

СХІДНОУКРАЇНСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
імені ВОЛОДИМИРА ДАЛЯ  
(м. Сєвєродонецьк)

Факультет Інформаційних технологій та електроніки  
(повне найменування факультету)

Кафедра Електронних апаратів  
(повна назва кафедри)

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА  
до дипломної роботи

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

спеціальності 171 – Електроніка  
(шифр і назва спеціальності)

на тему Імпульсний блок живлення для систем освітлення промислового  
призначення

Виконав: студент групи Ел-19дм

Свіридов Є.В.  
(прізвище, та ініціали) \_\_\_\_\_  
(підпис)

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

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

Рецензент \_\_\_\_\_  
(прізвище та ініціали) (підпис)

Сєвєродонецьк - 2020

СХІДНОУКРАЇНСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
імені ВОЛОДИМИРА ДАЛЯ  
(м. Сєвєродонецьк)

Факультет Інформаційних технологій та електроніки  
Кафедра Електронних апаратів  
Освітньо-кваліфікаційний рівень магістр  
(бакалавр, спеціаліст, магістр)  
Спеціальність 171 – Електроніка  
(шифр і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ЕА

Ю.Е. Паєранд  
“ ” 2020 року

ЗАВДАННЯ  
НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Свїрїдова Євгена Володимировича  
(прїзвище, ім'я, по батьковї)

1. Тема роботи Імпульсний блок живлення для систем освітлення промислового призначення

керівник проекту (роботи) Паєранд Юрій Едуардович, к.т.н., професор  
(прїзвище, ім'я, по батьковї, науковий ступїнь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від “ ” 2020 року №

2. Строк подання студентом проекту (роботи) 15.01.2021

3. Вихідні дані до роботи Матеріали науково-дослідної практики

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

1) Аналітичний огляд

2) Обґрунтування і опис схеми

3) Розрахунок імпульсного джерела живлення

4) Охорона праці

5. Дата видачі завдання 02.09.2020

### КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Загальний розгляд питань і завдань	02.09.20 - 20.09.20	
2	Аналітичний огляд	22.09.19 - 31.09.20	
3	Обґрунтування і опис схеми	01.10.19 - 20.10.20	
4	Розрахунок імпульсного джерела живлення	22.10.20 - 10.11.20	
5	Охорона праці	15.11.20 - 10.12.20	
6	Оформлення і перевірка пояснювальної записки	16.12.20 - 27.12.20	

Студент Свіридов Є.В.  
(підпис) (прізвище та ініціали)

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

## ЗМІСТ

Вступ.....	6
РОЗДІЛ 1. АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД .....	7
1.1 Принцип функціонування імпульсних джерел живлення .....	7
1.2 Секції вхідного випрямляча та фільтру .....	8
1.3 Ключ на потужному польовому МДН-транзисторі.....	16
1.4 Управління регулюючим елементом в імпульсних джерелах живлення.....	18
1.5 Вихідний фільтр.....	22
1.6 Зворотньоходові і прямоходові імпульсні джерела живлення.....	25
1.7 Імпульсні джерела живлення з декількома виходами.....	28
1.8 Висновки за розділом.....	29
РОЗДІЛ 2. ОБГРУНТОВУВАННЯ І ОПИС СХЕМИ .....	30
2.1 Узагальнена структурна схема імпульсного джерела живлення.....	30
2.2 Функціональна схема практичного імпульсного джерела живлення.....	31
2.3 Мережевий випрямляч з фільтрами.....	32
2.4 Силовий каскад перетворювача напруги.....	35
2.5 Робота магнітопроводу силового трансформатора.....	41
2.6 Робота схеми порівняння.....	43
2.7 Схема керування силовим транзистором.....	44
2.8 Висновки за розділом.....	48
РОЗДІЛ 3. РОЗРАХУНОК ІМПУЛЬСНОГО ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ.....	49
3.1 Вихідні дані.....	49
3.2 Визначення максимального і мінімального значення постійної напруги живлення силового каскаду.....	49
3.3 Вибір типу діодів VDc1...VDc4 мережевого випрямляча.....	50
3.4 Знаходження ємності згладжуючого конденсатора C <sub>нч</sub> мережевого випрямляча .....	51

	5
3.5 Знаходження максимальної скважності $\gamma_{\text{макс}}$ керуючих імпульсів $U_{\gamma}$ ...	52
3.6 Розрахунок силового трансформатора TV.....	52
3.7 Вибір випрямляючого діода $VD_{\text{в}}$ .....	60
3.8 Визначення параметрів елементів схем керування.....	61
3.9 Визначення параметрів елементів демпфуючого кола силового каскаду.....	66
3.10 Визначення ККД джерела вторинного живлення.....	68
3.11 Висновки за розділом.....	69
РОЗДІЛ 4. Охорона праці.....	71
4.1 Правові основи охорони праці.....	71
4.2 Класифікація причин та методи аналізу виробничого травматизму і профзахворювань.....	72
4.3 Розрахунок захисного заземлення.....	75
4.4 Розрахунок мікроклімату виробничих приміщень.....	78
4.5 Основи техніки безпеки на виробництві.....	82
4.6 Основи пожежної безпеки.....	83
ВИСНОВКИ.....	85
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	87

## ВСТУП

Імпульсні джерела живлення в даний час впевнено приходять на зміну застарілим лінійним. Причина - властиві даним джерелам живлення висока продуктивність, компактність і поліпшені показники стабілізації. При тих стрімких змінах, які зазнали принципи живлення електронної техніки за останній час, інформація про розрахунок, побудову та використання імпульсних джерел живлення стає все більш актуальною. Останнім часом в середовищі фахівців в області електроніки і радіотехніки, а також в промисловому виробництві особливу популярність завоювали імпульсні джерела живлення. Намітилася тенденція відмови від типових громіздких трансформаторних і перехід на малогабаритні конструкції імпульсних джерел живлення, перетворювачів напруги, конверторів, інверторів.

Тема імпульсних джерел живлення досить актуальна і цікава, і є однією з найважливіших областей силової електроніки. Даний напрямок електроніки перспективний і стрімко розвивається. І його основною метою є розробка потужних пристроїв живлення, що відповідають сучасним вимогам надійності, якості, довговічності, мінімізації маси, розмірів, енерго- і матеріалоємності. Необхідно відзначити, що практично вся сучасна електроніка, включаючи всілякі електронно-обчислювальні машини, аудіо-, відеотехніку та інші сучасні пристрої живляться від компактних імпульсних джерел живлення, що ще раз підтверджує актуальність подальшого розвитку зазначеної області джерел живлення.

## РОЗДІЛ 1

### АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД

#### 1.1 Принцип функціонування імпульсних джерел живлення

Імпульсне джерело живлення є інверторною системою. В імпульсних джерелах живлення змінна вхідна напруга спочатку випрямляється. Отримана постійна напруга перетворюється в прямокутні імпульси підвищеної частоти і певної скважності, або подається на трансформатор (у разі імпульсних джерел живлення з гальванічною розв'язкою від живлячої мережі) або безпосередньо на вихідний фільтр низької частоти (в імпульсних джерелах живлення без гальванічної розв'язки). В імпульсних блоках живлення можуть застосовуватися малогабаритні трансформатори - це пояснюється тим, що з ростом частоти підвищується ефективність роботи трансформатора і зменшуються вимоги до габаритів (перетину) сердечника, необхідним для передачі еквівалентної потужності. У більшості випадків такий сердечник може бути виконаний з феромагнітних матеріалів, на відміну від сердечників низькочастотних трансформаторів, для яких використовується електротехнічна сталь.[4] На рис. 1.1 зображено структурну схему імпульсного джерела живлення.

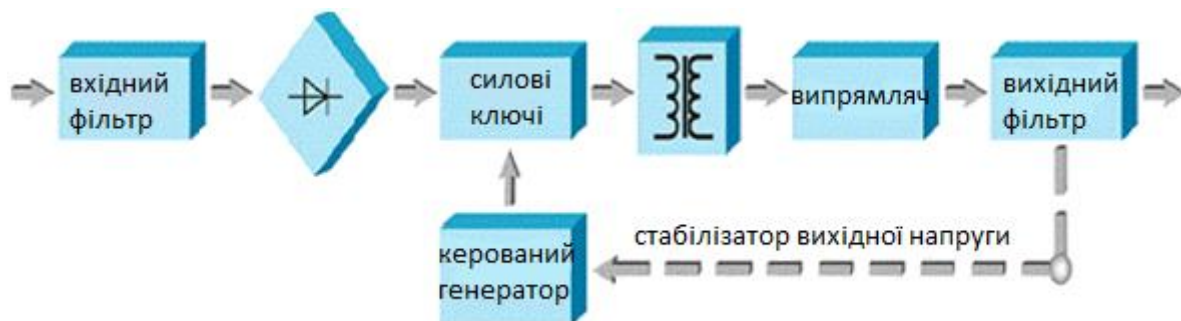


Рисунок 1.1 - Структурна схема імпульсного джерела живлення

Напруга мережі надходить на випрямляч, після чого згладжується ємкісним фільтром. З конденсатора фільтра, напруга якого зростає, випрямлена напруга через обмотку трансформатора надходить на колектор транзистора, що виконує функцію ключа. Пристрій управління забезпечує періодичне включення і виключення транзистора. Для надійного запуску джерела живлення використовується генератор задання. Імпульси подаються на базу ключового транзистора і викликають запуск циклу роботи автогенератора. На пристрій управління покладається функція відстеження рівня вихідної напруги, вироблення сигналу помилки і, часто, безпосереднього управління ключем. Живлення мікросхеми генератора задання здійснюється ланцюжком резисторів безпосередньо з входу накопичувальної ємності, стабілізуючи напругу опорної ємності. За роботу оптопарі відповідає генератор задання і ключовий транзистор вторинного ланцюга. Чим сильніше відкриті транзистори, які відповідають за роботу оптрона, тим менше амплітуда імпульсів зворотного зв'язку, тим раніше вимкнеться силовий транзистор і тим менше енергії буде накопичуватися в трансформаторі, що викликає припинення зростання напруги на виході джерела. Настав робочий режим джерела живлення, де не малу роль відводиться оптопарі, як регульовального та управляючого елемента вихідними напругами.

Специфікація промислового джерела живлення більш жорстка, ніж у звичайного побутового джерела живлення. Це виражається не тільки в тому, що на вході джерела живлення діє висока трифазна напруга, але ще і в тому, що промислові джерела живлення повинні зберігати працездатність при істотному відхиленні вхідної напруги від номінального значення, включаючи провали і пульсації напруги, а також зникненню однієї або декількох фаз.

В імпульсних джерелах живлення стабілізація напруги забезпечується за допомогою негативного зворотного зв'язку. Зворотній зв'язок дозволяє підтримувати вихідну напругу на відносно сталому рівні незалежно від коливань вхідної напруги і величини навантаження. Зворотний зв'язок можна



організувати різними способами. У разі імпульсних джерел з гальванічною розв'язкою від мережі живлення найбільш поширеними способами є використання зв'язку за допомогою однієї з вихідних обмоток трансформатора або за допомогою оптрона. Залежно від величини сигналу зворотного зв'язку (залежного від вихідної напруги), змінюється скважність імпульсів на виході ШІМ-контролера. Якщо розв'язка не потрібна, то, як правило, використовується простий резистивний дільник напруги. Таким чином, блок живлення підтримує стабільну вихідну напругу.[5]

## 1.2 Секції вхідного випрямляча та фільтру

Роль схеми вхідного випрямляча та фільтру в імпульсному джерелі живлення часто недооцінюють. Типова ціль вхідного випрямляча та фільтру складається із основних підсекцій:

- фільтру електромагнітних перешкод;
- в деяких випадках з обмежувача надструму при старті;
- пригнічувача сплесків напруги;
- каскаду випрямляча(для автономних додатків);
- конденсатора вхідного фільтру.

Більшість нових автономних джерел живлення постійного струму потребують також наявність механізму корекції коефіцієнта потужності.

Для автономних імпульсних джерел першою задачею є вхідних випрямлячів. Це - стандартні діоди з накопиченням заряду, такі як випрямлячі серії 1N400X. Основні параметри, котрі треба враховувати, це середній прямиий струм  $I_o$ , надструм  $I_{FSM}$ , запираюча постійна напруга  $V_R$  та очікуване зорсіювання потужності  $P_D$ . Надструм виникає при ввімкненні живлення та може в 10 разів перевищувати середньоквадратичне дієве значення вхідного струму. Цей струм обумовлений повним розрядженням конденсатора вхідного фільтру, приймаючого класичний імпульс струму при поступовій зміні напруги

на його контактах. Для захисту випрямляча змінного струму зазвичай зразу після фільтру електромагнітних перешкод включають терморезистор. Опір терморезистора в холодному стані зазвичай складає 6-12 Ом. Після запуску терморезистор нагрівається, та його опір приймає гаряче значення, рівне приблизно 0,5 - 1 Ом.[9] На рис. 1.2 зображено типові схеми вхідного фільтру постійного та змінного струму.

