frac{0,5 \cdot A_N \cdot f_{Cu} \cdot BW_e}{N_p \cdot BW} = \frac{0,5 \cdot 108,5 \cdot 10^{-6} \cdot 0,3 \cdot 12,1}{24 \cdot 20,1} = 0,41 \cdot 10^{-6}, \quad (3.19)$$

де  $A_p$  - площа перерізу провідника первинної обмотки,  $\text{м}^2$ .

Приймаємо діаметр проводу для первинної обмотки  $d_p=0,64\text{мм}$ .

Розрахуємо площу перерізу провідника вторинної обмотки TV1:

$$A_s = \frac{0,45 \cdot A_N \cdot f_{Cu} \cdot BW_e}{N_{AUX} \cdot BW} = 2,2 \cdot 10^{-6}, \quad (3.20)$$

де  $A_p$  - площа перерізу провідника вторинної обмотки,  $m^2$ .

Приймаємо діаметр провідника  $d_s = 2 \times 0,8$  мм.

Розрахуємо площу перерізу провідника додаткової обмотки:

$$A_{AUX} = \frac{0,05 \cdot A_N \cdot f_{Cu} \cdot BW_e}{N_{AUX} \cdot BW} = \frac{0,05 \cdot 108,5 \cdot 10^{-6} \cdot 0,3 \cdot 12,1}{4 \cdot 20,1} = 0,24 \cdot 10^{-6}, \quad (3.21)$$

де  $A_p$  - площа перерізу провідника додаткової обмотки,  $m^2$ .

Приймаємо діаметр провідника  $d_{AUX} = 0,64$  мм.

Розрахуємо параметри вихідного діода VD11. Визначимо максимальну зворотну напругу на діоді:

$$V_{RDiode} = V_{out} + (V_{DCmaxPK} \cdot \frac{N_s}{N_p}) = 13,8 + (382 \cdot \frac{4}{24}) = 77,5, \quad (3.22)$$

де  $V_{RDiode}$  - максимальна зворотна напруга на діоді, В.

Визначимо максимальний імпульсний прямий струм через діод:

$$I_{SPK} = I_{LPK} \cdot \frac{N_p}{N_s} = 3,9 \cdot \frac{24}{4} = 23,4, \quad (3.23)$$

де  $I_{SPK}$  - максимальний імпульсний прямий струм через діод, А.

Визначимо максимальний імпульсний прямий струм через діод з урахуванням коефіцієнта заповнення:

$$I_{SRMS} = I_{SPK} \cdot \sqrt{\frac{1}{3 \cdot D_{max}}} = 23,4 \cdot \sqrt{\frac{1}{3 \cdot 0,5}} = 9,55, \quad (3.24)$$

де  $I_{SRMS}$  - максимальний імпульсний прямий струм через діод з урахуванням коефіцієнта заповнення, А.

Розрахуємо параметри вихідного конденсатора С36. Максимальна імпульсна нестабільність вихідної напруги  $V_{out} = 0,5В$ , при кількості періодів тактової частоти:  $n_{cp} = 5$ .

Визначимо максимальний вихідний струм:

$$I_{out} = \frac{P_{outmax}}{V_{out}} = \frac{100}{13,8} = 7,3, \quad (3.25)$$

де  $I_{out}$  - максимальний вихідний струм, А.

Мінімальна ємність конденсатора С36 дорівнюватиме:

$$C_{out} = \frac{I_{outmax} \cdot n_{cp}}{\Delta V_{out} \cdot f} = \frac{7,3 \cdot 5}{0,5 \cdot 100000} = 750 \cdot 10^{-6}, \quad (3.26)$$

де  $C_{out}$  - мінімальна ємність конденсатора, Ф.

Вибираємо конденсатор на 2200мкФ – 25В.

Проведемо розрахунок демпферної ланки: С23, R26, VD7. Знайдемо напругу на демпферному колі:

$$V_{Ssub} = V_{(BR)DSS} - V_{DCmax} - V_R = 650 - 382 - 100 = 168, \quad (3.27)$$

де  $V_{Ssub}$  - напруга на демпферному колі, В;

$V_{(BR)DSS}$  – максимально допустима напруга втік-витік транзистора, В.

Для розрахунку демпферної ланки необхідно знати індуктивність розсіювання ( $L_{LK}$ ) первинної обмотки, котра дуже сильно залежить від конструкції трансформатора. Тому прийємо значення індуктивності розсіювання на рівні 5% від первинної обмотки.

$$L_{LK} = L_p \cdot 0,05 = 14 \cdot 10^{-6} \cdot 0,05 = 0,07 \cdot 10^{-6}, \quad (3.28)$$

де  $L_{LK}$  - індуктивність розсіювання, Гн.

Знайдемо ємність конденсатора C23 демпферного кола:

$$C_{Snub} = \frac{I_{LPK}^2 \cdot L_{LK}}{(V_R + V_{Snub}) \cdot V_{Snub}} = \frac{(3,9A)^2 \cdot 0,7 \cdot 10^{-6}}{(100 + 168) \cdot 168} = 236 \cdot 10^{-12}, \quad (3.29)$$

де  $C_{Snub}$  - ємність конденсатора, Ф.

Приймаємо C23 = 470пФ.

Знайдемо опір резистора демпферного кола R26:

$$R_{Snub} = \frac{(V_{Snub} + V_R)^2 - V_R^2}{0,5 \cdot L_{LK} \cdot I_{LPK}^2 \cdot f} = \frac{(168 + 100)^2 - (100)^2}{0,5 \cdot 0,7 \cdot 10^{-6} \cdot (3,9)^2 \cdot 100 \cdot 10^3} = 1196, \quad (3.30)$$

де  $R_{Snub}$  - опір резистора демпферного кола, Ом.

Приймаємо R26=1,2кОм.

Визначимо втрати на діоді VD6:

$$P_{Din} = 2 \cdot I_{PRMS} \cdot V_F = 2 \cdot 2,35 \cdot 1 = 4,7, \quad (3.31)$$

де  $P_{Din}$  - втрати на діоді, Вт.

Визначимо опір первинної обмотки:

$$R_{PCu} = \frac{I_n \cdot N_p \cdot P_{100}}{A_p} = \frac{0,0644 \cdot 24 \cdot 17,2 \cdot 10^{-9}}{0,41 \cdot 10^{-6}} = 64 \cdot 10^{-3}, \quad (3.32)$$

де  $R_{PCu}$  - опір первинної обмотки, Ом.

Визначимо опір вторинної обмотки:

$$R_{SCu} = \frac{I_n \cdot N_s \cdot P_{100}}{A_s} = \frac{0,0644 \cdot 24 \cdot 17,2 \cdot 10^{-9}}{0,41 \cdot 10^{-6}} = 2,01 \cdot 10^{-3}, \quad (3.33)$$

де  $R_{SCu}$  - опір вторинної обмотки, Ом.

$P_{100}$  - питомий опір міді, з довідника  $0,0172 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$ .

Визначимо втрати в міді в первинній обмотці:

$$P_{PCu} = I_{LPK}^2 \cdot D_{\max} \cdot \frac{1}{3} \cdot R_{PCu} = (3,9)^2 \cdot 0,5 \cdot \frac{1}{3} \cdot 64 \cdot 10^{-3} = 0,162, \quad (3.34)$$

де  $P_{PCu}$  - втрати в міді в первинній обмотці, Вт.

Визначимо втрати в міді в вторинній обмотці:

$$P_{SCu} = I_{SRMS}^2 \cdot D_{\max} \cdot \frac{1}{3} \cdot R_{SCu} = (23,4)^2 \cdot 0,5 \cdot \frac{1}{3} \cdot 2,01 = 0,183, \quad (3.35)$$

де  $P_{SCu}$  - втрати в міді в вторинній обмотці, Вт.

Знайдемо сумарні втрати в первинній та вторинній обмотках трансформатора:

$$\Sigma P_{Cu} = P_{PCu} + P_{SCu} = 0,162 + 0,183 = 0,345 \text{ Вт}, \quad (3.36)$$



Обчислимо втрати на вихідному діоді VD10 :

$$P_D = I_{SPK} \cdot \sqrt{\frac{1-D_{max}}{3}} \cdot V_F = 23,4 \cdot \sqrt{\frac{1-0,5}{3}} \cdot 0,7 = 6,68 , \quad (3.37)$$

де  $P_D$  - втрати на вихідному діоді.

З таблиці характеристик транзистора маємо:  $C_0 = 50 \text{ пФ}$  – вихідна ємність втік-витік транзистора;  $R_{DSon} = 1,6 \text{ Ом}$  ( $150 \text{ C}^0$ ) – вихідний опір втік-витік транзистора.

Розрахунок проведемо при вхідній напрузі  $V_{DCmin} = 110 \text{ В}$ . Знайдемо втрати при включенні транзистора:

$$P_{Son} = \frac{1}{2} \cdot C_0 \cdot V_{DCmin}^2 \cdot f = \frac{1}{2} \cdot 50 \cdot 10^{-12} \cdot (110)^2 \cdot 100 \cdot 10^3 = 0,3 , \quad (3.38)$$

де  $P_{Son}$  - втрати при включенні транзистора VT1, Вт;

$f$  - робоча частота перетворювача,  $100 \text{ кГц}$ .

Знайдемо втрати при виключенні транзистора:

$$P_{Soff} = \frac{1}{6} \cdot (V_{DCmin} + V_R) \cdot I_{LPK} \cdot f \cdot t_r = \frac{1}{6} \cdot (110 + 100) \cdot 3,9 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^{-12} = 0,4 , \quad (3.39)$$

де  $P_{Soff}$  - втрати при виключенні транзистора, Вт.

Визначимо втрати на опорі втік-витік при відкритому транзисторі:

$$P_D = \frac{1}{3} \cdot R_{DSon} \cdot I_{LPK}^2 \cdot D_{max} = \frac{1}{3} \cdot 1,6 \cdot (3,9)^2 \cdot 0,5 = 4 , \quad (3.40)$$

де  $P_D$  - втрати на опорі втік-витік при відкритому транзисторі, Вт.

Підрахуємо загальні втрати на транзисторі:

$$P_{\text{LOSES}} = P_{\text{Son}} + P_{\text{Soff}} + P_{\text{D}} = 0,3 + 0,4 + 4 = 4,7, \quad (3.41)$$

де  $P_{\text{LOSES}}$  - загальні втрати на транзисторі, Вт.

З таблиці вихідних даних мінімальна напруга стабілізації керованого стабілітрона VD 19 TL431 рівна  $V_{\text{REF}}=2,5\text{В}$ , а його мінімальний струм стабілізації  $I_{\text{kAmin}}=1\text{мА}$ .

З вихідних даних оптопар U1 TLP521 падіння напруги на діоді  $V_{\text{FD}}=1,2\text{В}$ ; максимальний прямий струм через діод  $I_{\text{Fmax}}=10\text{мА}$ ;

З вихідних даних мікросхеми DA2 UC3842 опорна напруга рівна  $V_{\text{Refint}}=5,5\text{В}$ ; максимальна напруга зворотного зв'язку дорівнює  $V_{\text{FBmax}}=4,8\text{В}$ , а внутрішній опір -  $R_{\text{FB}}=3,7\text{кОм}$ .

Знайдемо максимальний вхідний струм DA2:

$$I_{\text{FBmax}} = \frac{V_{\text{REFint}}}{R_{\text{FB}}} = \frac{5,5}{3,7 \cdot 10^3} = 1,5 \cdot 10^{-3}, \quad (3.42)$$

де  $I_{\text{FBmax}}$  - максимальний вхідний струм DA2, А.

Розрахуємо мінімальний вхідний струм DA2:

$$I_{\text{FBmin}} = \frac{V_{\text{REFint}} - V_{\text{FBmax}}}{R_{\text{FB}}} = \frac{5,5 - 4,8}{3,7 \cdot 10^3} = 0,19 \cdot 10^{-3}, \quad (3.43)$$

де  $I_{\text{FBmin}}$  - мінімальний вхідний струм DA2, А.

Схема кола зворотного зв'язку представлена на рисунку 3.3.

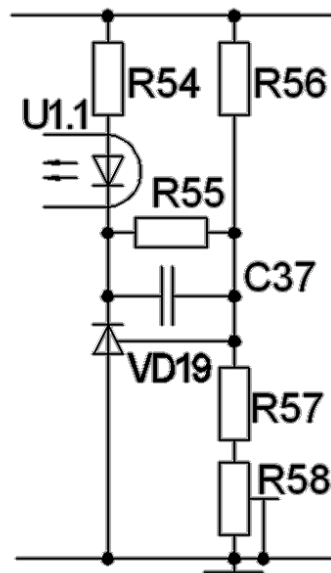


Рисунок 3.3 - Схема кола зворотного зв'язку на керуваному стабілітроні TL431.

Знайдемо величину опору резистору R56:

$$R56 = \left(R57 + \frac{R58}{2}\right) \cdot \left(\frac{V_{out}}{V_{REF}} - 1\right) = \left(4,99 + \frac{5}{2}\right) \cdot \left(\frac{13,8}{2,5} - 1\right) = 33,8 \cdot 10^3 \approx 33 \cdot 10^3, \quad (3.44)$$

де  $R57 = 4,99 \text{кОм}$ , а  $R58 = 5 \text{кОм}$  – рекомендовані значення з таблиці характеристик TL431.

Визначимо опір резистора R54 з формули

$$R54 \geq \frac{(V_{out} - (V_{FD} + V_{REF}))}{I_{Fmax}}, \quad (3.45)$$

Підставляючи відповідні значення у формулу (3.45), отримаємо:

$$R54 \geq \frac{13,8 - (1,2 + 2,5)}{10 \cdot 10^{-3}} = 2,23 \approx 2,410^3,$$

де R54 - опір резистора R54, Ом.

На рисунку 3.4 зображено структурну схему всього кола зв'язку.

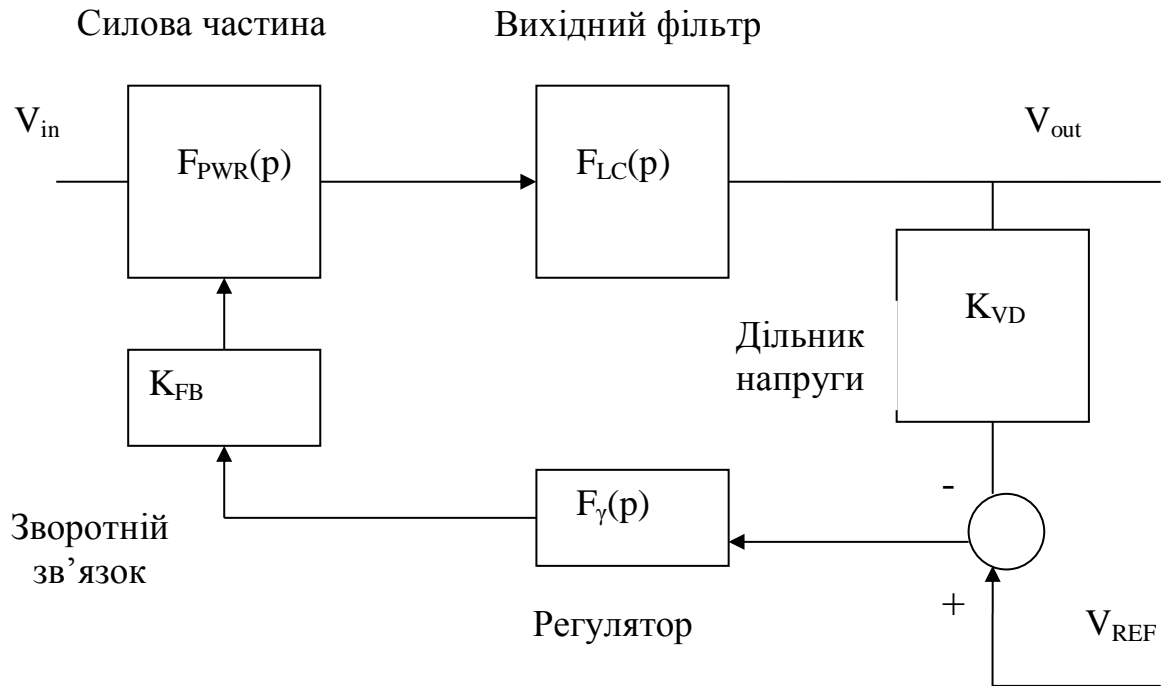


Рисунок 3.4 - Структурна схема всього кола зв'язку

Внутрішній коефіцієнт передачі DA2 визначається за формулою:

$$K_{FB} = \frac{G_C \cdot 3,7 \cdot 10^3}{R54}, \quad (3.46)$$

де  $K_{FB}$  - внутрішній коефіцієнт передачі DA2.

Внутрішній коефіцієнт передачі дільника ланки зворотного зв'язку визначається за формулою:

$$K_{VD} = \frac{(R57 + \frac{R58}{2})}{R56 + (R57 + \frac{R58}{2})} = \frac{V_{REF}}{V_{out}}. \quad (3.47)$$

Коефіцієнт передачі силової частини визначається за формулою:

$$F_{\text{PWR}}(p) = \frac{1}{Z_{\text{PWM}}} \cdot \sqrt{\frac{L_p \cdot f \cdot n}{2 \cdot R_L}} \cdot \left[ \frac{R_L \cdot (1 + p \cdot R_{\text{ESR}} \cdot C_{11})}{(1 + p \cdot (\frac{R_L}{2} + R_{\text{ESR}}) \cdot C_{11})} \right], \quad (3.48)$$

$$Z_{\text{PWM}} = \frac{\Delta V_{\text{FB}}}{\Delta I_{\text{D}}},$$

де  $Z_{\text{PWM}}$  – крутизна характеристики  $\Delta V_{\text{FB}} / \Delta I_{\text{D}}$ , Ом.

Коефіцієнт передачі вихідного фільтра визначається за формулою:

$$F_{\text{LC}}(p) = \frac{1 + p \cdot R_{\text{ESR}} \cdot C37}{1 + p \cdot R_{\text{ESR}} \cdot C37 + p^2 \cdot L \cdot C37},$$

де  $R_{\text{ESR}}$  – ємнісний опір конденсатора.

Коефіцієнт передачі ланки регулятора визначається за формулою:

$$F_{\gamma}(p) = \frac{1 + p \cdot R55 \cdot C37}{R56 \times (R57 + \frac{R58}{2}) + p \cdot \frac{2}{R56 + (R57 + \frac{R58}{2})} \cdot (1 + p \cdot R55 \cdot C37)}.$$

Визначимо вихідний опір блока живлення при максимальному навантаженні:

$$R_{\text{LH}} = \frac{V_{\text{out}}^2}{P_{\text{outmax}}} = \frac{(13,8)^2}{100} = 1,9,$$

Де  $R_{\text{LH}}$  - вихідний опір блока живлення при максимальному навантаженні, Ом.

Визначимо вихідний опір блока живлення при мінімальному навантаженні:

$$R_{LL} = \frac{V_{out}^2}{P_{outmin}} = \frac{(13,8)^2}{1} = 190, \quad (3.49)$$

де  $R_{LL}$  - вихідний опір блока живлення при мінімальному навантаженні, Ом.

Знайдемо частоту зрізу при максимальному навантаженні:

$$f_{OH} = \frac{1}{\pi \cdot R_{LL} \cdot C37} = \frac{1}{3,14 \cdot 1,9 \cdot 2200 \cdot 10^{-6}} = 76,18, \quad (3.50)$$

де  $f_{OH}$  - частоту зрізу при максимальному навантаженні, Гц.

Знайдемо частоту зрізу при мінімальному навантаженні:

$$f_{OL} = \frac{1}{\pi \cdot R_{LL} \cdot C37} = \frac{1}{3,14 \cdot 190 \cdot 2200 \cdot 10^{-6}} = 0,76, \quad (3.51)$$

де  $f_{OL}$  - частота зрізу при мінімальному навантаженні, Гц.

Коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку за формулою (3.46):

$$K_{FB} = \frac{2 \cdot 3,7 \text{кОм}}{2,4 \text{кОм}} = 3$$

Відповідно

$$G_{FB} = 10 \log 3 = 4,7 \text{дБ}$$

Коефіцієнт передачі дільника ланки зворотного зв'язку за формулою (3.47):

$$K_{VD} = \frac{2,5}{13,8} = 0,18$$

Відповідно

$$G_{VD} = -7,4\text{дБ}$$

Вихідний імпеданс на відрізку часу  $t_{on}$  визначається за формулою:

$$Z_{PWM}(t_{on}) = Z_{PWM} \cdot \frac{1}{t_{on}} \cdot \left[ t_{on} - T_1 + T_1 \cdot e^{-\frac{t_{on}}{T_1}} \right] + 0,6 \cdot \left[ 1 - e^{-\frac{t_{on}}{T_2}} \right], \quad (3.52)$$

Підставляючи в формулу (3.52)  $Z_{PWM} = 1,3 \frac{\text{В}}{\text{А}}$  та інші значення величин,

отримаємо:

$$Z_{PWM}(t_{on}) = 1,3 \frac{\text{В}}{\text{А}} \cdot \frac{1}{4,7\text{мкс}} \cdot \left[ 4,7\text{мкс} - 850\text{нс} + 850\text{нс} \times e^{-\frac{4,7\text{мкс}}{850\text{нс}}} \right] + 0,6 \cdot \left[ 1 - e^{-\frac{4,7\text{мкс}}{200\text{нс}}} \right] = 1,7 \frac{\text{В}}{\text{А}}$$

Коефіцієнт передачі на граничній частоті визначається за формулою:

$$|F_{PWR}(f_g)| = \frac{1}{Z_{PWM}} \cdot \sqrt{\frac{R_L \cdot L_P \cdot f \cdot \eta}{2}} \cdot \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_g}{f_0}\right)^2}} \right), \quad (3.53)$$

Підставимо у формулу (3.53) значення нижченаведених величин:

$R_L = 3,6\text{Ом}$  – вихідний індуктивний опір;

$L_P = 12,6\text{мкГн}$  – індуктивність первинної обмотки трансформатора;

$f_g = 3000\text{Гц}$  – частота, на якій проводиться розрахунок;

$f_0=76,18$  – гранична частота при максимальному навантаженні

В результаті отримаємо:

$$|F_{PWR}(f_g)| = \frac{1}{1,7 \frac{B}{A}} \cdot \sqrt{\frac{3,6 \text{ Ом} \cdot 12,6 \text{ мкГн} \cdot 100 \text{ кГц} \cdot 0,8}{2}} \cdot \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{3000}{76,18}\right)^2}} \right) = 0,019,$$

Відповідно

$$G_{PWR}(3 \text{ кГц}) = -17,2 \text{ дБ}$$

Загальний коефіцієнт передачі:

$$G_S = G_{FB} + G_{PWR} + G_{VD} + G = 4,7 \text{ дБ} - 4,7 \text{ дБ} - 17,2 \text{ дБ} = -17,2 \text{ дБ}$$

Оскільки  $G_S(\omega) + G_r(\omega) = 0$ , то коефіцієнт передачі ланки регулятора  $G_r$  визначиться:

$$G_r(\omega) = 0 - (-G_S(\omega)) = 17,2 \text{ дБ}$$

Коефіцієнт передачі регулятора:

$$F_r(p) = \frac{1 + p \cdot R55(C37)}{p \times \frac{R56 \cdot \left(R57 + \frac{R58}{2}\right)}{R56 + \left(R57 + \frac{R58}{2}\right)} \cdot (1 + p \cdot R55)},$$

$$G_r = 20 \log \frac{R55 \cdot \left(R56 + \left(R57 + \frac{R58}{2}\right)\right)}{R56 \cdot \left(R57 + \frac{R58}{2}\right)}.$$



Звідси знайдемо опір резистора R55:

$$R55 = 10^{\frac{Gr}{20}} \cdot \frac{R56 \cdot \left( R57 + \frac{R58}{2} \right)}{R56 + \left( R57 + \frac{R58}{2} \right)} = 10^{\frac{17,2}{20}} \cdot \frac{33 \cdot \left( 4,99 + \frac{5}{2} \right)}{33 + \left( 4,99 + \frac{5}{2} \right)} = 10^{\frac{17,2}{20}} \cdot \frac{247 \times 10^3}{40,49 \times 10^3} = 10^{0,86} \cdot 6,1 = 42 \text{кОм}$$

Нижня частота передачі ланки зворотного зв'язку при C37=0:

$$f_{\text{OM}} = f_{\text{OH}} \cdot 10^{0,5 \times \log\left(\frac{f_{\text{OL}}}{f_{\text{OH}}}\right)} = 76,18 \text{Гц} \cdot 10^{0,5 \log\left(\frac{0,76 \text{Гц}}{76,18 \text{Гц}}\right)} = 1,2 \text{Гц};$$

Знайдемо ємність конденсатора C37:

$$C37 = \frac{1}{2\pi \cdot R55 \cdot f_{\text{OM}}} = \frac{1}{50 \cdot 3,14 \cdot 42 \cdot 10^3 \cdot 1,2 \text{Гц}} = 450 \text{пФ} \approx 470 \text{пФ}.$$

Імпульсний стабілізатор напруги побудуємо по однотактній схемі, яка підвищує, без гальванічної розв'язки.