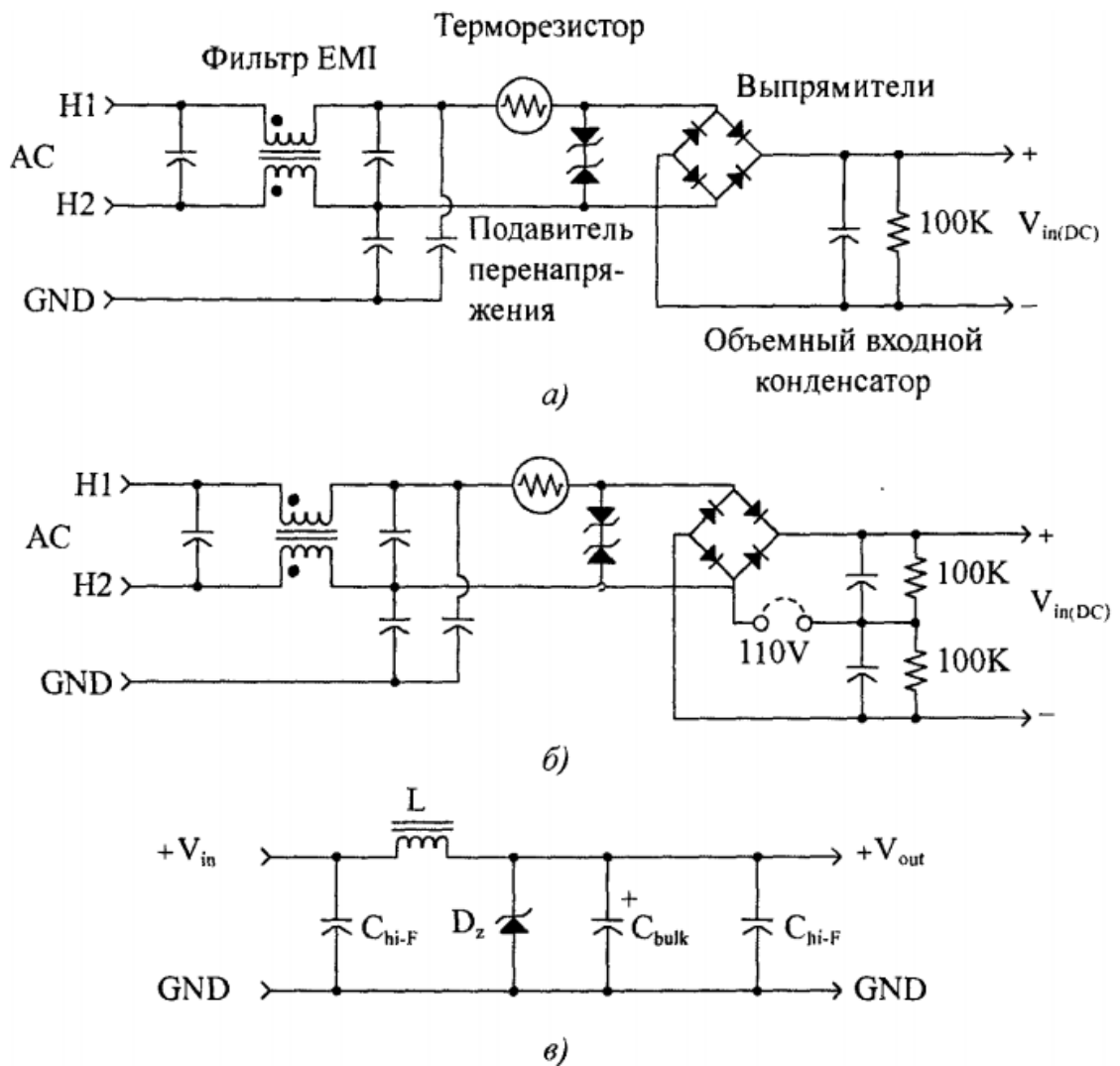


Рис 1.2 Типові схеми вхідного фільтру постійного та змінного струму:

- а) - вхідний фільтр змінного струму джерела живлення з універсальним або одним входом (показаний фільтр синфазних електромагнітних перешкод);
- б) - вхідне коло змінного струму з подвоєнням напруги для входів 110 В та 220 В;
- в) - вхідний фільтр однієї шини постійного струму.

Середній струм, протікаючий через вхідний випрямляч, розглядається з точки зору температури. Фактична форма хвилі струму, протікаючого через випрямляч змінного струму без корекції коефіцієнта потужності, показана на рис наступному. На рис. 1.3 зображено форми сигналів ємкісного вхідного фільтру.

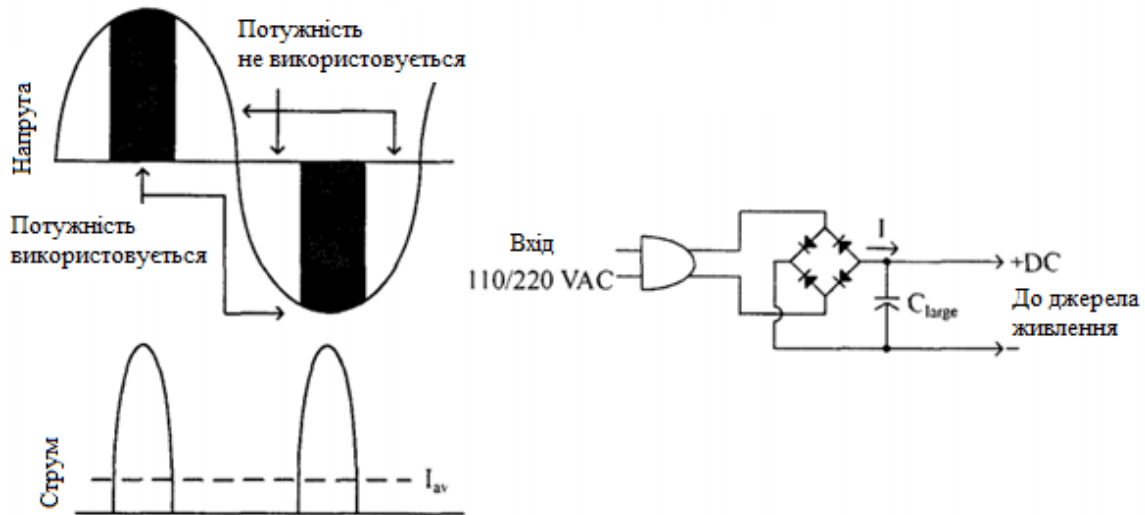


Рисунок 1.3 - Форми сигналів ємкісного вхідного фільтру

Сила максимального струму може виявитися в п'ять разів більше сили середнього постійного струму, протікаючого через діод. Це призводить до значного нагріву випрямляча. Для компенсації цього явища обирається діод, розрахований на більший струм, щоб мінімізувати падіння прямої напруги при максимальному струмі та позбавити кристал від нагріву. В підсумку, мінімальні оцінки для діоду повинні бути наступними:

$$V_R \geq 1,414 \cdot V_{in(p-p,max)} \quad (1.1)$$

$$I_F \geq 1,5 \cdot I_{in(DC,max)} \quad (1.2)$$

$$I_{FSM} \geq 5 \cdot I_F \quad (1.3)$$

Типові діоди для даного додатку:

- струм < 1 А - 1N400X;
- струм < 1,5 А - 1N539X;

- струм < 3 А - 1N540X;

- струм < 6 А - MR75X.

Далі розраховується ємкість конденсатора вхідного фільтру. Розробнику слід вирішити яка напруга пульсації на вхідній лінії прямого струму може витримати джерело. Чим менше потребується рівень напруги пульсації, тим більше ємкості повинен бути конденсатор і тим вище буде надструм в момент ввімкнення живлення. При виборі конденсатору для реалізації даної функції слід враховувати три аспекти: ємкість для отримання бажаного рівня напруги пульсації, номінал напруги та номінал пульсуючого струму.[1]

Зазвичай для напруги пульсації прагнуть отримати 5 - 8 % максимально випрямленої вхідної змінної напруги для автономних перетворювачів змінного струму та 0,1 - 0,5 В подвійної амплітуди в перетворювачах типу DC - DC. Ємкість вхідного об'ємного конденсатора можна отримати по формулі

$$C_{in} = \frac{0,3 \cdot P_{in(av)}}{f_{in}(V_{in(min)})(V_{ripple(p-p)})^2} \quad (1.4)$$

де:  $f_{in}$  - мінімальна номінальна частота лінії змінного струму для автоматичних джерел;  $V_{in(min)}$  - мінімальне значення максимальної випрямленої напруги лінії змінного струму;  $V_{ripple(p-p)}$  -спад подвійної амплітуди в напрузі, котре повинно бути на вхідному конденсаторі.

Номінали напруг на конденсаторі повинні бути наступними:

- для автономних перетворювачів -  $V_w > 1,8 V_{in(RMS)}$

- для перетворювачів типу DC-DC -  $V_w > 1,5 V_{in(max)}$

В автономних перетворювачів змінного струму в якості конденсатора вхідного фільтру використовуються оксидно-електролітичні алюмінієві конденсатори. Доведено, що вони більш довговічні, ніж інші типи конденсаторів, в небезпечному середовищі на вхідній лінії змінного струму. Остаточний вибір конденсатора залежить, в основному, від очікуваного

інтервалу робочих температур, рівня якості і розмірів корпуса джерела живлення.

Вхідні конденсатори в перетворювачах типу DC-DC грають значно важливішу роль. Такі перетворювачі зазвичай витягають пульсуючі струми більшої сили з частотою перемикання джерела. Ці струми викликають внутрішнє нагрівання конденсаторів вхідного фільтру і скорочують їх експлуатаційну довговічність, якщо вони обрані неправильно. Конденсатор вхідного фільтру повинен мати низьке значення еквівалентного послідовного опору і високий номінал пульсуючого струму. Хвиля струму, яка з'являється на ключі всередині джерела живлення, повністю втікає в конденсатор вхідного фільтру та впливає з нього. Через наявність послідовних опорів в монтажній схемі вхідна лінія не може забезпечити високу частоту імпульсів струму, необхідну для ключів всередині джерела живлення. Вхідний конденсатор грає дуже важливу роль в отриманні заряду з вхідної лінії на низькій частоті і забезпеченні цього заряду для ключа на високій частоті. Таким чином, струм, що надходить на ключ, повністю протікає через конденсатор вхідного фільтру.[1]

Проектувальник повинен перетворити форму хвилі, отриману на ключі, в найгірше значення RMS. Перетворення трикутної або трапецієподібної форми хвилі в RMS залежить від максимальної амплітуди цієї форми і робочого циклу. Оцінити величину RMS можна шляхом розбиття форми хвилі на більш прості форми з відомим значенням RMS. Наприклад, трапецієдальну форму хвилі можна розбити на прямокутні хвилі з найбільшим значенням RMS, рівним 50% максимального значення (50% робочий цикл) і хвилі трикутної форми з найбільшим значенням RMS близько 33% максимальної величини. Ці індивідуальні оціночні значення RMS потім складаються, щоб оцінити найгірший випадок загальної величини RMS.

Зазвичай одного конденсатора для обробки всього пульсуючого струму джерела живлення недостатньо, і тому слід розглянути можливість

паралельного включення двох або більше ( $n$ ) конденсаторів ємністю в  $n$  разів менше обчисленої ємності. Його буде відсікати пульсуючий струм в кожному з паралельно з'єднаних конденсаторів. В результаті кожен конденсатор може працювати нижче номіналу свого максимального пульсуючого струму. Дуже важливо, щоб на друкованій платі трасування з'єднань для кожного конденсатора була симетричною, так щоб вони дійсно розподіляли між собою надходячий на них струм. Паралельно з вхідним конденсатором повинен бути також включений керамічний конденсатор ємністю близько 0,1 мкФ для обробки високочастотних компонентів пульсуючого струму.

Переходимо до фільтру електромагнітних перешкод. Проектуючий індуктор має відносно високу силу протікаючого через нього постійного струму і відокремлює від вхідної шини живлення високочастотний шум перемикання.

В автономних додатках змінного струму зазвичай використовується синфазний дросель. Такі фільтри нагадують "П-подібні" фільтри, але, фактично, є двонаправленими LC-фільтрами. Важливою їх функцією є фільтрація шуму, створюваного імпульсними джерелами живлення до того, як він вийде через вхідні лінії електроживлення.

Використовувані для цієї мети конденсатори - це високовольтні плівкові або керамічні конденсатори, що демонструють дуже хороші високочастотні характеристики. Діапазон ємностей таких конденсаторів становить 0,005- 0,1 мкФ.