Схему керування побудуємо на контролері UC3842. Його внутрішня структура показана на рисунку 3.5 [23].

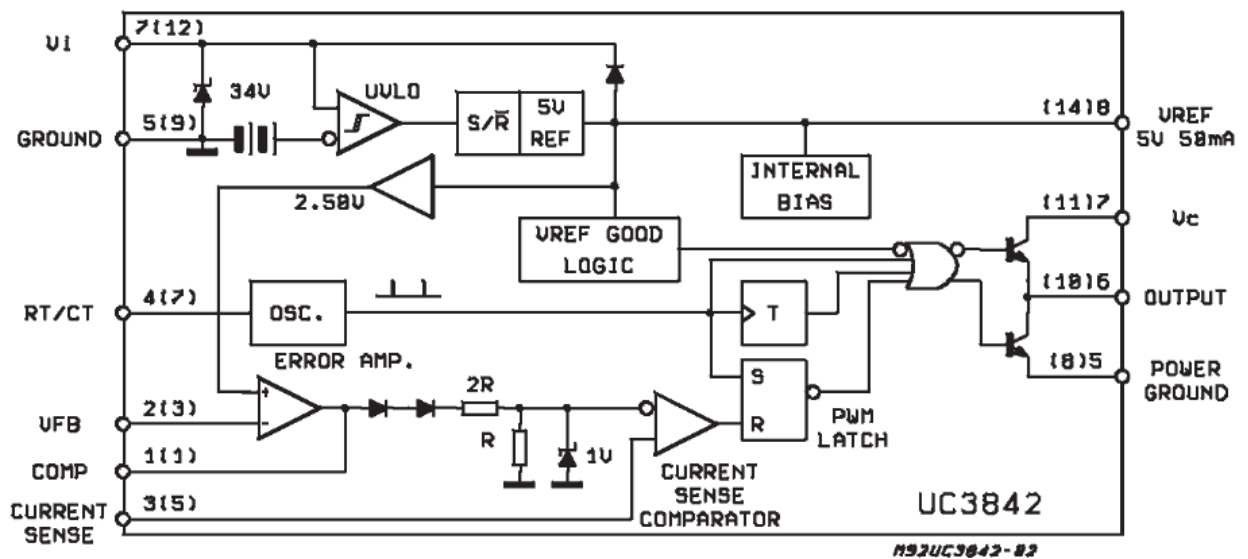


Рисунок 3.5 - Структура контролера UC3842

UC3842 - інтегральна схема, яка призначена для управління и контролю роботи імпульсних стабілізаторів напруги побудованих по різноманітних одноканальних схемах: з гальванічною розв'язкою - одноканальній зворотньоходовій та прямоходовій схемах, без гальванічної розв'язки – перетворювачів, які понижують, або підвищують, або інвертують. Мікроконтролер може безпосередньо керувати роботою силового ключа, контролювати вихідну напругу (стабілізувати її при зміні вхідної напруги.)

Дана мікросхема має наступні можливості:

- блокування роботи при перенапрузі;
- запуск роботи при малому рівні потужності;
- стійке підсилювання помилки;
- захист від перенапруги на виході;
- перехідний спосіб функціонування;
- схему вимірювання струму та напруги;
- внутрішній генератор.

В контролері можливо забезпечити прецизійне регулювання межами напруги та струму, щоб гарантувати добре регулювання. Компаратор перенапруження з гістерезисом и дуже низьким струмом живлення дозволяє мінімізувати схему запуску та живлення (рисунок 3.6). Живлення інтегральної мікросхеми береться з вторинної обмотки трансформатора та стабілізується стабілітроном до рівня 12В (рисунок 3.7).

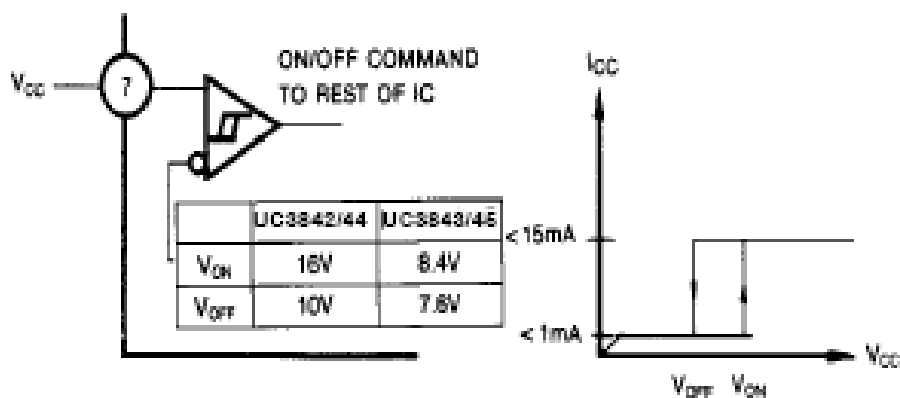


Рисунок 3.6 - Компаратор перенапруження в мікросхемі UC3842

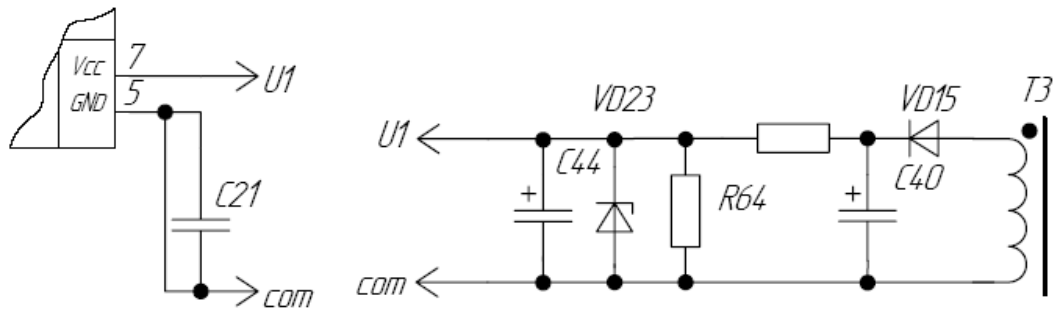


Рисунок 3.7 - Схема підключення живлення мікросхеми ІМС UC3842

### 3.2 Тактовий генератор

Тактовий генератор UC3842 (рисунок 3.8) розрахований на роботу в частотному діапазоні від 10кГц до 1МГц. В нашому випадку він працюватиме на частоті 100кГц, так як це оптимальна частота для роботи всього перетворювача.

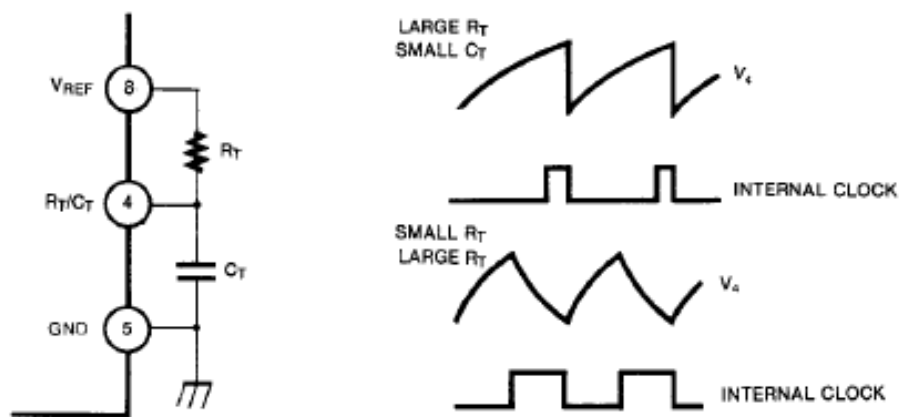


Рисунок 3.8 - Тактовий генератор, форма напруги та робочий цикл

Розрахуємо значення  $R_t$  та  $C_t$ :

$$R_t = \frac{1.8}{f \cdot C_t} = \frac{1,8}{100000 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6}} = 1800 \text{ Ом} \quad (3.54)$$

де:  $f = 100\text{кГц}$  - задана робоча частота.

$C_t = 0.01\text{мкФ}$  - рекомендоване значення ємності, вибирається в межах  $0.001 \dots 0.1 \text{ мкФ}$ .

### 3.3 Підсилювач помилки і блок датчика перенапруги

Вхід підсилювача помилки, через відношення двох зовнішніх резисторів, зв'язаний з вихідною шиною, який дозволяє за рахунок зворотного зв'язку підвищувати вихідну постійну напругу і тим самим здійснювати регулювання напруги.

Пристрій забезпечено ефективним захистом від перенапруження, реалізовано на тому ж виводі що й регулятор напруги постійного струму.

Коли збільшиться вихідна напруга, відповідно і збільшиться напруга на виводі 2 інтегральної мікросхеми. Різницева значення струму протікає через конденсатор. Величина струму визначається всередині мікроконтролера і порівнюється з еталонним значенням 40 мкА. Якщо значення буде перевищено, то відповідно це відобразиться на керуванні роботою силового ключа, тривалість імпульсів відкритого стану ключа стає меншим, що призводить до зниження вихідної напруги. Підсилювач помилки зображений на рисунку 3.9.

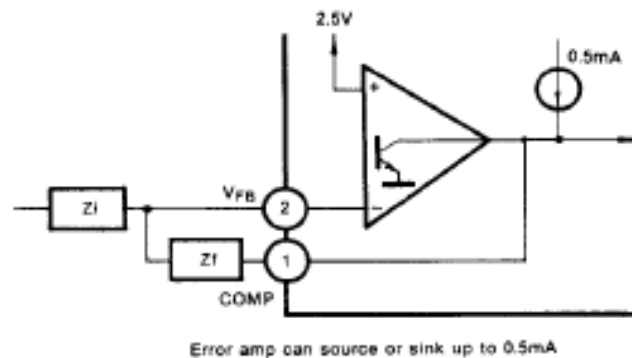


Рисунок 3.9 - Підсилювач помилки

Компаратор струму постійно слідкує за напругою на резисторі  $R_s$  і порівнює її з опорною напругою ( $U_{оп} = 1В$ ) на іншому вході компаратора.

$$I_{s(max)} = \frac{U_{оп}}{R_s} = \frac{1,0}{0,22} = 4,5 А ;$$

Компаратор струму і тригер, який керує модуляцією перемикачів зображений на рисунку 3.10.