При виборі робочої напруги конденсаторів слід дотримуватися обережності. Автономні перетворювачі повинні проходити регулятивне тестування, при якому на них подається додаткове перевантажувальна напруга, Цей тест називають "випробуванням на електричну міцність діелектрика по нарузі", або "випробування високою напругою". Будь який конденсатор, підключений між вхідними лініями до контакту заземлення, повинен бути здатний витримати цю тестову напругу. Для проходження регулятивних органів в Європейському Союзі слід використовувати спеціальні конденсатори,

призначені тільки для цього додатка. Ці сімейства конденсаторів протестовані і сертифіковані для додатків фільтра електромагнітних перешкод змінного струму [3].

Секція обмежувача перенапруг фізично повинна розміщуватися після індуктора фільтра електромагнітних перешкод, перед автономними випрямлячами змінного струму і конденсатором вхідного. Щоб уникнути перевищення своїх номіналів миттєвої енергії, всі обмежувачі перенапруг потребують послідовного імпедансу індуктора електромагнітних перешкод. Цей індуктор різко знижує максимальну напругу перехідного процесу і розподіляє його в часі, зменшуючи тим самим миттєві впливи перехідних процесів на поглиначі перешкод, викликаних цими процесами. Це покращує живучість пригнічувача.

Слід враховувати, що різні технології обмежувача перенапруг мають різні набори внутрішніх характеристик опору. Варистор на основі окису металу (metal-oxide varistor, MOV), коли він знаходиться в провідному стані, має порівняно високий опір. Напівпровідникові обмежувачі напруги показують більш низький опір.

Послідовний опір впливає на кількість додаткового напруження, поступаючого на його контакти під час сплеску. Наприклад, на максимумі перехідного процесу 180 В варистора MOV може підвищуватися до 230 В. Це слід враховувати при виборі як вхідного конденсатора, так і обмежувача перенапруг. Варистори MOV, хоча вони і недорогі, після придушення кількох високоенергетичних імпульсних перешкод деградують і виявляють більш високий струм витоку. Напруга "відключення" обмежувача перенапруги має бути вище, ніж максимальна вхідна робоча напруга, специфіковану для джерела. При такій нарузі під час нормального функціонування джерела живлення обмежувач перестав проводити струм. Наприклад, для ліній 110 В зазвичай використовується напруга "відключення", рівна 180-200 В.

### 1.3 Ключ на потужному польовому МДН-транзисторі

Частіше за все в якості ключа використовується потужний МДН-транзистор. Його ціна та втрати насичення в більшості додатків порівняні з аналогічними втратами біполярного транзистора, а перемикання виконується в 5-10 разів швидше. Крім того, МДН-транзистори простіші для використання в проекті.

Польовий МДН-транзистор представляє джерело струму з керуванням по напрузі. Для керування МДН-транзистором у стані насичення між контактами затвору та стоку повинна бути прикладена достатньо велика напруга, щоб пропускати струм вище максимально очікуваного струму через стік. Відношення напруги між затвором та стоком до струму через стік називається міжелектродною провідністю і позначається  $g_m$ . Зазвичай потужні МДН-транзистори розділяють на дві категорії:

- стандартні - повинні мати значення  $V_{gs}$ , рівне 8-10 В, щоб гарантувати повним номінальний струм через стік;
- МДН-транзистори логічного рівня, в яких напруга  $V_{gs}$  повинна складати лише 4-4,5 В.

У польових МДН-транзисторах логічного рівня зазвичай низькі номінальні значення напруги між стоком та витоком ( $<60$  В).[11]

Час перемикання польових МДН-транзисторів дуже малий: зазвичай від 40 до 80 нс. Для того щоб організувати керування МДН-транзистором з такою швидкістю, необхідно завчасно розглянути невід'ємну паразитну ємність, існуючу у всіх потужних МДН-транзисторах (рисунок 1.4).

Ці ємності вказують у специфікації будь якого потужного МДН-транзистора та грають дуже важливу роль. Ємність переходу стік-витік  $C_{oss}$  враховується у навантаженнях стоку, але напряму не входить в схему драйвера. Ємності  $C_{jss}$  і  $C_{rss}$  надають прямий та розрахований вплив на характеристику перемикання польового МДН-транзистора. На рисунку 1.4 показані хвильові



форми циклу перемикання для затвору і стоку типового польового МДН-транзистора з каналом n-типу.

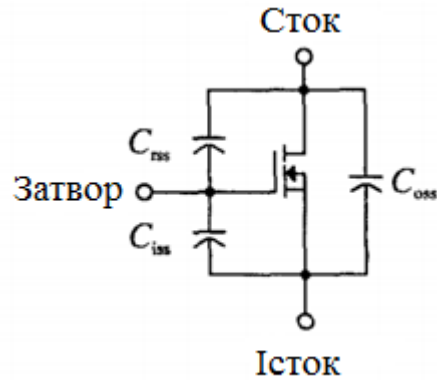


Рисунок 1.4 - Умовне позначення потужного польового МДН-транзистора з паразитними ємностями.

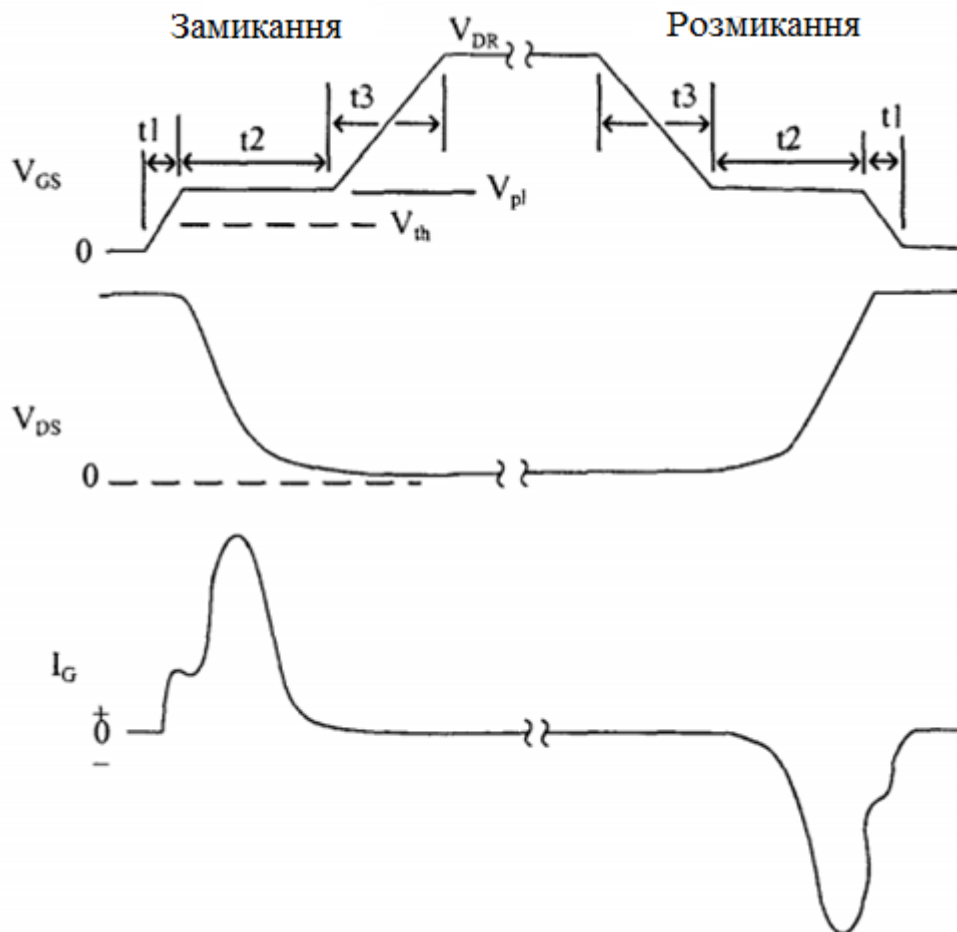


Рисунок 1.5 - Хвильові форми польового МДН-транзистора.

Плато в сигналі напруги керування затвором обумовлено спадаючою ділянкою сигналу між стоком та витокком, пов'язаного з вузлом затвору через конденсатор  $C_{rss}$ . Протягом цього періоду відстежується великий імпульс струму керування затвором. Цьому плато відповідає рівень напруги, котрий трохи більше номінальної порогової напруги затвора і складає  $V_{TH} + I_D/g_m$ . Значення напруги плато можна також визначити з допомогою графіка передаточної функції, представленої в специфікації кожного польового МДН-транзистора. Для неточної оцінки може бути використана порогова напруга.

Розглянуті ємності обумовлюють затримки в характеристиках перемикачання польового МДН-транзистора. Схеми драйверів повинні бути здатні керувати ємкісними навантаженнями. Насамперед повинна бути визначена кількість заряду, необхідного для переведення затвору через кожен рівень напруги.[10]

#### **1.4 Управління регулюючим елементом в імпульсних джерелах живлення.**

Незважаючи на велику різноманітність схем імпульсних джерел живлення, всі вони поділяються за способом управління регулюючим елементом на дві групи: джерело живлення з широтно-імпульсною (або частотною модуляцією) та джерело живлення з релейним керуванням регулюючого елемента.

Принцип дії джерела живлення з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) полягає в наступному (рисунок 1.6).

Випрямлення напруги мережі живлення змінного струму згладжується фільтром низької частоти і передається в формувач вихідного напруги через електронний ключ (регулюючий елемент), в якості якого в переважній більшості випадків використовується транзистор. Вихідна напруга залежить від енергії, що передається в ФВН в одиницю часу і навантаження джерела живлення.

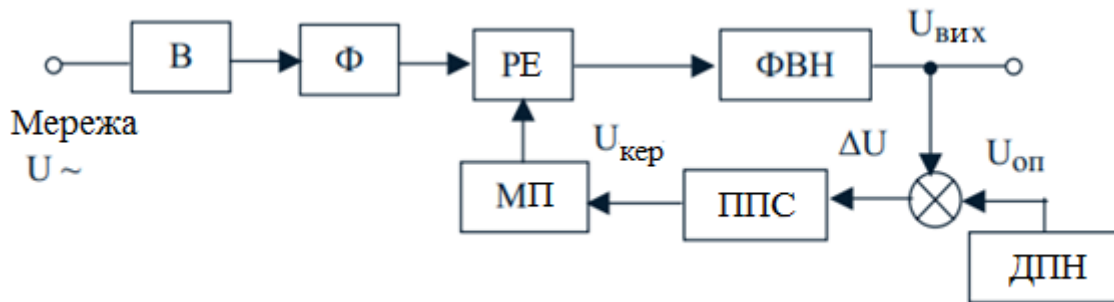


Рисунок 1.6. Імпульсне джерело живлення з ШІМ

В – випрямляч;

Ф – низькочастотний згладжуючий фільтр;

РЕ – регулюючий елемент;

ФВН – формувач вихідної напруги;

МП – модулюючий пристрій;

ППС – підсилювач постійного струму;

ДПН – джерело постійної напруги.

Регулюючий елемент здійснює управління процесом передачі енергії від мережі живлення до ФВН. Вихідна напруга  $U_{\text{вих}}$  порівнюється з опорною напругою  $U_{\text{оп}}$  і сигнал різниці  $\Delta U = U_{\text{вих}} - U_{\text{оп}}$  через ППС надходить на модулюючий пристрій, що перетворює сигнал постійного струму в імпульси з різною тривалістю та постійним періодом. Тривалість імпульсів напруги, що керує  $U_{\text{кер}}$  функціонально пов'язана з різницею напруг  $\Delta U$ . З МП сигнал надходить на РЕ, який періодично перемикається. Таким чином, вихідна напруга джерела живлення залежить, при незмінному періоді, від тривалості керуючих імпульсів. Процес широтно-імпульсної модуляції пояснюється на рисунку 1.7.