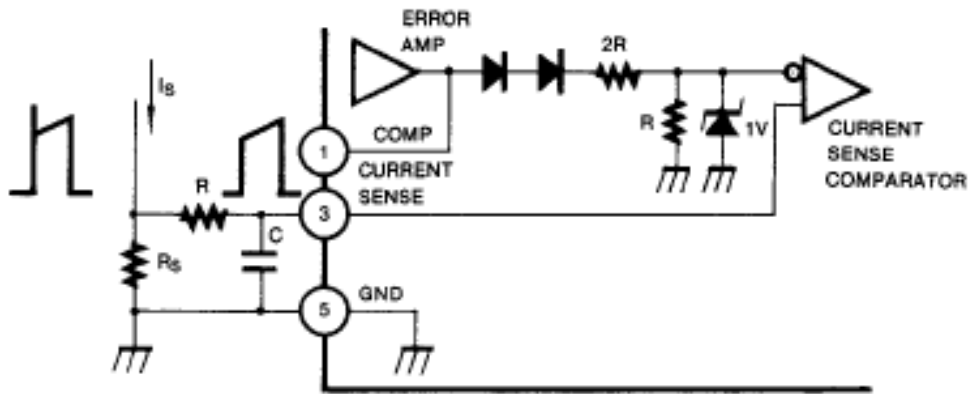


Рисунок 3.10 - Схема компаратора струму

### 3.4 Вихідний буфер ІМС UC3842

Схема керування являє собою вихідний буферний каскад, вихідний струм цього каскаду дорівнює 1А. Цей каскад може керувати роботою силового ключа на великій частоті (рисунок 3.11).

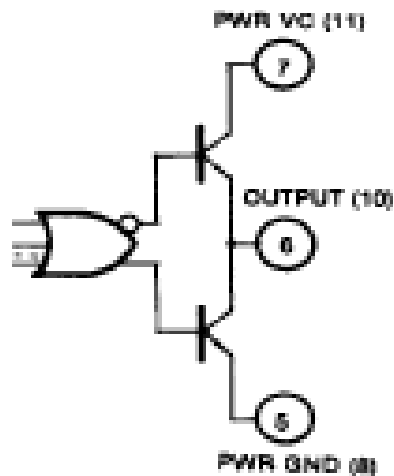


Рисунок 3.11 - Вихідний буфер UC3842

### 3.5 Імпульсний стабілізатор

Оскільки імпульсний стабілізатор складається з двох однакових пів плечей (стабілізатор додатної напруги та стабілізатор від'ємної напруги), то доцільно буде порахувати тільки один із них, розраховані значення елементів перенести на інший. Для розрахунку виберемо стабілізатор додатної напруги.

Вихідні дані для розрахунку для електричного розрахунку:

- вхідна напруга  $U_{\text{вх}} = 65 \dots 150 \text{ В}$ ;
- вихідна напруга  $U_{\text{вих}} = 150 \text{ В}$ ;
- зміна вихідної напруги  $\Delta U = 5 \text{ В}$ ;
- вихідна потужність  $P_{\text{вих}} = 300 \text{ Вт}$ ;
- частота перемикання силового ключа  $f_s = 100 \text{ кГц}$ .

Схема імпульсного стабілізатора приведена на рисунку 3.12.

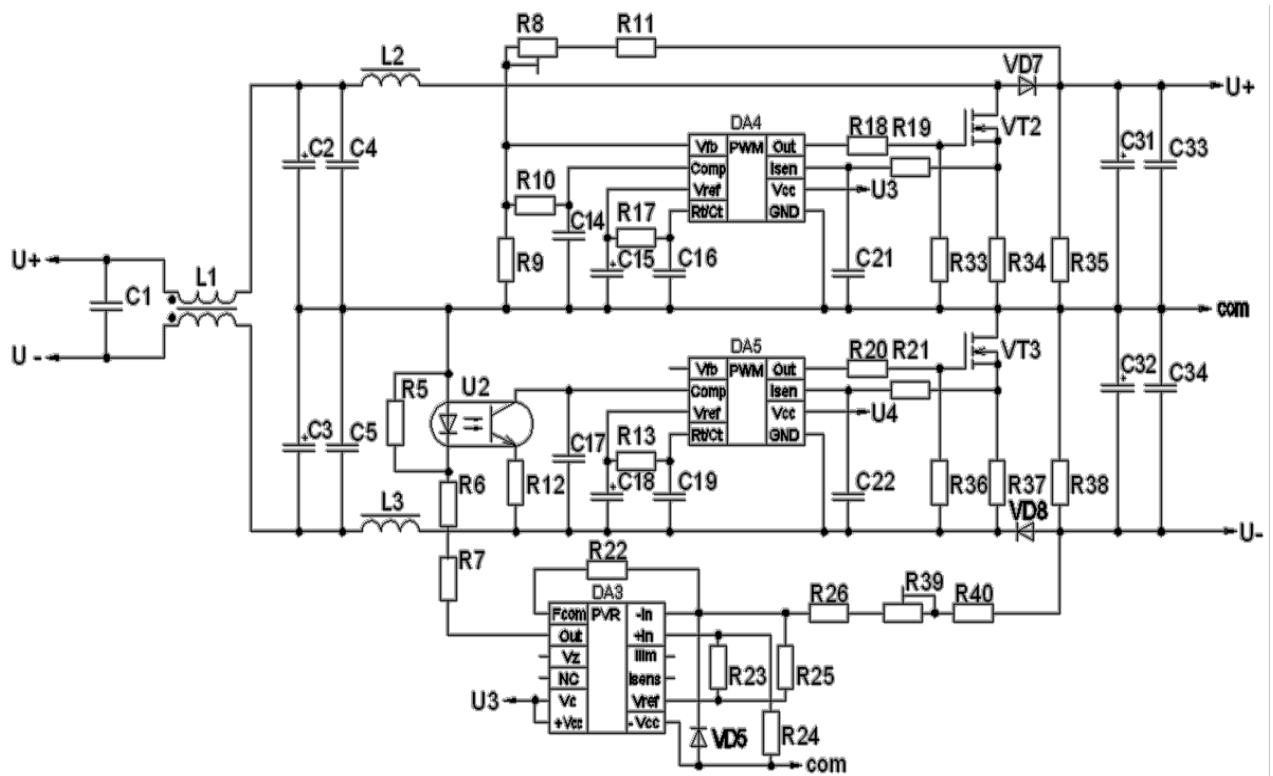


Рисунок 3.12 - Схема імпульсного стабілізатора

### 3.5.1 Розрахунок ємності низькочастотного вхідного конденсатора

Мінімальна ємність вхідного низькочастотного конденсатора  $C_2$  визначається за формулою:

$$C_{in\ LF} \geq P_0 / (2 \cdot \pi \cdot f \cdot V_0 \cdot \eta) \quad (3.55)$$

де -  $f$  – частота перемикання силового ключа (100 кГц)

-  $V_0$  - вихідна напруга (150 В)

-  $\eta = 0,9$  - прогнозований ККД перетворювача

-  $P_0$  – вихідна потужність – 300 Вт

Підставляючи в формулу (3.55) відповідні значення величин, отримаємо

$$C_{in\ LF} = 300 / (2 \cdot 3,14 \cdot 25000 \cdot 0,9 \cdot 150) = 82,7 \text{ мкФ}$$

Вибираємо в якості вхідного низькочастотного конденсатора конденсатор ємністю 330 мкФ і робочою напругою 400 В.

### 3.5.2 Розрахунок ємності вхідного високочастотного конденсатора

Вхідний високочастотний конденсатор фільтра ( $C_4$ ) повинен зменшити шуми, які виникають при високочастотних перемиканнях силового ключа, що в свою чергу викликає імпульси струму в індуктивності. Мінімальна ємність конденсатора фільтра  $C_4$  визначається за формулою:

$$C_{in\ HF} = I_{rms} / (2 \cdot \pi \cdot f \cdot r \cdot V_{in\ min}) \quad (3.56)$$

де  $f$  - частота перемикання (100 кГц);

$I_{rms} = P_{out} / U_{in\ min} = 300 / 65 = 4,64$  А - вхідний високочастотний струм;

$V_{in\ min}$  – мінімальна вхідна напруга (65 В);

$r$  – коефіцієнт високочастотних пульсацій вхідної напруги, який знаходиться між 3 і 9 %. Приймаємо  $r = 7\%$ .

Підставляючи в формулу (3.56) відповідні значення величин, отримаємо

$$C_{in} = 4,64 / (2 \cdot 3,14 \cdot 100000 \cdot 7 \cdot 65) = 0.0065 \text{ мкФ}$$

Вибираємо в якості вхідного високочастотного конденсатора конденсатор ємністю 0.01 мкФ і робочою напругою 400 В.

### 3.5.3 Розрахунок вихідного конденсатора

Мінімальна ємність вихідного конденсатора  $C_0$  визначається за формулою:

$$C_0 \geq P_0 / (4 \cdot \pi \cdot V_0 \cdot \Delta V_0) \quad (3.57)$$

де -  $\Delta V_0$  – зміна вихідної напруги (5 В)

-  $f$  – частота перемикавання силового ключа ( 100 кГц)

-  $V_0$  - вихідна напруга (150 В)

-  $P_0$  – вихідна потужність – 300 Вт

Підставляючи в формулу (3.57) відповідні значення величин, отримаємо

$$C_0 = 300 / 4 \cdot 3,14 \cdot 100000 \cdot 5 \cdot 150 = 63,7 \text{ мкФ}$$

Вибираємо в якості вихідного конденсатора ємністю 220 мкФ і робочою напругою 400В [24].



### 3.5.4 Розрахунок котушки індуктивності

Значення індуктивності котушки розраховується з необхідної потужності, яка протікає через останню, та значенню струму пульсацій і визначається з формули

$$P_0 = \frac{L \cdot f \cdot I_{Lpk}^2}{2 \cdot \delta}, \quad (3.58)$$

тобто за формулою:

$$L = \frac{2 \cdot P_0 \cdot \delta}{I_{Lpk}^2 \cdot f}, \quad (3.59)$$

де  $\delta$  - тривалість циклу відкриття, закриття силового ключа;

$I_{Lpk}$  - піковий струм котушки індуктивності;

$f$  - частота перемикання силового ключа;

$V_0$  – вихідна напруга.

Тривалість циклу визначається за формулою:

$$\delta = \frac{V_0 - \sqrt{2} \cdot V_{in \min}}{V_0} = \frac{150 - 1,41 \cdot 65}{150} = 0,359 \text{ с}$$

Значення пікового струму, який протікає через індуктивність, визначимо за формулою:

$$I_{Lpk \max} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{P_0}{V_{in \min}} = \frac{2 \cdot 1,41 \cdot 300}{65} = 13 \text{ А},$$

де -  $V_{in \min} = 65 \text{ В}$  – мінімальне значення вхідної напруги.

Отже значення індуктивності, яка необхідна для роботи перетворювача напруги, визначиться за формулою (3.59):

$$L = (2 \cdot 300 \cdot 0,389) / (13^2 \cdot 100000) = 15 \text{ мкГн.}$$

### 3.5.5 Розрахунок силового ключа

Вибір керуючого ключа зумовлюється максимальним струмом колектора, робочою напругою та граничною частотою перемикання.

Так, як максимальний струм, який протікатиме через транзистор складає 13 А, робоча напруга до 200 В, а частота перемикань складає 100 кГц в якості силового ключа обираємо польовий транзистор К1531.

Його параметри наступні:

- максимальна напруга  $U_{ce}$  - 400 В;
- постійний струм колектора при  $T = 100^{\circ}\text{C}$   $I_c = 27$  А;
- падіння напруги в відкритому стані  $U_{ce} = 1,65$  В;
- максимальна частота перемикань – 160 кГц.