При зміні потужності, що віддається джерелом живлення у навантаження, змінюється співвідношення тривалості імпульсу  $t_i$  і періоду проходження

імпульсів  $U_{кер}$ . На рисунку 1.3 показані діаграми  $U_{кер}$  для різних значень потужності, що віддається в навантаження  $P_n$ , "а" відповідає найменшому значенню  $P_n$ , "б" середньому  $P_n$ , "в" - більшому значенню  $P_n$ . Один із широко використовуваних способів зміни ширини імпульсів пояснюється на рисунку 1.8. Схема управління регулюючим елементом містить генератор допоміжного лінійно-змінюючої напруги  $U_{лін}$ . Ця напруга порівнюється з  $U_{вих}$ . Незалежно від виду допоміжної напруги (лінійно-зростаючої або лінійно-спадаючої) перемикання рівня напруги  $U_{кер}$  здійснюється в момент часу, коли  $U_{лін} = U_{вих}$ . Причому в будь-якому випадку, коли  $U_{вих} < U_{лін}$ , формується сигнал  $U_{кер}$ , відкриває регулюючий елемент. В іншому випадку ( $U_{вих} > U_{лін}$ )  $U_{кер} = 0$  і регулюючий елемент закритий.[1]

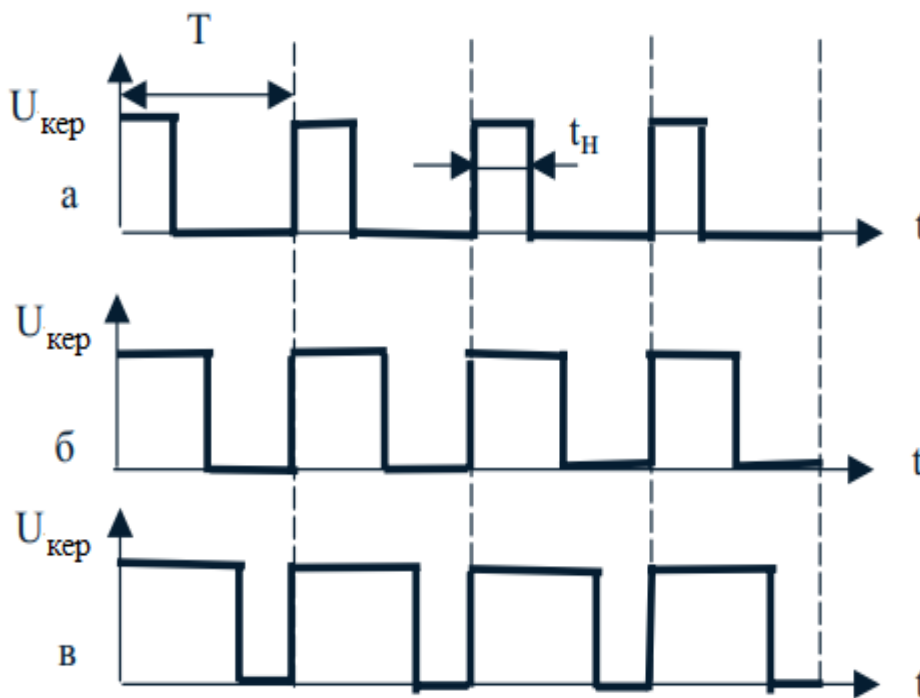


Рисунок 1.7. Ілюстрація процесу ШІМ-модуляції

$$а - t_i = 0,25T;$$

$$б - t_i = 0,50T;$$

$$в - t_i = 0,75T.$$

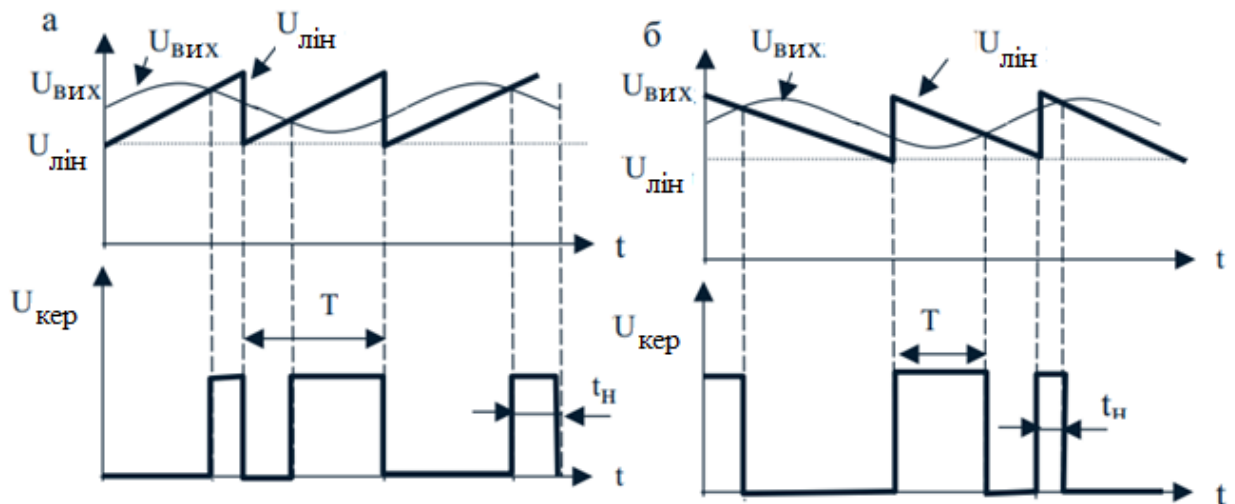


Рисунок 1.8. Часові діаграми, зображуючі роботу ШІМ-модулятора

а - при лінійно-зростаючій допоміжній напрузі;

б - при лінійно-спадаючій допоміжній напрузі.

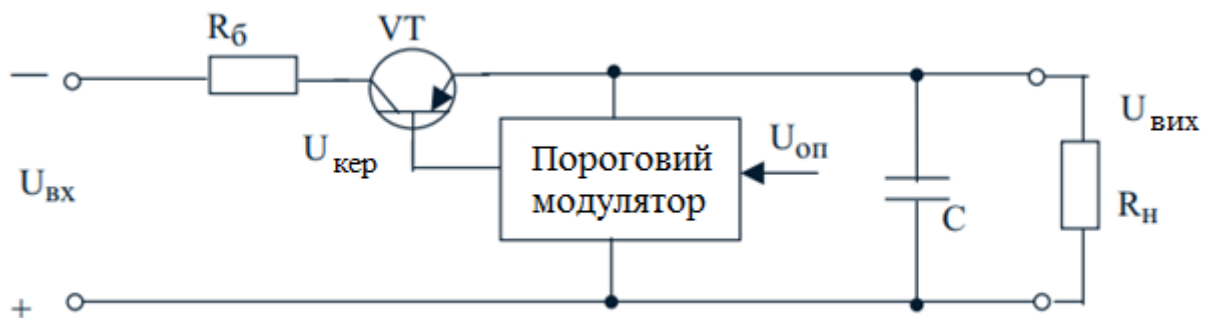


Рисунок 1.9. Релейне управління регулюючим елементом.

Спрощена схема джерела живлення (стабілізатора) з релейним керуванням регулюючим елементом представлена на рисунку 1.9.

Як і в схемі рисунок 1.2, регулюючий елемент (транзистор VT) відкривається керуючою напругою  $U_{кер}$ , яка формується модулятором. Різниця полягає в способі формування  $U_{кер}$ . Для схеми рисунок 1.10 процес формування керуючих імпульсів пояснює рисунок 1.6. колитранзистор VT відкритий, конденсатор C заряджається через струмообмежувальним (баластний) резистор  $R_б$ . Як тільки напруга на конденсаторі C досягне заданого верхнього значення

$U_{\text{вих.макс}}$ , пороговий модулятор замикає регулюючий транзистор і напруга на конденсаторі  $C$  зменшується внаслідок його розряду через навантаження  $R_H$ . При зменшенні  $U_{\text{вих}}$  до величини нижнього порога спрацьовування  $U_{\text{вих.мін}}$  пороговий модулятор відкриває регулюючий транзистор, зміщуючи його емітерний перехід в прямому напрямку напругою  $U_{\text{кер}}$ . Частота перемикання в процесі роботи змінюється залежить перш за все від  $R_6$ ,  $R_H$ ,  $C$  і в  $\Delta U = U_{\text{вих.макс}} - U_{\text{вих.мін}}$ .

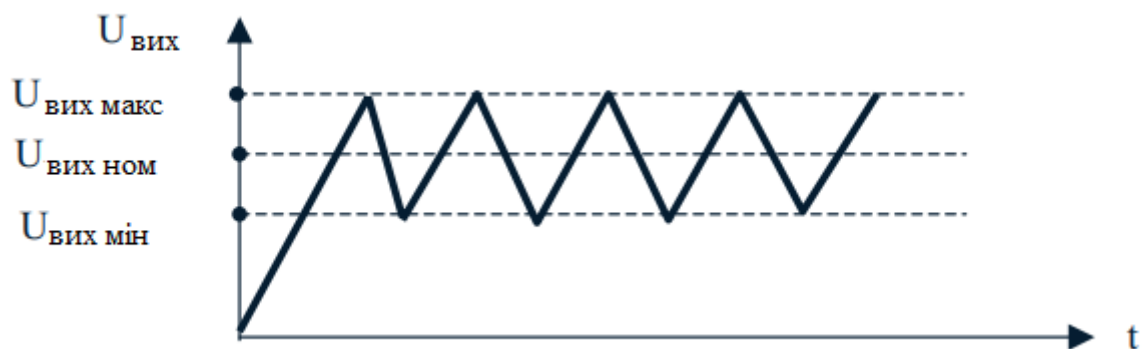


Рисунок 1.10. Часова діаграма вихідної напруги схеми зображеної на рис. 1.9.

Ємність конденсатора  $C$  і гістерезис схеми  $U$  не повинні бути дуже малими, щоб уникнути високої частоти перемикання регулюючого транзистора  $VT$ , так як зі збільшенням частоти зростають втрати в регулюючому транзисторі [1].

## 1.5 Вихідний фільтр

Вихідний фільтр перетворює випрямлені прямокутні коливання змінного струму у вихідний постійний струм. Прямоходові перетворювачі мають двухполюсні  $L$ - $C$ -фільтр, який генерує постійний струм величини, рівній половині висоті прямокутній хвилі випрямленого струму. В підвищуючих перетворювачах використовують однополюсний ємнісний вхідний фільтр, генеруючий постійну напругу, рівну максимальній напрузі випрямленої хвилі.

Обидва перетворювача є фільтрами з реактивним опором і характеризується дуже малими втратами.

Першим в прямоходовому перетворювачі проектується дросель вихідного фільтру (L0). Ключовим проектним фактором є конструкція індуктора для роботи в режимі безперервного струму. Типова величина максимального струму через індуктор складає 150% від номінального вихідного струму. Типовий струм долини складає приблизно 50% від номінального вихідного струму.

Важливим моментом, з точки зору функціонування системи, є перехресна стабілізація виходів. Перехресна стабілізація - це корекція вихідних напруг, коли змінюється напруга на одному або більш виходів. Проявлення поганої перехресної стабілізації є випадок, коли вихід, що зчитує, навантажений, а на виходах, що нараховують, суттєво підвищується напруга. Для поліпшення перехресної стабілізації в прямоходових перетворювачах, можна використовувати методику подвійних дроселів вихідного фільтру зі взаємним магнітним зв'язком. У відповідності з цією методикою, два індуктори вихідного фільтру під напругою комплементарних виходів (+/- 5 В і т. д.) розміщуються на одному й тому ж сердечнику, що значно покращують перехресну стабілізацію цих двох виходів та суттєво знижують пульсацію вихідної напруги.[7]

Розрахунок для конденсатора вихідного фільтру (C0) виконується однаково як для прямоходового, так і для підвищуючого вихідного каскаду. Цю ємність просто знайти, на основі того, як потребує розмах напруги пульсацій на виході. Напруга пульсацій на виході - це невелика змінна напруга з прямокутною формою хвилі над вихідною постійною напругою. Для прямоходових перетворювачів можна очікувати типові розмахи напруги пульсацій на виході 30 мВ. На виходах підвищуючого перетворювача це значення зазвичай складає 150 мВ. Якщо деякому виходу відповідають схеми, чуттєві до пульсацій, то проектувальник повинен розглянути питання про

розміщення після конденсатору вихідного фільтру додаткового каскаду фільтру постійного струму.

Правильний вибір конденсатора надзвичайно важливий - особливо для зворотньоходових перетворювачів. Це пов'язано з тим, що такі перетворювачі не мають індуктивного опору між собою та випрямлячем. Це дозволяє потрапляти в конденсатор і виходити з нього струмам дуже високих миттєвих величин. Такий змінний струм великої сили протікає через еквівалентний послідовний опір (ЕПО) та еквівалентну послідовну індуктивність (ЕПІ) конденсатора. Опір ЕПО призводить до нагріву конденсатора, зменшуючи термін його дії та додаючи додаткові пульсації напруги до теоретичної величини. Індуктивність ЕПІ додає різкі ступінчаті функції та сплески до теоретичної форми хвилі напруги пульсації. Танталові конденсатори краще оксидно-електролітичних алюмінієвих, оскільки мають кращі характеристики ЕПО та ЕПІ. В підвищуючих перетворювачах розмах змінних струмів пульсації, потрапляючих в конденсатор фільтру, описується приближеною формулою (3.39). Перетворення цієї величини в значенні ЕПО, котре дають виробники конденсаторів, може являти собою складну математичну задачу, тому в якості приблизного значення ЕПО використовується приблизно 33% від величини розмаху пульсацій.

$$I = \frac{2I_{out(av)}}{\delta_{min}} \quad (1.5)$$

Виробники конденсаторів тільки почали специфікувати використання їх конденсаторів у високочастотних імпульсних джерелах живлення, тому при виборі конденсаторів для цієї цілі слід бути уважним. Значення ЕПО повинно буди специфіковано по частоті, перевищуючій 1 кГц.