Потужність, яка буде розсіюватись на транзисторі, визначиться за формулою:

$$P = I_c^2 \cdot R_{ce} \quad (3.60)$$

$R_{ce}$  – падіння напруги транзистора в відкритому стані (0,14 Ом)

$I_c$  – струм який протікає через транзистор ( $I_c = 13$  А – з розрахунку максимального пульсуючого струму в котушці індуктивності).

Отже втрати транзистора в відкритому стані за формулою (3.60) становлять

$$P_{IGBT} = 13^2 \cdot 0,14 = 23,6 \text{ Вт.}$$

### 3.5.6 Розрахунок вихідних діодів

Максимальне значення середнього струму виходячи з значення потужності, яка має передаватися в навантаження з потужністю 300 Вт, розраховується за формулою:

$$I = P/U = 300/150 = 2\text{A} \quad (3.61)$$

Діоди вибираємо з умов, що гарантують надійну роботу, а саме:

$$I_{Dm} \geq 1,2 \cdot I_{\text{макс}}$$

$$U_{Dm} \geq 1,2U_{\text{макс}}$$

Отже виходячи з цих умов обираємо в якості вихідних діодів діод типу MUR860. Параметри діода наступні:

- максимальна зворотна напруга – 500 В;
- максимальний робочий струм – 8 А;
- максимальна допустима температура діода – 150<sup>0</sup>С.

### 3.6 Електричний розрахунок вхідного та вихідного фільтрів

Боротьба з генеруванням та випромінюванням високочастотного шуму є однією з важливіших завдань при проектуванні імпульсних джерел живлення. Шум створюється всюди, де мають місце швидкі переходи в сигналах напруги чи струму. Багато сигналів, особливо в імпульсних перетворювачах напруги, є періодичними, тобто, сигнал, що містить імпульси з різкими фронтами, повторюється з передбачуваною частотою слідування імпульсів (pulse repetition frequency, PRF). Для імпульсів прямокутної форми значення цього періоду визначає основну частоту самої хвилі. Перетворення Фур'є хвилі

прямокутної форми створює множину гармонік цієї основної частоти подвійного значення часу переднього чи заднього фронту імпульсів. Це типово в мегагерцовому діапазоні і гармоніки можуть досягнути дуже високих частот.

В імпульсних перетворювачах напруги з широтно-імпульсною модуляцією ширина імпульсів постійно змінюється у відповідь на вихідне навантаження та вхідну напругу. В результаті отримуємо майже розподіл енергії білого шуму з окремими піками і зменшенням амплітуди з підвищенням частоти.

Кондуктивний шум (тобто, шумові струми, що виходять з корпусу приладу через лінії живлення) може появлятися у двох формах: синфазних завад (common-mode) і завад при диференційному включенні (differential-mode). Синфазні завади – це шум, який виходить із корпусу тільки по лініям електроживлення, а не лініях заземлення. Завади, при диференціальному включенні – це шум, який можна виміряти тільки між лінією і одним із виводів живлення. Шумові струми фактично витікають через вивід заземлення.

### **3.6.1 Типові джерела шуму**

Існує декілька основних джерел шуму всередині імпульсного перетворювача напруги з широтно-імпульсною модуляцією, що і створюють більшу частину випромінюваного і кондуктивного шуму.

Джерела шуму є частиною шумових контурів, що представляють собою з'єднання на друкованій платі між споживачами струму і джерелами струму. Головним джерелом шуму є вхідна схема живлення, яка включає в себе ключ, первинну обмотку трансформатора та конденсатор вхідного фільтра. Конденсатор вхідного фільтра забезпечує трапецеїдальні сигнали струму, необхідні для перетворення напруги, оскільки вхідна лінія завжди добре фільтрується зі смугою пропускання, яка набагато нижча робочої частоти перетворювача напруги. Конденсатор вхідного фільтра та ключ повинні розміщуватися близько біля трансформатора, щоб мінімізувати довжину з'єднань.

Крім цього, оскільки електролітичні конденсатори мають погані високочастотні характеристики, паралельно їм повинний бути включений керамічний чи плівковий.

Чим гірші характеристики конденсатора вхідного фільтра, тим більше енергію високочастотного струму буде забирати блок із силової лінії, що приведе до виникнення кондуктивних синфазних електромагнітних завад.

Другим основним джерелом шуму є контур, який складається з вихідних діодів, конденсатора вихідного фільтра і вторинних обмоток трансформатора. Між цими компонентами протікають трапецеподібні струми великої амплітуди. Конденсатор вихідного фільтра і випрямляч необхідно розміщувати як можна ближче до трансформатора для мінімізації випромінюваного струму. Це джерело також створює синфазні кондуктивні завади, головним чином, на вихідних лініях джерела живлення.

### **3.6.2 Фільтри кондуктивних електромагнітних завад**

Існує два типи вхідних силових шин. Силкові шини постійного струму – це однопровідні силові з'єднання, друге плече живлення яких формує заземлення. Іншим типом вхідного з'єднання є двох або трипровідних систем живлення від мережі змінного струму. Проектування фільтра електромагнітних завад для систем постійного струму здійснюється в основному в вигляді простого LC-фільтра. Всі завади між одним силовим проводом і замиканням через «землю» є синфазними. Фільтр постійного струму, значно більш складний, оскільки враховує паразитні характеристики компонентів.

Вхідний фільтр кондуктивних електромагнітних завад призначений для утримання високочастотного кондуктивного шуму в середині корпусу. Фільтрація ліній входу/виходу також важлива для захисту від шуму внутрішніх схем (наприклад мікропроцесорів, аналогово-цифрових і цифрово-аналогових перетворювачів).

### 3.6.3 Проектування фільтра синфазних завад

Фільтр синфазних завад відфільтровує шум, що створюється між двома лініями живлення (N1 і N2). Схема такого фільтру приведена на рисунку 3.13.

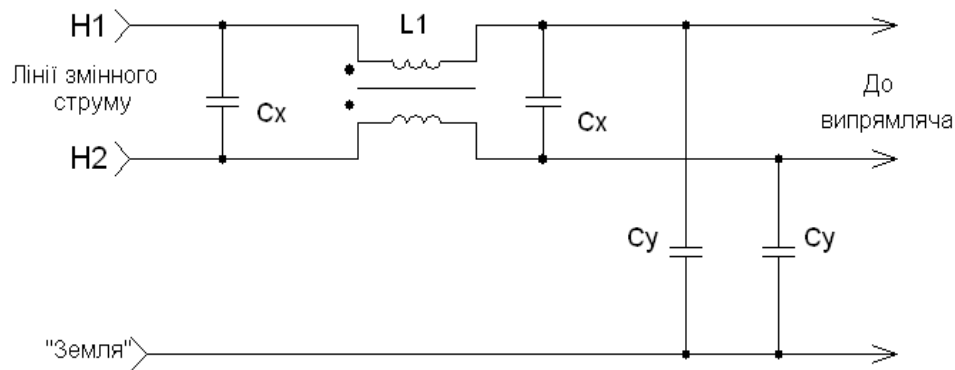


Рисунок 3.13 - Фільтр синфазних завад

У фільтрі синфазних завад обмотки котушки індуктивності знаходяться в фазі, але змінний струми, що протікають через ці обмотки – у протифазі. У результаті для тих сигналів, що співпадають чи протилежні по фазі на двох лініях електроживлення, синфазний потік всередині сердечника урівноважується.

Проблема проектування фільтра синфазних завад полягає в тому, що при високих частотах (коли власне і потрібна фільтрація) ідеальні характеристики компонентів спотворюються через паразитні елементи. Основним паразитним елементом є міжвиткова ємність самого дроселя. Це невелика ємність, яка існує між всіма обмотками, де різниця напруг (В/виток) між витками веде себе подібно конденсатору. Цей конденсатор при високій частоті діє як шунт навколо обмотки і дозволяє високочастотному змінному струмові протікати в обхід обмоток. Частота, при якій це явище є проблемою, вища частоти авторезонансу обмотки.

Між індуктивністю самої обмотки і цією розподіленою міжвитковою ємністю формується коливальний контур. Вище точки антирезонансу вплив ємності стає більшим від впливу індуктивності, що знижує рівень затухання при високих частотах.

Частотна характеристика фільтра зображена на рисунку 3.14.

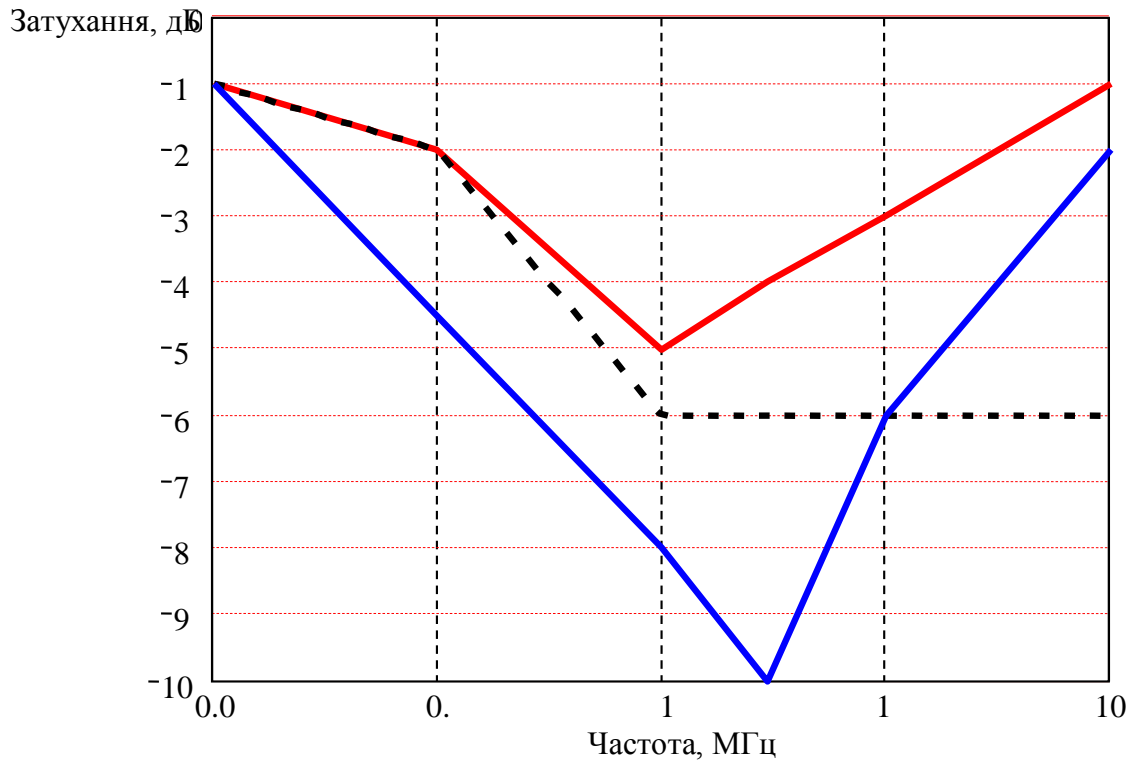


Рисунок 3.14 - Частотна характеристика фільтра

Цей ефект можна зменшити, використавши  $C_x$  більшої ємності. Частота антирезонансу є тією точкою, в якій проявляється можливість найбільшого затушення для фільтра. Таким чином, шляхом вибору методу намотки обмоток індуктивності, можна розмістити цю точку поверх частоти, яка потрібна для найкращої фільтрації.

Щоб почати процес проектування необхідно виміряти спектр не фільтрованого кондуктивного шуму або прийняти по відношенню до нього деякі припущення. Це необхідно для того, щоб знати яким повинно бути затушення і на яких частотах.