Для правильного проектування ємності для вихідного каскаду слід розмістити достатню кількість конденсаторів паралельно так, щоб кожен



конденсатор працював на 70-80% свого максимального номінального струму пульсації. Сумарна величина ємності конденсатора повинна дорівнювати кінцевому підрахованому значенню  $C$ , але ємність кожного конденсатора повинна складати  $C/n$ , де  $n$  - кількість паралельно ввімкнених конденсаторів.

В кінці, розробник повинен випробувати кінцевий проект, перевірити його на наявність пульсацій вихідної напруги та підвищення температури кожного конденсатора.[6]

Останнім фактором є фізичне компонування вихідного каскаду, коли використовується більше одного конденсатора вихідного фільтру. Конденсатори повинні розміщуватись радіально симетрично відносно вихідного випрямляча, а доріжки печатної плати для випрямленої напруги та заземлення повинні бути однакової довжини та ширини. Будь яке розходження в цих доріжках веде до збільшення послідовного опору та індуктивності віддаленого конденсатора. Із-за цього через найближчий конденсатор протікає більший струм пульсації і як наслідок, він сильніше нагрівається. Невірне трасування плати також збільшує значення ЕПО та ЕПІ конденсаторів.

Паралельно з конденсаторами великої ємності можна також ввімкнути високочастотний конденсатор. Це пов'язано з тим, що оксидно-електролітичні алюмінієві та танталові конденсатори не можуть поглинати складові струму дуже високої частоти. Для цієї цілі добре підходить керамічний конденсатор ємністю 0,01 - 0,1 мкФ.

## **1.6 Зворотньоходові і прямоходові імпульсні джерела живлення.**

На рисунку 1.11 представлена спрощена схема зворотньоходового перетворювача напруги мережі живлення змінного струму в постійну вихідну напругу (AC-DC конвертори). Діоди VD1 - VD4 і конденсатор C1 утворюють випрямляч напруги.

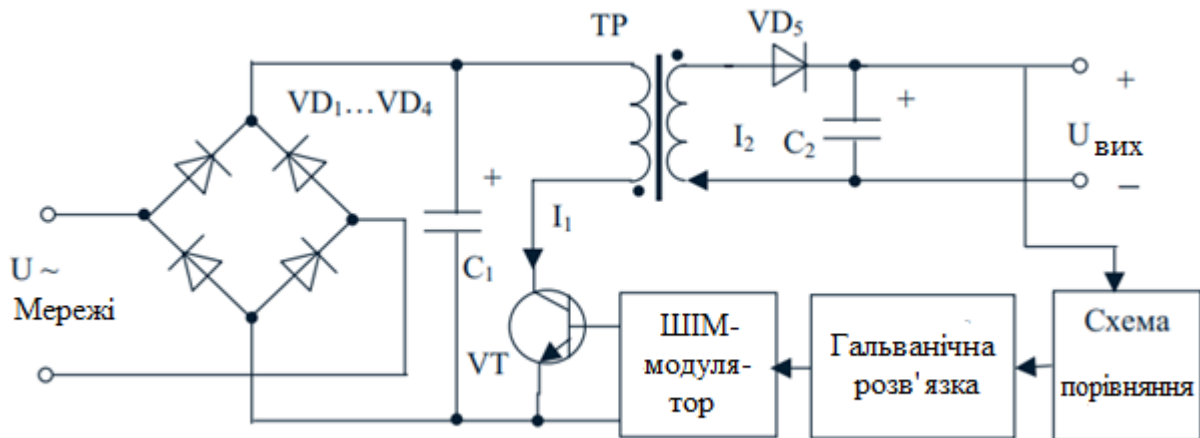


Рисунок 1.11. Зворотньоходове імпульсне джерело живлення

Так як понижуючий трансформатор відсутній, конденсатор  $C_1$  заряджається до амплітудного значення змінної напруги мережі ( $220 \text{ В} \cdot 1,4$ ). Тому конденсатор  $C_1$  повинен мати значення робочої напруги не менше 350 - 400 В. Петля зворотного зв'язку, по якій сигнал від виходу передається назад на ключовий транзистор, має гальванічну розв'язку (малопотужний сигнальний трансформатор або оптопара) для того, щоб вихідна лінія постійного струму не мала електричного зв'язку з мережею живлення змінного струму.

Роботу зворотньоходового перетворювача пояснює рисунок 1.12.

Регулюючий транзистор керується схемою ШІМ-модулятора. Коли транзистор відкритий (інтервали часу  $t_0 - t_1$ ,  $t_2 - t_3$ ,  $t_4 - t_5$ ,  $t_6 - t_7$ ), струм в первинній обмотці трансформатора збільшується за лінійним законом. Цей трансформатор є фактично дроселем з вторинною обмоткою, і на відміну від звичайного трансформатора, накопичує в собі значну енергію.[12]

Якщо навантаження джерела живлення збільшується, то для підтримки постійного значення  $U_{\text{вих}}$ , необхідно тільки збільшити тривалість включеного стану транзистора, під час якого струм  $I_1$  досягає більш високого значення, що створює в результаті більш високий струм  $I_2$  у вторинній обмотці під час вимкненого стану. І, навпаки, при зменшенні навантаження тривалість відкритого стану транзистора слід зменшити.

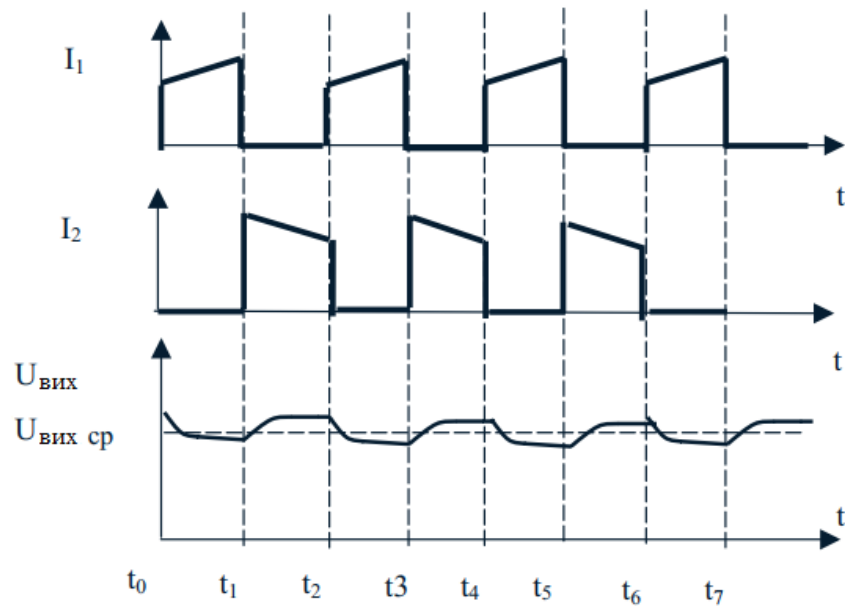


Рисунок 1.12. Часові діаграми, що пояснюють роботу

Неважно помітити, що в ідеальній схемі (рисунок 1.11) відсутні втрати енергії, так як в будь-який момент часу один із співмножників добутку  $I_k \cdot U_{ке}$  (виражає потужність, що розсіюється ключовим транзистором) дорівнює нулю. Реальна схема має деякі втрати, основними складовими яких є: втрати перемикання, потужність, що розсіюється транзистором в режимі насичення через нерівності нулю напруги  $U_{ке}$ , втрати в трансформаторі, діодах і конденсаторах.

На рисунку 1.13 показана спрощена схема прямоходового імпульсного джерела живлення.

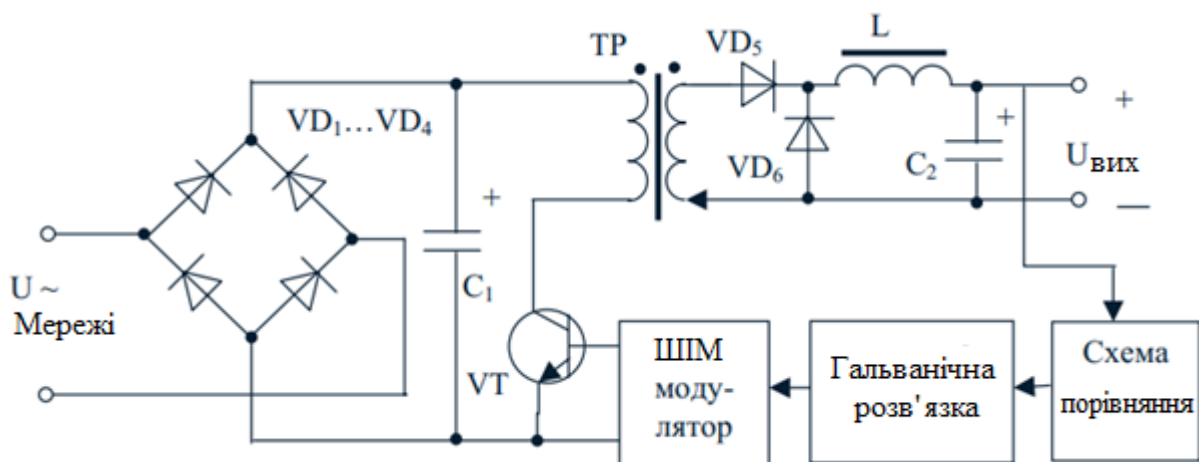


Рисунок 1.13. Прямоходове імпульсне джерело живлення.

На відміну від зворотньоходового джерела живлення прямоходовий перетворювач накопичує енергію не в трансформаторі, а у вихідній котушці індуктивності  $L$  (дроселі). Коли ключовий трансформатор відкритий, струм вторинної обмотки протікає через діод  $VD_5$ , дросель, конденсатор  $C_2$  і навантаження. Діод  $VD_6$  при цьому закритий (на його катоді позитивний потенціал). Коли ключовий транзистор закривається, струм дроселя протікає через конденсатор  $C_2$ , заряджаючи його, і повертається через діод  $VD_6$ . Таким чином, на відміну від зворотньоходової схеми, струм реактивного елементу, запасуючого енергію, тече під час обох частин циклу (періоду) перемикання транзистора. Тому прямоходовий перетворювач має більш низьку напругу вихідних пульсацій, ніж зворотньоходового джерела живлення при тих же самих вихідних параметрах.

### 1.7 Імпульсні джерела живлення з декількома виходами

Більшість імпульсних джерел живлення мають більше одного виходу. Наприклад, в джерелах живлення цифрових пристроїв в доповненні до напруги +5 В можуть бути виходи на напруги +12, -12, +24 і -5 В. Ці виходи використовуються для живлення різних пристроїв типу контролерів, накопичувачів на жорстких і гнучких магнітних дисках, принтерів, інтерфейсів (RS-232) і різних аналогових схем. На рисунку 10 представлена схема імпульсного джерела живлення з декількома виходами.[1]

Зі схеми видно, що напруга живлення зворотного зв'язку знімається тільки з одного виходу (зазвичай +5 В) і подається на ШІМ-модулятор. Таким чином, здійснюється стабілізація всіх напруг. Очевидно, що допоміжні виходи не стабілізуються в тій же мірі, як головний вихід +5 В. Тому в разі критичності навантажень до напруги живлення на відповідні виходи встановлюють додаткові лінійні інтегральні стабілізатори. Для даної схеми (рисунок 1.14) за допомогою лінійного ІС стабілізується напруга  $U_{\text{вих1}}$ .

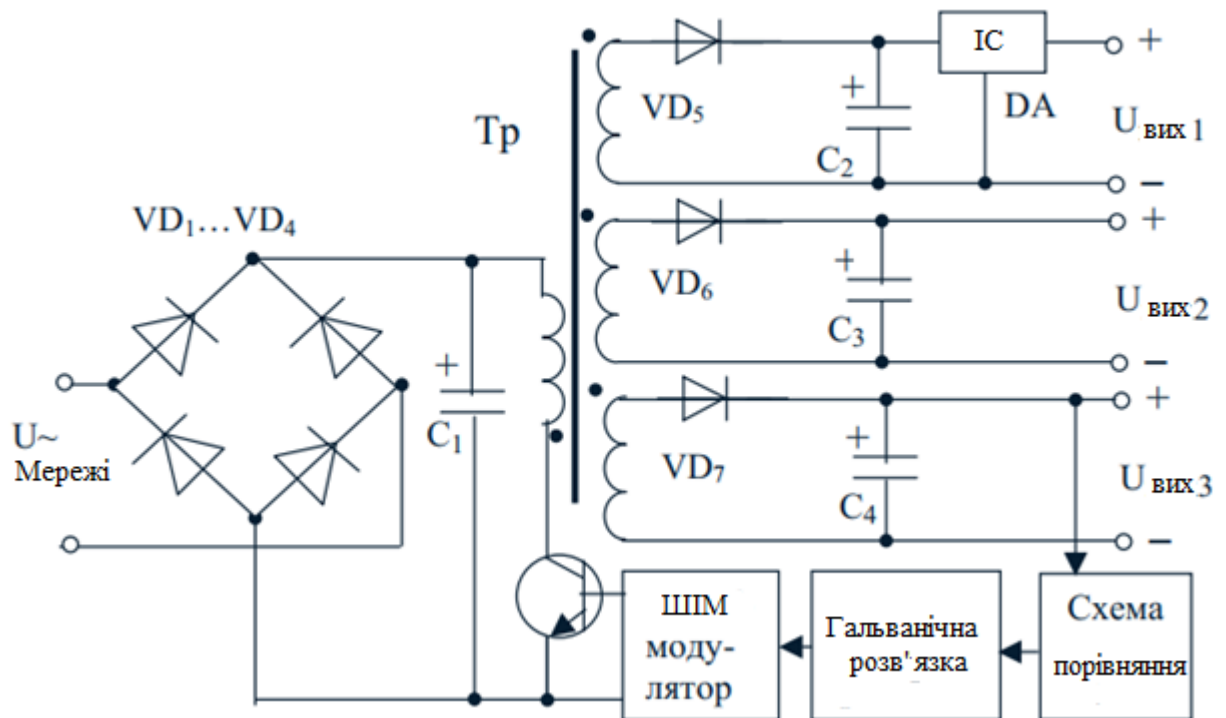


Рисунок 1.14. Імпульсне джерело живлення з трьома вихідними напругами.

### 1.8 Висновки за розділом

У розділі розглянуті принципи побудови імпульсних джерел живлення, а також представлені схемотехнічні рішення окремих вузлів даного джерела.

Для виконання поставленої задачі в найбільшій мірі підходить імпульсне джерело живлення з гальванічною розв'язкою від живлячої мережі. В якості ключа обрано потужний польовий МДН-транзистор. Значну увагу приділено каскаду вхідного випрямляча та фільтру. Показана важливість вихідного фільтру, тому що від нього значною мірою залежить якість освітлення робочої поверхні, та вплив світла на зір працівників.

## РОЗДІЛ 2

## ОБГРУНТОВУВАННЯ І ОПИС СХЕМИ

## 2.1 Узагальнена структурна схема імпульсного джерела живлення.

Під імпульсним джерелом живлення розуміється джерело вторинного електроживлення, вхідна напруга якого є змінна низької частоти, а вихідна (напруга навантаження) є постійна напруга, яка потрібна для живлення електронної апаратури.

Узагальнена структурна схема імпульсного джерела живлення приведена на рисунку 2.1.

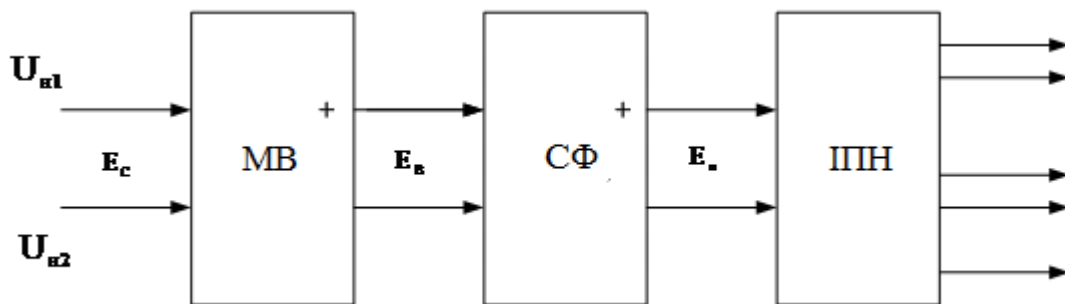


Рисунок 2.1. Узагальнена структурна схема імпульсного джерела живлення.

Тут позначення відповідають:  $E_c$  - діюче значення змінної напруги, що виражається функцією  $e_c = E_M \cdot \sin \omega t$ , де  $E_M$  максимальне значення функції,  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ , МВ - мережевий випрямляч з вихідною напругою; СФ - низькочастотний згладжуючий фільтр; ІПН - імпульсний перетворювач постійної напруги, на вхід якого подається постійна напруга. Вихідні постійні напруги ІПН:  $U_{в1} \dots U_{вn}$ , надходять в прилади-споживачі (електронні прилади - навантаження для імпульсного джерела живлення).

У дипломній роботі прийнято, що первинною для імпульсного джерела живлення  $E_c = 380$  В є змінна напруга і частота  $f = 50$  Гц. Однак це не виключає

правомірності викладених положень і застосовності наведених рівнянь для будь-яких інших значень напруги  $E_c$  [2].

Величини вихідних напруг імпульсного джерела живлення визначаються обраною для електронних приладів елементною базою.

Функції структурних вузлів МВ і СФ полягають в випрямленні змінної напруги мережі  $E_c$  і її подальшої згладжуванні фільтром, який в переважній більшості випадків є ємнісним. Імпульсний перетворювач ІПН призначений для виконання двох функцій.

Перша з них полягає в електричній ізоляції вихідних напруг від  $U_{н1} \dots U_{ни}$  від первинного  $E_c$ . Вона забезпечує виконання вимог техніки безпеки та якісного функціонування електронної апаратури. Цю функцію може реалізувати тільки індуктивний трансформатор.

Друга функція ІПН полягає в необхідності стабілізації напруг  $U_{н1} \dots U_{ни}$  при змінах первинної напруги  $E_c$ , потужності навантажень і дії різного роду експлуатаційних дестабілізуючих факторів. Тому в якості ІПН використовуються перетворювачі з регулюванням вихідної напруги за допомогою схем управління, що використовують широтно-імпульсну, частотно-імпульсну або інший вид модуляції.

## **2.2 Функціональна схема практичного імпульсного джерела живлення.**

Функціональна схема імпульсного джерела живлення з використанням перетворювача напруги приведена на рисунку 2.2.

Тут позначення функціональних вузлів відповідають: БФ та МВ - блок високочастотних і низькочастотних фільтрів і мережевий випрямляч; TV - силовий трансформатор; S - силовий ключ, що включається і виключається схемою керування СК (сигнал) і здійснює комутацію постійної напруги в

ланцюзі первинної обмотки трансформатора TV; ПГР - пристрій гальванічної розв'язки, який виконує функції електричної ізоляції аналогового сигналу управління; СП - схема порівняння, що здійснює порівняння вихідної напруги перетворювача напруги з внутрішньою опорною напругою СП і виробляє на цій основі аналоговий сигнал для передачі на ПГР. Напруга вторинної обмотки трансформатора TV випрямляється діодом  $VD_B$ , і через фільтр  $C_{\phi 1}$ ,  $C_{\phi 2}$ ,  $L_{\phi}$  надходить на вихід імпульсного джерела живлення -  $U_H$  (в навантаження). Паралельно первинній обмотці включений демпфуючий ланцюг ДЛ, що здійснює зниження амплітуди імпульсів перенапруги на ключі S, що виникають при його розмиканні.

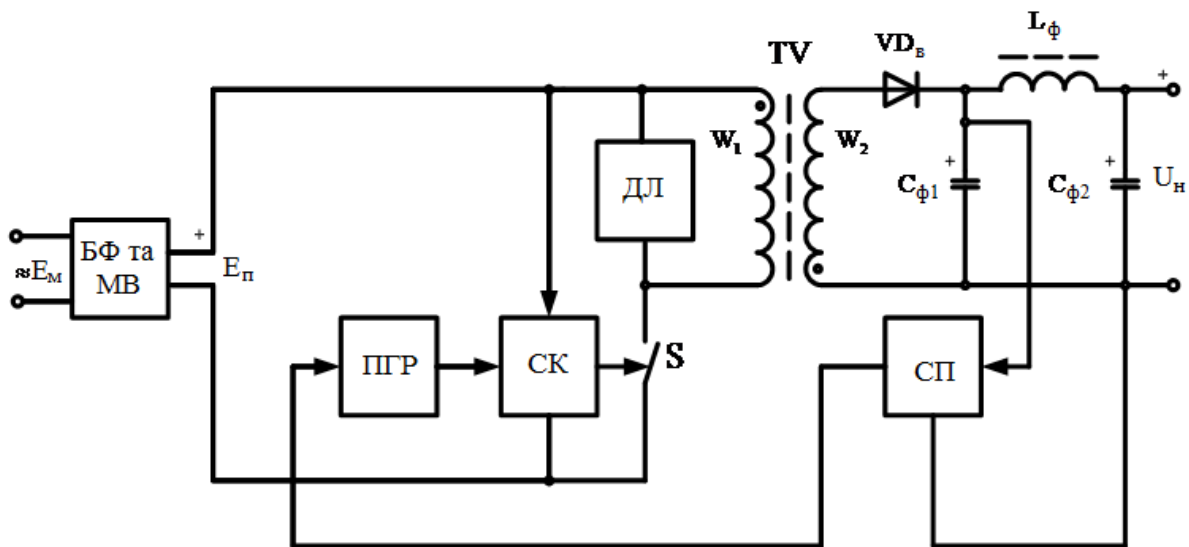


Рисунок 2.2. Функціональна схема імпульсного джерела живлення.

### 2.3 Мережевий випрямляч з фільтрами

На рисунку 2.3. приведена схема мережевого випрямляча з фільтруючими елементами.

Мостовий випрямляч напруги мережі  $E_M$  виконаний на діодах  $VD_{c1} \dots VD_{c4}$ . На його виході включений ємнісний фільтр, в якості якого використовується конденсатор  $C_{нч}$ , що згладжує низькочастотні пульсації випрямленої напруги.



Резистор  $R_{\text{пуск}}$  є нелінійним опором, що обмежує пусковий струм заряду конденсатора  $C_{\text{НЧ}}$  при першому підключенні імпульсного джерела живлення до мережі  $E_{\text{М}}$ . Необхідність введення цього резистора в схему імпульсного джерела живлення викликана тим, що ємність конденсатора  $C_{\text{НЧ}}$  велика (становить десятки-сотні мікрофард), і його заряд, наприклад, в момент часу, коли миттєве значення синусоїди напруги дорівнює максимальному значенню  $E_{\text{М}}$  зумовить появу імпульсу струму великої амплітуди. Практично, якщо не брати спеціальних заходів, амплітуда може значно перевищувати сталі значення струму, споживаного імпульсним джерелом живлення від мережі, досягаючи величин в десятки, іноді сотні, ампер. Опір нелінійного резистора  $R_{\text{пуск}}$  в холодному стані (в момент включення джерела) максимально. По міру заряду конденсатора  $C_{\text{НЧ}}$  резистор розігрівається, його опір зменшується і після повного заряду  $C_{\text{НЧ}}$  опір  $R_{\text{пуск}}$  практично не впливає на енергетичні характеристики джерела.[4]

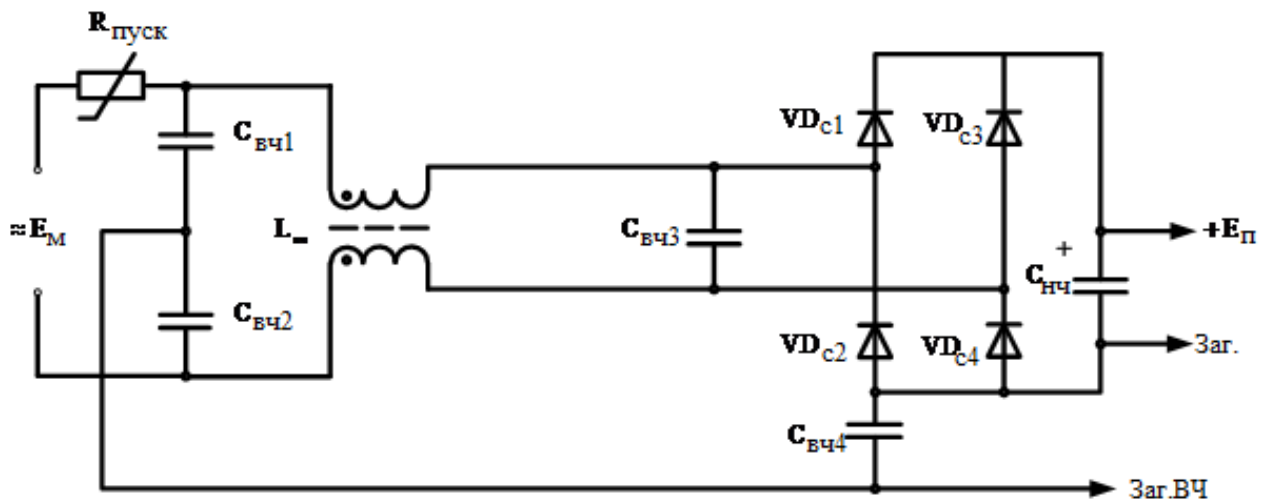


Рисунок 2.3. Схема мережевого випрямляча.