Якщо прийняти за необхідне затушення на частоті переключення перетворювача напруги дорівнює 24 дБ, то бажана частота зрізу фільтра визначиться за формулою:

$$f_C = f_{SW} \times 10^{\left(\frac{G_c}{40}\right)} = 100000 \left(\frac{-24}{40}\right) = 25,1 \text{ Гц}, \quad (3.62)$$

де  $G_{\zeta} = 24$  лБ – затухання;

$f_{sw} = 100$  кГц - робоча частота перетворювача напруги

Мінімальний коефіцієнт затухання ( $\zeta$ ) не повинен бути менше 0,707. Менше значення приведе до «дзвону» і не дасть менше 3дБ затухання на частоті зрізу характеристики.

### 3.6.4 Розрахунок початковий значень параметрів компонентів фільтра синфазних завад

Індуктивність фільтра синфазних завад (рисунок 3.12) визначиться за формулою

$$L1 = \frac{R_L \times \zeta}{\pi \times f_C} = \frac{50 \times 0,707}{3,14 \times 25,1 \times 10^3} = 448 \text{ мкГн}, \quad (3.63)$$

де:  $\zeta$  – коефіцієнт затухання,  $\zeta = 0,707$ ;  $R_L = 50$  Ом - імпеданс лінії,

Мінімальне значення ємності  $C_x$  фільтра синфазних завад (рисунок 3.12) визначиться за формулою

$$C_x = \frac{1}{(2 \times \pi \times f_C)^2 \times L} = \frac{1}{(2 \times 3,14 \times 25,1)^2 \times 448 \times 10^{-6}} = 0,089 \text{ мкФ}; \quad (3.64)$$

Приймаємо  $C_x = 0,22 \text{ мкФ} \times 400 \text{ В}$ . Дані конденсатори розміщені між лініями електроживлення. Вони повинні витримувати напругу 250 В та будь-які скачки напруги.

Величину ємності конденсаторів  $C_u$ , які розміщені між кожною фазою та «землею» і повинні витримувати високі напруги (до 2500 В) вибирають на декілька порядків меншою  $C_u$  ніж  $C_x$ . Це пов'язано з тим, що найбільша єм-



ність конденсатора, доступна при номінальній напрузі 4 кВ, складає 0,01 мкФ. Приймаємо  $C_y = 2,2$  нФ.

Оскільки сумарна ємність вибраних конденсаторів більша за розраховану, то можна припустити, що фільтр буде забезпечувати мінімум 60 дБ затухання при частотах в діапазоні від 500 кГц до 10 МГц.

Розрахункова схема фільтру підходить як для вхідного, так і для вихідного кола, зображені на рисунках 3.15, 3.16:

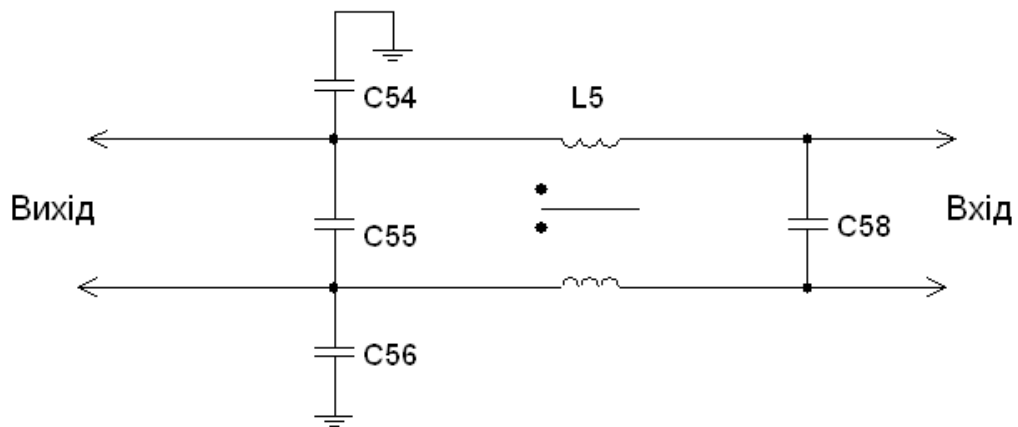


Рисунок 3.15 Вхідний фільтр електромагнітних завад

$L5=L=450$  мкГн;  $C55=C58=C_x=0,22$  мкФ  $\times$  400 В;  $C54=C56=C_y=3,3$  нФ  $\times$  3 кВ.

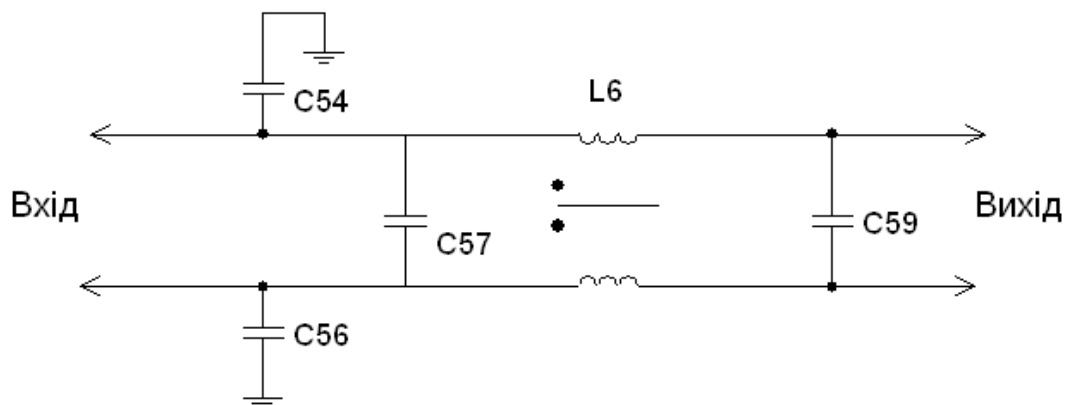


Рисунок 3.16 - Вихідний фільтр електромагнітних завад

$L6=L=450$  мкГн;  $C54=C56=C_y=3,3$  нФ  $\times$  3 кВ;  $C57=C59=C_x=0,22$  мкФ  $\times$  400 В

### 3.7 Особливості вибору елементів схеми

Джерело безперервного живлення повинне забезпечувати цілодобову роботу будь-якого пристрою, що підключений до нього, із збереженням вихідних параметрів, тому до нього висуваються жорсткі вимоги, як до конструкції так і до вибору елементів схеми.

Умовно елементи схем можна поділити на елементи загального застосування і спеціальні.

Елементи загального застосування є виробами масового виробництва, тому вони піддалися досить широкій стандартизації. Стандартами і нормами встановлені техніко-економічні і якісні показники, параметри і розміри. Такі елементи називають типовими. Вибір типових елементів проводиться по параметрам і характеристикам, що описують їх властивості як при нормальних умовах експлуатації, так і при різних впливах (кліматичних, механічних та інших).

Основними електричними параметрами є: номінальне значення величини, характерної для даного елемента (опір резисторів, ємність конденсаторів, індуктивність котушок та інші) і межі припустимих відхилень; параметри, що характеризують електричну міцність і здатність довгостроково витримувати електричне навантаження; параметри, що характеризують втрати, стабільність і надійність.

Основними вимогами, якими потрібно керуватися при проектуванні цього електронного пристрою, є вимоги по найменшій вартості виробу, його високій надійності і мінімальним масогабаритним показникам. Крім того, при проектуванні важливо збільшувати коефіцієнт повторюваності компонентів.

## РОЗДІЛ 4

### МОДЕЛЮВАННЯ РОБОТИ СХЕМИ І ЇЇ ОКРЕМИХ ВУЗЛІВ

#### 4.1 Моделювання роботи електронних схем в системі PSPICE

Для аналізу роботи розробленого електронного пристрою у даній роботі прийнята система PSPICE - симулятор електронних схем [25]. Відомо, що програми схемотехнічного моделювання є основним інструментом сучасного розробника електронних пристроїв [26]. Ці програми призначені для розробки і моделювання аналогових та аналого-цифрових схем. Перша комерційна версія програми була випущена фірмою MicroSim в 1984 році. За наступний період додалися всілякі інтерфейсні зручності, багато процесів зараз автоматизовані. З'явилися багаті бібліотеки елементів і макромоделей. Однак принципи створення моделей і макромоделей елементів, способи використання залежних і незалежних джерел сигналу, методи аналізу схем і функціональних блоків практично не змінилися.

Одним з цінних застосувань програми PSPICE є моделювання імпульсних силових каскадів, побудованих на транзисторах MOSFET і IGBT. Поява цих компонентів на ринку викликало справжню революцію в силовій електроніці і дозволило створювати перетворювачі з більш високими показниками потужностями і ефективності при мінімальних габаритах. Макетування подібних пристроїв дуже складне і, як правило, недоцільне [26].

Досить ефективним способом перевірки правильності розрахунків є моделювання. При цьому точність моделювання визначається, в першу чергу, достовірністю математичних моделей вхідних компонентів. Проблема отримання достовірних математичних моделей електронних компонентів, придатних для аналізу електронних схем, багато в чому вирішена завдяки копіткій роботі технічних фахівців фірм, що виробляють ці компоненти.

## 4.2 Моделювання роботи інвертора

На рисунку 4.1 представлена PSPICE модель інвертора.

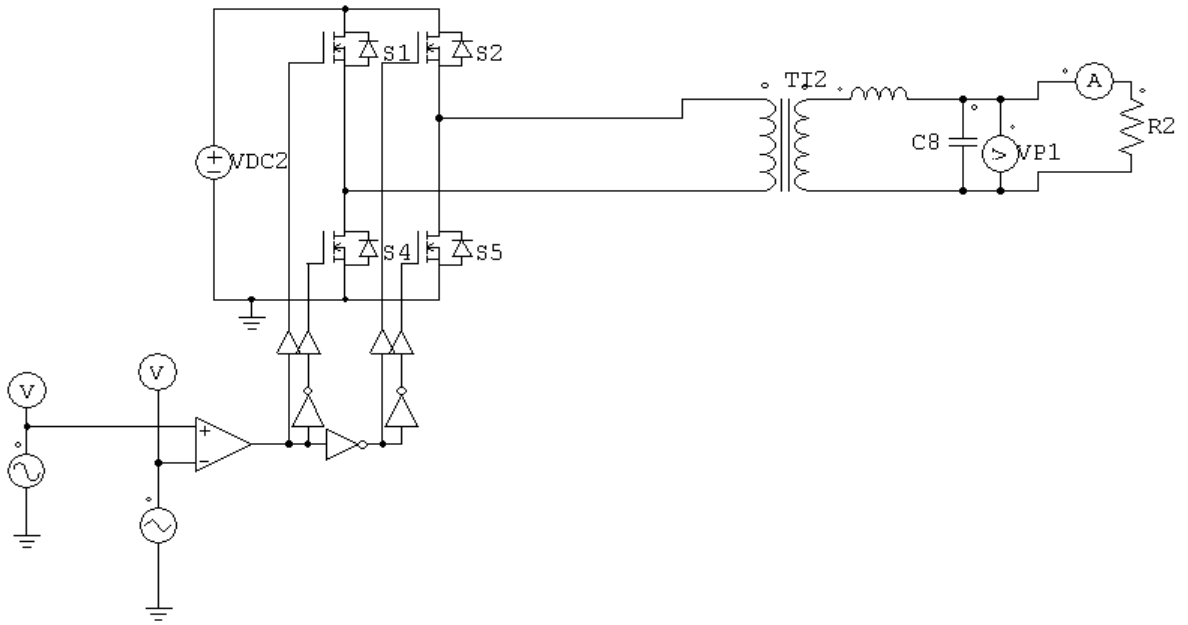


Рисунок 4.1 - Модель інвертора

На рисунку 4.2 представлена діаграма роботи інвертора.