Крім фільтра низьких частот ( $C_{\text{НЧ}}$ ) в схемі випрямляча, рисунок 2.3, є високочастотні фільтри. У вхідному ланцюзі встановлено фільтр, що складається з двухобмоткового дроселя  $L_{\text{ВЧ}}$  і конденсаторів  $C_{\text{ВЧ1}} \dots C_{\text{ВЧ3}}$ . Дросель і

конденсатор  $C_{вч3}$  послаблюють синфазні ВЧ перешкоди, які існують між живлячими провідниками імпульсного джерела живлення, а конденсатори  $C_{вч1}, C_{вч2}$  і  $C_{вч4}$  знижують рівень диференціальних ВЧ перешкод, які виникають і поширюються між корпусом приладу і живлячими провідниками. Для ВЧ перешкод провідник Заг.ВЧ є екіпотенційним для всіх височастотних напруг, що виникають в джерелі або приходять ззовні від мережі. У загальному випадку цей провідник рекомендується з'єднувати, якщо це можливо, з відповідним якісним зовнішнім заземленням.

Як відомо, навантажувальна характеристика випрямляча з ємнісним фільтром має падаючий вид, тобто зі збільшенням струму навантаження напруга  $E_{п}$  зменшується, а зі зменшенням струму навантаження - збільшується. Максимальне значення напруги, яке має місце при холостому ході випрямляча, визначається:

$$E_{n\text{макс}} = E_{м} = \sqrt{2} \cdot E_{с} \quad (2.1)$$

Тобто  $E_{n\text{макс}}$  більше, ніж чинне значення напруги мережі  $E_{с}$ .

Випрямлячі з ємнісним фільтром володіють і недоліками: 1) падаючий характер навантажувальної характеристики є недоліком випрямляча, так як з'являється додаткова складова нестабільності напруги на вході імпульсного перетворювача; 2) істотно несинусоїдній і імпульсній формі струму, споживаної їм від мережі змінної напруги. Причому, чим більше ємність конденсатора, тобто чим вище якість згладжування напруги (менше величина пульсацій), тим менше тривалість імпульсів споживаного струму і більше їх амплітуда.[9]

Середній струм, що протікає через кожен з діодів випрямного моста  $VD_{с1}, \dots, VD_{с4}$ , знаходиться:

$$I_{Дср} = \frac{P_H}{2 \cdot E_n \cdot \eta} \quad (2.2)$$

Максимальна зворотна напруга, що прикладається до діодів мережевого випрямляча  $VD_{c1}$ , ...,  $VD_{c4}$ , так само  $E_{n\text{макс}}$ , таким чином,  $U_{VDoDomax} = E_{n\text{макс}} = 537,4 \text{ В}$ .

Ємність конденсатора фільтра низьких частот, що згладжує:

$$C_{нч} = \frac{P_H}{4 \cdot \eta \cdot E_c \cdot f \cdot \Delta E_n} \quad (2.3)$$

Наявність в імпульсному джерелі живлення пускового струму вимагає, щоб в обраних діодах нормована величина максимально допустимого імпульсного струму  $I_{пр\text{имп}}$  перевищувала середнє значення в 5 ... 20 разів. У довідкових даних для випрямних діодів цей параметр наводиться як одноразовий імпульс прямого струму.

При виборі елементів розглянутих електронних схем слід враховувати, що для надійної роботи джерела живлення потрібне застосування коефіцієнта запасу по середнім і імпульсним електричним параметрам  $K_3 < 0,7$ .

## 2.4 Силовий каскад перетворювача напруги

Принципова схема силового каскаду перетворювача напруги імпульсного джерела живлення приведена на рисунку 2.4.

Тут функцію силового ключа S (див. схему рисунок 2.2) виконує МДН-транзистор  $VT_s$ . Польовий транзистор з ізольованим затвором індукованим каналом n-типу. Часові діаграми його роботи показані на рисунку 2.5.

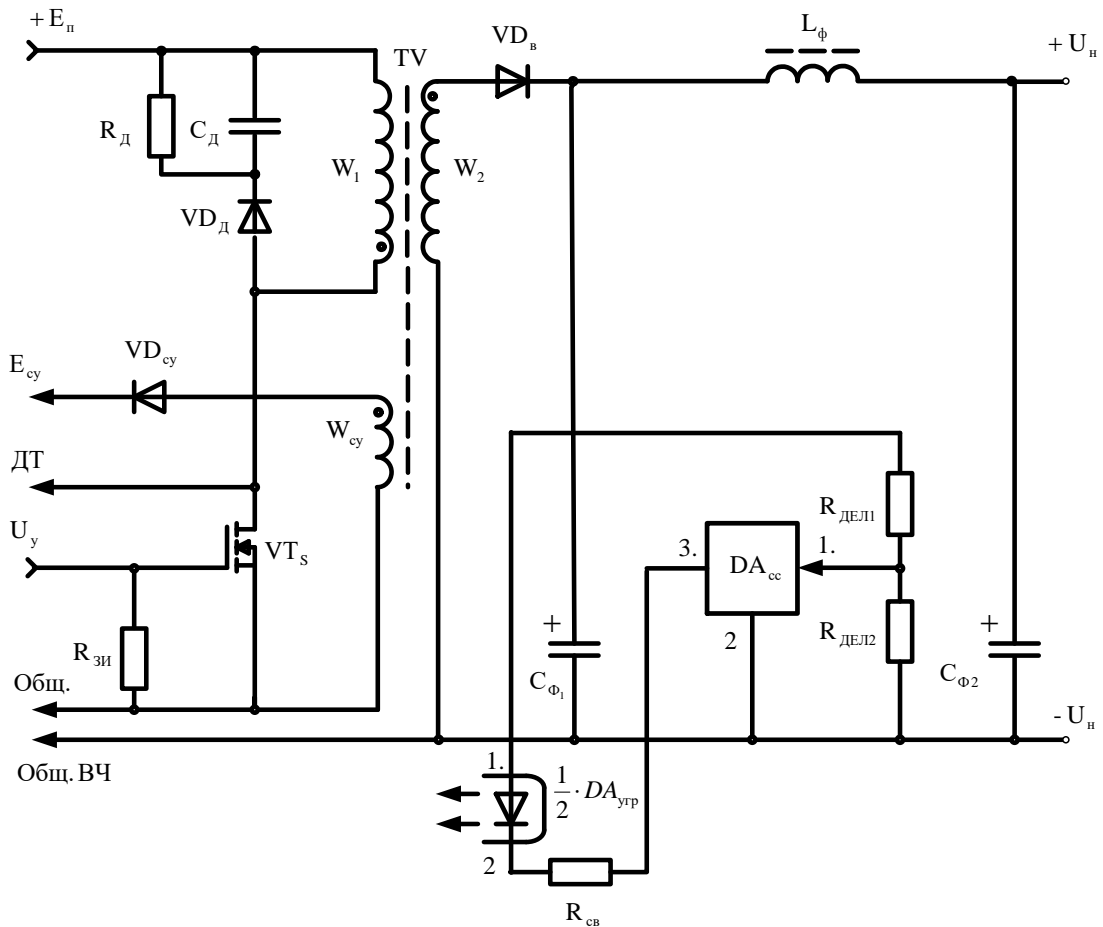


Рисунок 2.4. Схема силового каскаду перетворювача напруги імпульсного джерела живлення.

Режим роботи силового каскаду за завданням - режим переривчастих струмів, характеризується наявністю нульового значення струму в індуктивності  $L_{\mu}$  на певних інтервалах часу функціонування перетворювача, що показано на тимчасових діаграмах рисунку 2.5.

Як видно з тимчасових діаграм  $i_{\text{в}}$ , на рисунку 2.5, в режимі переривчастих струмів розряд індуктивності  $L_2$  вторинної обмотки  $W_2$  трансформатора TV відбувається за час:

$$t_{\text{розр}} \langle T - t_{\text{н}} \quad (2.4)$$

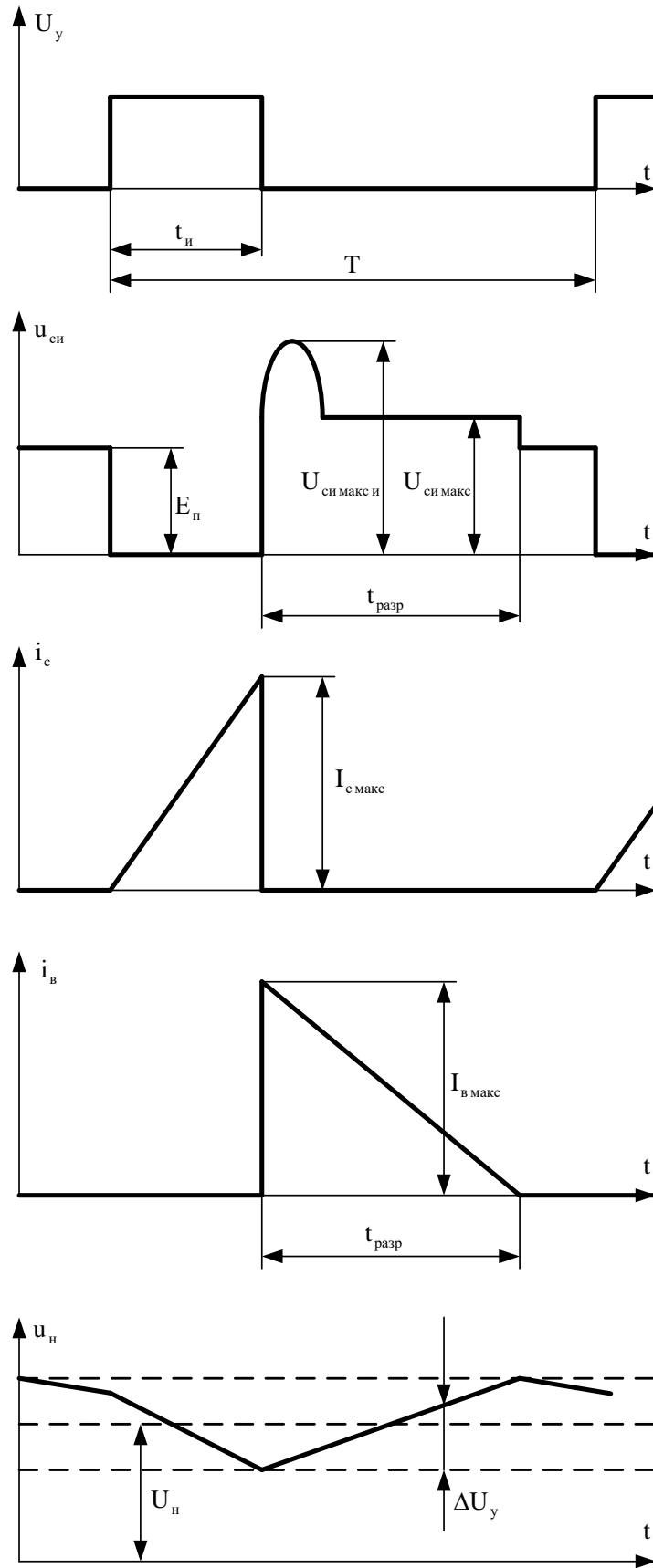


Рисунок 2.5. Часові діаграми роботи силового каскаду.

На інтервалі часу  $t_{nc} = T - t_i - t_{розр}$  струм обмотки  $W_2$  дорівнює нулю. Це визначає сутність терміна "переривчастий" струм, що означає переривання струму індуктивності намагнічування  $L_\mu$  трансформатора TV протягом певних періодів часу роботи  $T$  силового каскаду, тобто наявність струму вторинної обмотки трансформатора, а отже, і діода  $VD_B$ , дорівнює нулю.[18]

У режимі переривчатих струмів для етапу часу накопичення струму в індуктивності  $L_1$  первинної обмотки  $W_1$  справедлива схема предсталена на рисунку 2.6.

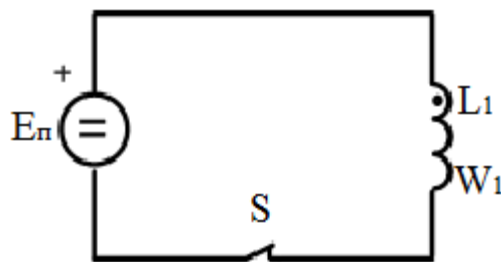


Рисунок 2.6. Схема силового каскаду на етапі накоплення струму в індуктивності.

Функція змінення струму, протікаючого через індуктивність  $L_1$ :

$$i_c(t) = \frac{E_n \cdot t}{L} \quad (2.5)$$

Процеси розряду індуктивності  $L_2$  знаходяться схемою зображеній на рисунку 2.7.