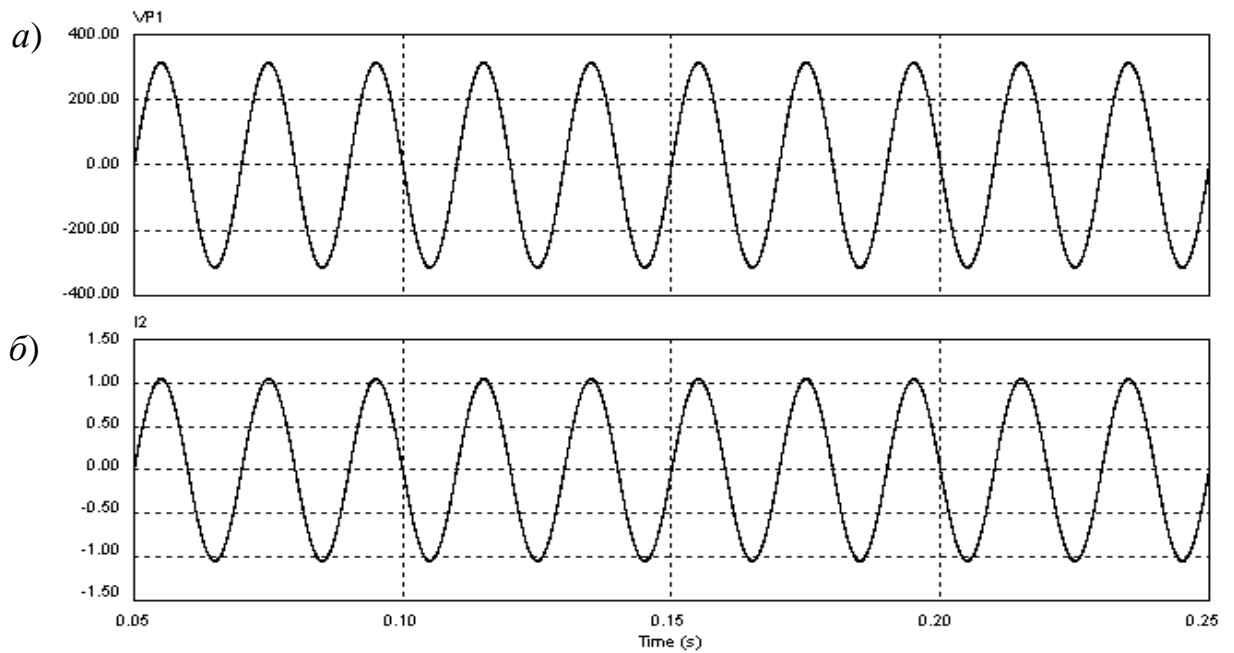


Рисунок 4.2 - Графіки напруги (а) і струму (б) на виході інвертора

### 4.3 Моделювання роботи випрямляча

На рисунку 4.3 представлена PSPICE модель випрямляча.

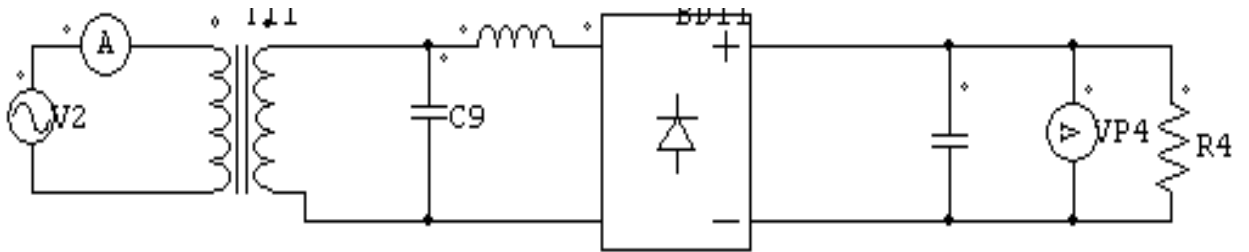


Рисунок 4.3 - Модель випрямляча

На рисунку 4.4 представлена діаграма роботи випрямляча.

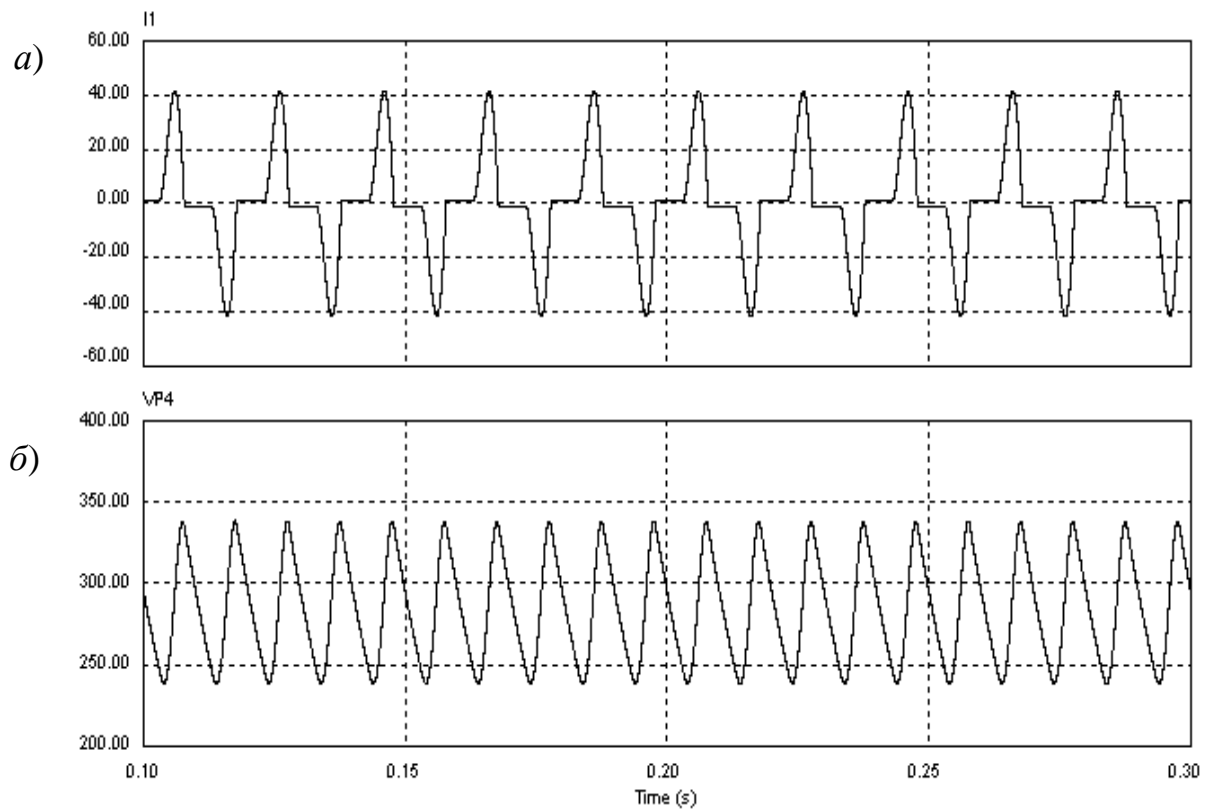


Рисунок 4.4 - Графіки струму (а) і напруги (б) на виході випрямляча

#### 4.4 Моделювання роботи блоку випрямляча з коректором

На рисунку 4.5 представлена модель випрямляча з коректором

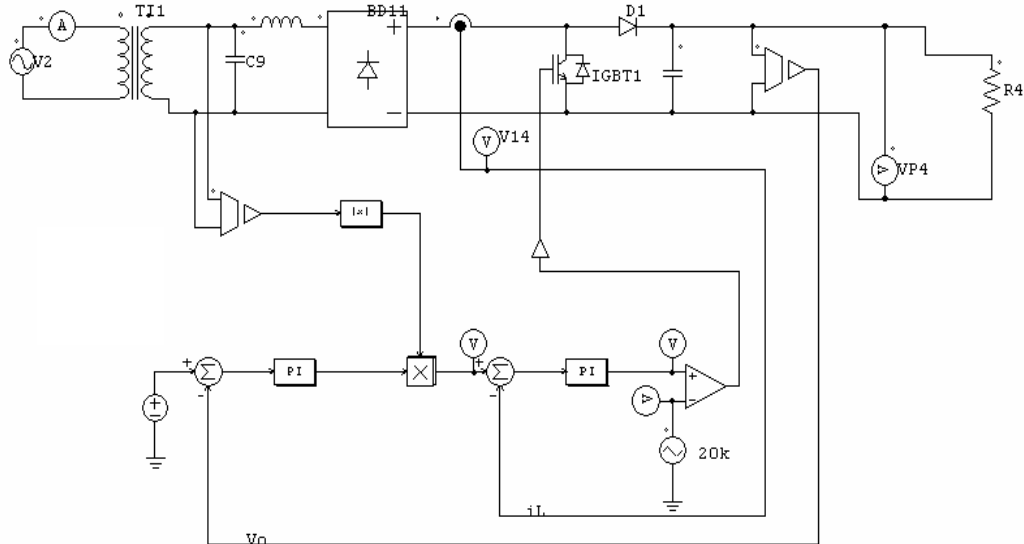


Рисунок 4.5 - Модель блоку випрямляча з коректором

На рисунку 4.6 представлена діаграма роботи випрямляча з коректором

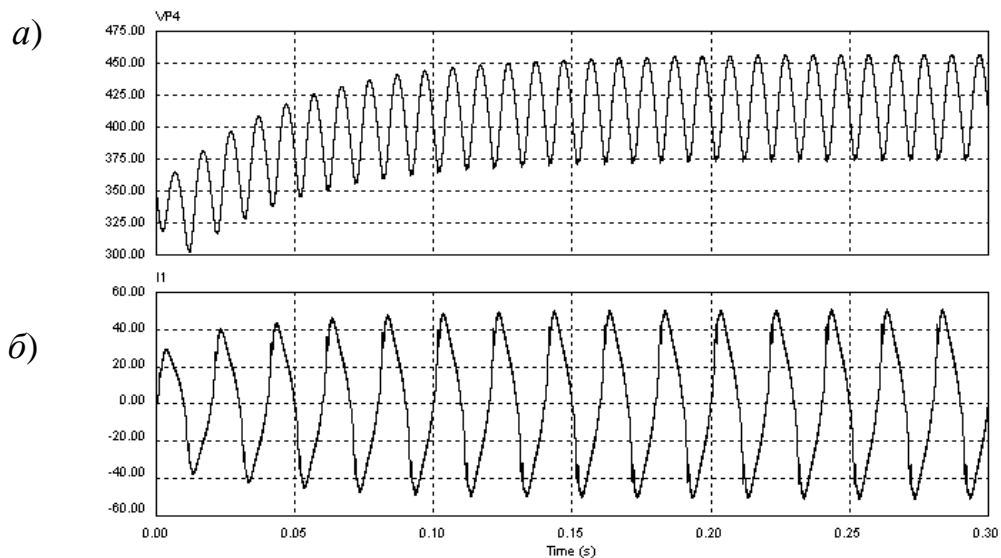


Рисунок 4.6 - Графіки струму мережі (б) і напруги (а) на виході випрямляча з коректором

#### 4.5 Моделювання роботи джерела безперебійного живлення

На рисунку 4.7 представлена модель джерела безперебійного живлення.

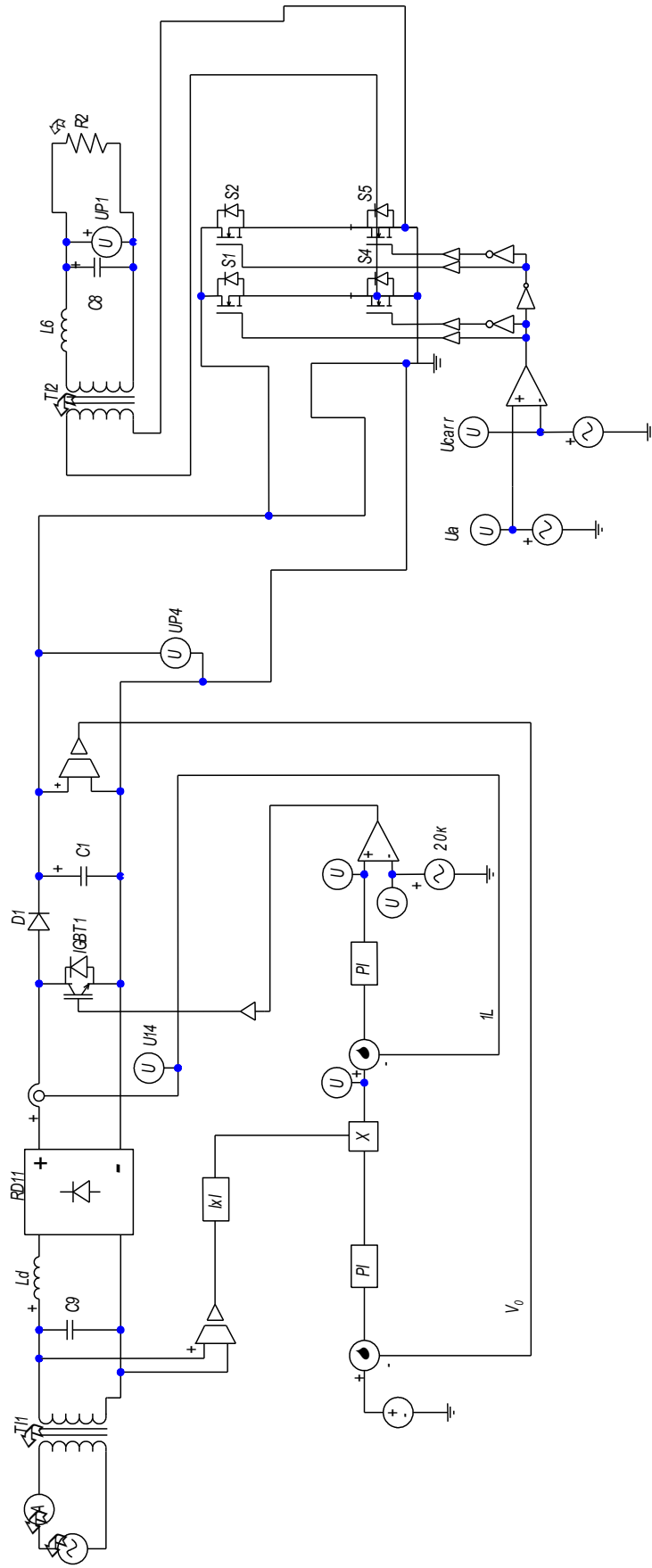


Рисунок 4.7 – Модель джерела безперейного живлення

На рисунку 4.8 представлена діаграма роботи джерела безперебійного живлення.

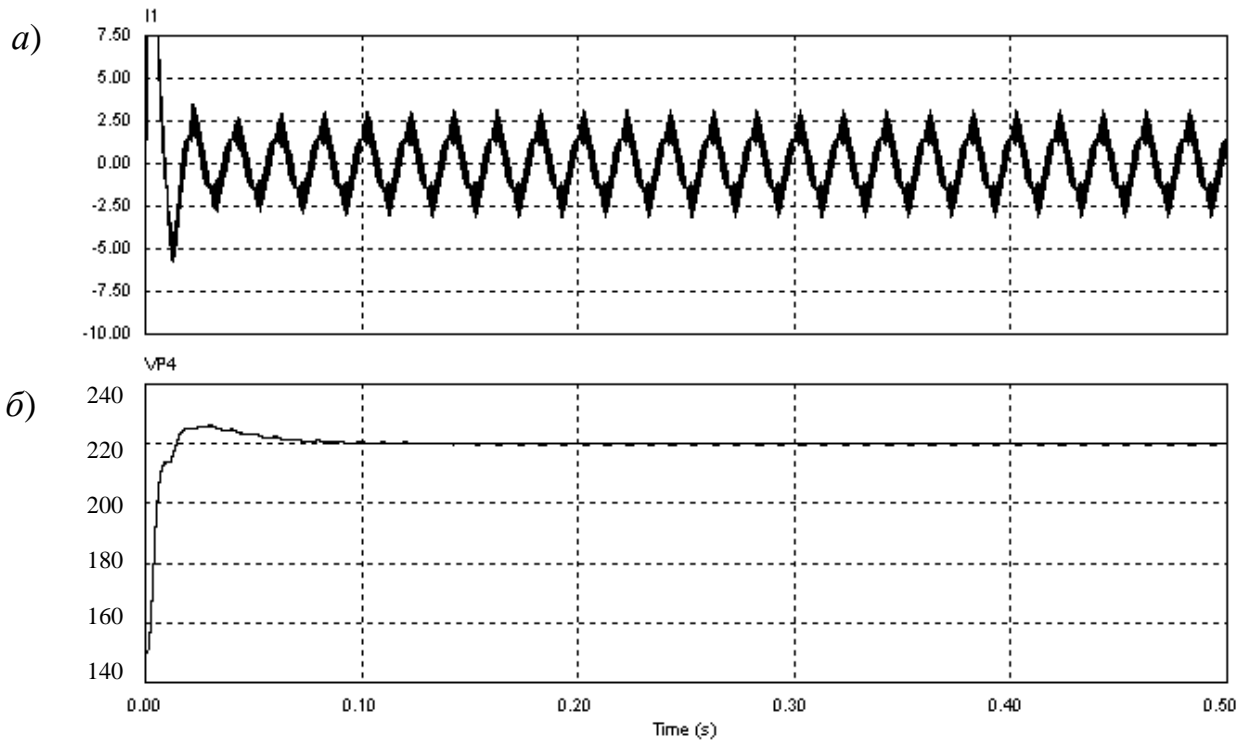


Рисунок 4.8 - Графіки струму мережі (а) і напруги (б) на виході джерела безперебійного живлення



## ВИСНОВКИ

В процесі виконання кваліфікаційної роботи на тему «Розробка та дослідження джерела безперебійного живлення» показана актуальність теми, проведений аналіз технічного завдання, проведено аналітичний огляд існуючих топологій джерел безперебійного живлення, за результатами якого вибраний оптимальний варіант реалізації розроблюваного пристрою, а саме джерело живлення з подвійним перетворенням. Така схема побудови дозволяє забезпечити практично ідеальне живлення навантаження при будь-яких неполадках у мережі (включаючи фільтрацію високовольтних імпульсів та електромагнітних завад) і характеризується нульовим часом перемикавання в аварійний режим без виникнення перехідних процесів на виході пристрою. Після обґрунтування обраної схеми розроблена структурна і принципова схеми джерела безперебійного живлення, а також проведений розрахунок і вибір елементів розроблювального пристрою.

Дослідження роботи розроблювального пристрою проводилося на імітаційній моделі з розрахованими параметрами елементів, введеними в відповідні блоки моделі. Результати моделювання показали працездатність пристрою і відповідність вимогам, представленим в завданні випускної кваліфікаційної роботи.

## ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Національна комісія, що здійснює державне регулювання у сферах енергетики та комунальних послуг (НКРЕКП). Електрична енергія. Режим доступу [<http://www.nerc.gov.ua/?id=19529>].
2. Краткий обзор источников питания. – Режим доступу: <http://www.ups-service.by/HTMLs/theory01.html>
3. ИБП для газового котла. - Режим доступу: <https://voltmarket.ua/istochnik-bespereboinogo-pitaniya-dlya-kotla-zashchita-i-avtonomnaya-rabota>
4. Основные типы ИБП по принципу их построения, степени защиты оборудования и сферам применения. – Режим доступу: <http://pcm.ru/support/tech/6813>
5. Инверторы / зарядные устройства - Victron Energy – Режим доступу: <http://www.mos-invertor.ru/inverters-chargers.html>
6. Типы источников бесперебойного питания - – Режим доступу: [https://www.ups-info.ru/for\\_partners/library/istochniki\\_bespereboynogo\\_pitaniya\\_bez\\_sekretov/tipe\\_istochnikov\\_bespereboynogo\\_pitaniya/](https://www.ups-info.ru/for_partners/library/istochniki_bespereboynogo_pitaniya_bez_sekretov/tipe_istochnikov_bespereboynogo_pitaniya/)
7. Особенности выбора аккумуляторов для ИБП- – Режим доступу: <https://220volcom.ua/news/useful/akkumulyatornie-batarei/osobennosti-vibora-akb-dlya-ibp.html>
8. Выбираем аккумулятор для ИБП. – Режим доступу: <https://www.sl-energy.com.ua/vybyraem-akkumulyator-dlya-ibp.html>
9. Особенности аккумуляторов для ИПБ – Режим доступу: [https://pulsar.kiev.ua/osobennosti\\_akkumulyatorov\\_dlya\\_ipb](https://pulsar.kiev.ua/osobennosti_akkumulyatorov_dlya_ipb)
10. Аккумуляторы гелевые, мультигелевые и AGM. – Режим доступу: <https://lantorg.com/article/akkumulyatory-gelevye-multigelevye-i-agm-v-chem-raznitsa>
11. Источники вторичного электропитания / В.А. Головацкий, Г.Н. Гулькович, Ю.И. Конев и др.; Под ред. Ю.И. Конева –М.: Радио и связь, 2000. – 420 с.

12. Костиков В.Г., Парфенов Е.М., Шахнов В.А. Источники электропитания электронных средств. Схемотехника и конструирование: Учебник для вузов. – 2–е изд. –М.: Горячая линия – Телеком, 2001. – 344 с.

13. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник / Г.С. Найвельт, К.Б. Мазель, Ч.И. Хусаинов и др.; Под ред. Г.С. Найвельта. –М.: Радио и связь, 2005. – 576 с.

14. Функциональные устройства систем электропитания наземной РЭА / В.В. Авдеев, В.Т. Костиков, А.М. Новожилов, В.И. Чистяков; Под ред. В.Г. Костилова. –М.: Радио и связь, 2000. –192 с.

15. Перельман Б.Л. Полупроводниковые приборы. Справочник – “Солон”, “Микротех”, 1996. –176 с.

16. Ногин В.Н. Аналоговые электронные устройства: Учебное пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1992. - 304 с.

17. Александров Ф.И., Сиваков А.Р. Импульсные полупроводниковые преобразователи и стабилизаторы напряжения. М.: Энергия, 1996. - 188 с.

18. Интегральные схемы для бытовой радиоаппаратуры. Справочник / И.В. Новаченко, В.А. Телец, Ю.А. Краснодубец. М.: Радио и связь, 1995. - 320 с.

19. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания: Пер. с англ. М.: Энергоатомиздат, 1990. - 240 с.

20. Мэк Р. Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению/Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2008. – 272 с.

21. Китаев В.Е. и др. Расчет источников электропитания устройств связи: Учеб. пособие для вузов / В.Е. Китаев, А.А. Бокуняев, М.Ф. Колканов; Под ред А.А. Бокуняева. –М.: Радио и связь, 1993. – 232 с.

22. Ferrites and accessories – РЕЖИМ ДОСТУПУ: [http://ferrite.ru/uploads/pdf/products/ef/e\\_16\\_8\\_5-2017.pdf](http://ferrite.ru/uploads/pdf/products/ef/e_16_8_5-2017.pdf)

23. UC3842 ОПИСАНИЕ, ПРИНЦИП РАБОТЫ, СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ – РЕЖИМ ДОСТУПУ: [HTTPS://ZIPSTORE.RU/BLOG/UC3842-OPISANIE-PRINTSIP-RABOTY-SKHEMA-VKLYUCHENIYA/](https://zipstore.ru/blog/uc3842-opisanie-printsip-raboty-skhema-vklyucheniya/)

24. Горячева Г.А., Добромислов Е.Р. Конденсаторы: Справочник. – М.: Радио и связь, 1984. - 88 с.

25. PSPICE. Downloads free. - Режим доступа: <https://www.portalprogramas.com/en/pspice/>

26. Ю. Болотовский, Г. Таназлы. Опыт моделирования систем цифровой электроники. - Режим доступа: [http://www.power-e.ru/2004\\_01\\_90.php](http://www.power-e.ru/2004_01_90.php)