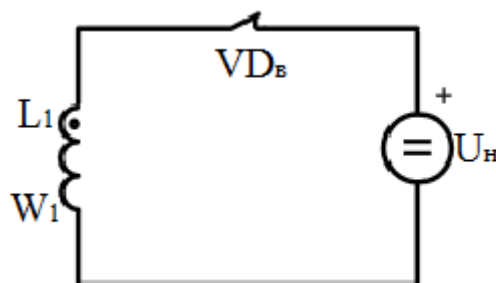


Рисунок 2.7. Схема силового каскаду на етапі розряду індуктивності в навантаженні.

Умови виконання режиму переривчастих струмів має наступний вигляд:

$$t_{\text{п}} = T - t_{\text{н}} > \frac{L_2 \cdot I_{\text{вмакс}}}{U_{\text{п}}} \quad (2.6)$$

Істотною відмінністю режиму переривчатих струмів є принципова відсутність в силовому каскаді комутаційних імпульсів струму  $I_{\text{смакс}}$  і  $I_{\text{вмакс}}$ . Це визначає збільшення надійності роботи джерела живлення і підвищення ККД і дозволяє застосовувати більш високі частоти перетворення  $f_{\text{пр}}$  в порівнянні з режимом роботи силового каскаду в режимі непереривчатих струмів, однак, вимагає збільшення ємності конденсаторів  $C_{\text{Ф1}}$  і  $C_{\text{Ф2}}$ .

Розглянемо роботу демпфуючого ланцюга зображеного на схемі рисунку 2.2. Він складається з резистора  $R_{\text{д}}$ , конденсатора  $C_{\text{д}}$  і діода  $VD_{\text{д}}$ , які показані на схемі рисунок 2.4. Необхідність введення цього ланцюга обумовлена наступними характерними процесами роботи силового каскаду.

Трансформатор  $TV$  володіє індуктивністю розсіювання  $L_{\text{с}}$  обмоток. Перед вимиканням транзистора  $VT_{\text{с}}$  (в кінці інтервалу часу  $t_{\text{н}}$ ) струм його стоку дорівнював  $I_{\text{смакс}}$ . Цей же струм протікав і через індуктивність  $L_{\text{с}}$ . Спрощена еквівалентна схема інтервалу часу замикання  $VT_{\text{с}}$ , тобто розмикання ключа  $S$  наведена на рисунку 2.8.

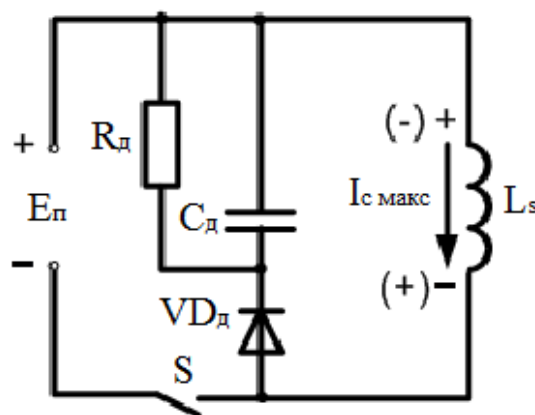


Рисунок 2.8. Еквівалентна схема силового каскаду на етапі демпфування імпульсу напруги стік-витік.

Тут полярність напруги на індуктивності  $L_S$ , зазначена без дужок і відповідна показаному напрямку зростаючого струму стоку, відповідає відкритому (попередньому) стану ключа S (транзистора  $VT_S$ ). Після розмикання ключа S збільшення струму стоку припиняється і відповідно до закону самоіндукції полярність напруги на індуктивності  $L_S$  змінюється на зворотню, що показано на схемі рисунку 2.8 знаками в дужках. Якщо в схемі відсутній демпфуючий ланцюг, то в момент часу замикання транзистора, на ключі утворюється імпульс напруги, амплітуда якого в ідеальному випадку буде дорівнює нескінченності.

Після зміни полярності напруги на індуктивності  $L_S$  відкривається діод  $VD_D$  і накопичена в ній енергія поглинається конденсатором  $C_D$ , забезпечуючи зниження амплітуди імпульсу напруги  $U_{CH\text{ макс }и}$  на переході стік-витік транзистора  $VT_S$ . Залежно від величини ємності і напруги  $U_{D0}$ , яка існувала на конденсаторі  $C_D$  до моменту часу розмикання ключа S, амплітуда імпульсу буде різною. Очевидно, що чим більше ємність  $C_D$  і менше напруга, тим менше буде амплітуда імпульсу напруги. З точки зору підвищення надійності роботи перетворювача потрібне зниження амплітуди цього імпульсу, однак, це вимагає певних енергетичних витрат, що знижує ККД імпульсного джерела живлення.[12]

Після закінчення процесу розряду індуктивності  $L_S$  діод  $VD_D$  закривається, так як напруга на обмотці стає рівною. Після цього напруга стік-витік  $VT_S$  приймає значення:

$$U_{\text{симакс}} = E_n + U_n \quad (2.7)$$

Так як в подальшому напруга на конденсаторі  $C_D$  менше, ніж на обмотці  $W_1$ , то він розряджається на резистор  $R_D$ . Для найбільш ефективної роботи демпфуючого ланцюга величина опору  $R_D$  повинна бути такою, щоб до



кінця інтервалу часу  $t_{\text{п}} = T - t_{\text{и}}$  забезпечувався розряд конденсатора  $C_{\text{д}}$  до напруги  $U_{\text{н}^*}$ .

## 2.5 Робота магнітопроводу силового трансформатора

Трансформатор силового каскаду є специфічним індуктивним елементом, характерні особливості роботи якого визначаються обраним типом імпульсного перетворювача - перетворювача напруги.

З точки зору трансформації напруг і струмів з первинної  $W_1$  обмотки у вторинну  $W_2$  трансформатор TV схеми рисунок 2.9 представляється класичним трансформатором, до якого можна застосувати розглянуті в курсі ТОЕ формули приведення.

У класичному трансформаторі струму або напруги, включаючи імпульсний, індуктивність намагнічування  $L_{\mu}$  є паразитно. і для підвищення енергетичної ефективності трансформатора вона повинна бути максимальною, тому що при цьому зменшується даремний струм холостого ходу.

Магнітопровід трансформатора силового каскаду перетворювача напруги працює в режимі однополярного намагнічування, як і імпульсний трансформатор. Одночасно з цим, індуктивність його намагнічування повинна бути не максимально можливою, а мати строго певну величину. Це обумовлено тим, що на етапі включеного стану транзистора  $VT_S$  амплітуда імпульсу струму стоку  $I_{\text{с макс}}$  визначає процеси перенесення енергії з первинного джерела  $E_n$  в навантаження і визначає рівень напруги  $U_{\text{н}}$ .

Як впливає з часових діаграм рисунка 2.5 і наведених рівнянь, для необхідного функціонування силового каскаду перетворювача напруги всі зміни струмів обмоток  $W_1$  і  $W_2$  трансформатора повинні мати лінійний характер, що забезпечується при  $L_1 = \text{const}$  і  $L_2 = \text{const}$ . У загальному вигляді індуктивність кожної із обмоток трансформатора може бути виражена узагальненою функцією.

$$L = k \cdot \mu \cdot W^2 \quad (2.8)$$

де  $k$  - коефіцієнт, визначається геометричними розмірами сердечника магнітопроводу;  $\mu = \frac{\Delta B}{\Delta H}$  - магнітна проникність матеріалу сердечника, геометрична інтерпретація величини якої показана на графіку на рисунку 2.9.

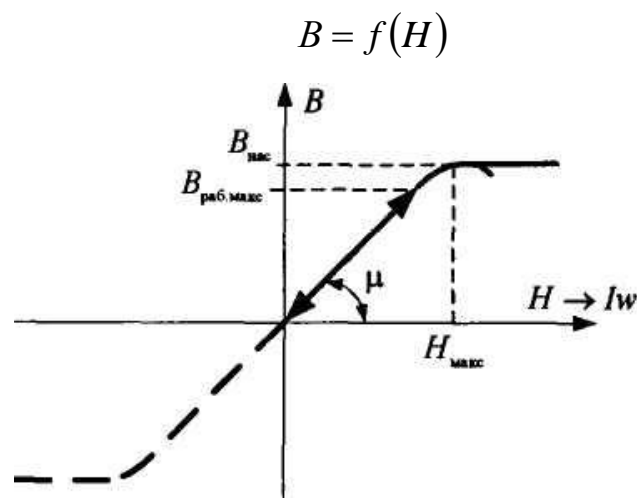


Рисунок 2.9. Графік кривої намагнічування магнітопроводу.

.При зміні струму, що протікає через індуктивність, робоча точка переміщається по кривій намагнічування, рисунок 2.9, в напрямках, показаних стрілками. Так як трансформатор TV працює в режимі однополярного намагнічування, то робочою областю функції  $B = f(H)$  є перший квадрант графіка рисунку 2.9. Для виконання умови незмінності індуктивності  $L$  необхідно, щоб робоча точка при зміні магнітного поля  $H$ , яке відповідає підмагнічуючим ампервиткам  $I_w$ , не виходила б за межі лінійної ділянки функції. Це відповідає показаній на графіку величині індукції  $B = B_{\text{робмакс}}$ . Тільки в цьому випадку забезпечується рівність  $\mu = \text{const}$ . Одночасно з цим графік рисунку 2.9 показує, якщо ампервитки  $I_w = H_{\text{макс}}$ , то діюча індукція буде

дорівнює  $B_{\text{нас}}$  (індукції насичення сердечника), обумовлюючи значення  $\mu = 0$ , а це, відповідно визначає значення  $L_1 = L_2 = 0$ . [14]

Викладене визначає необхідність застосування в трансформаторі силового каскаду перетворювача напруги спеціальних магнітопроводів і вибору певних режимів роботи, які суттєво відрізняються від традиційних, використовуваних при проектуванні класичних трансформаторів струму або напруги. По суті процесів трансформатор силового каскаду перетворювача напруги є багатообмотковим зглажуючим дроселем. Тому в таких трансформаторах використовуються сердечники з повітряним зазором або спеціальні магнітодіелектрики з малою магнітною проникністю:  $\mu = 60 \dots 250$ .

## 2.6 Робота схеми порівняння

Як видно зі схеми рисунку 2.4, напруга вторинної обмотки, випрямлена діодом  $VD_{\text{в}}$  через згладжуючий фільтр  $C_{\text{ф1}}, L_{\text{ф}}, C_{\text{ф2}}$  надходить в навантаження  $U_{\text{н}}$ . Одночасно з цим напруга з конденсатора  $C_{\text{ф1}}$  надходить на вхід аналогової схеми порівняння  $DA_{\text{сс}}$ . Функціонально вона являє собою операційний підсилювач, на один з входів якого надходить опорна напруга, а на інший напруга з виходу дільника напруги  $R_{\text{дел1}}, R_{\text{дел2}}$ . До виходу  $DA_{\text{сс}}$  підключений світлодіод першої частини оптоелектронної пари "світлодіод-фототранзистор" мікросхеми  $DA_{\text{ург}}$  пристрою гальванічної розв'язки. Робота схеми порівняння з оптоелектронною парою полягає в тому, що при зміні вихідної напруги імпульсного джерела живлення змінюється яскравість світіння світлодіода, що призводить до зміни світлового потоку, переданого на наступні функціональні вузли джерела живлення.

При відсутності вихідної напруги  $U_{\text{н}}$  в момент початкового пуску імпульсного джерела живлення яскравість світіння світлодіода дорівнює нулю, а при подальшому збільшенні  $U_{\text{н}}$  яскравість світіння збільшується. Аналогічні зміни яскравості світіння відбуваються і при подальших змінах  $U_{\text{н}}$  при впливі

різних дестабілізуючих факторів: зміні напруги мережі  $E_m$ , струму навантаження  $I_n$ , температури навколишнього середовища та ін. Стрілками показано напрямки світлового потоку світлодіода.

Таким чином, при всіх змінах вихідної напруги джерела живлення змінюється рівень сигналу зворотного зв'язку (в даному випадку світлового потоку), що передається в схему управління силовим транзистором  $VT_S$ . Відповідно до цього відповідним чином змінюються тимчасові параметри імпульсів  $t_i, t_n$  або  $T$ , ніж реалізується властивість стабілізації напруги  $U_n$ . [8]

У схемі силового каскаду рисунку 2.4, крім розглянутих елементів, є обмотка  $W_{СК}$ , яка служить для забезпечення постійною напругою через діод  $VD_{СК}$  мікросхеми схеми управління в сталому режимі роботи джерела живлення. Далі розглянемо функціональну взаємодію елементів силового каскаду зі схемою управління силовим транзистором.

## 2.7 Схема керування силовим транзистором

Схема управління силовим транзистором із застосуванням спеціалізованої ІМС, наведена на рисунку 2.10. Схема містить наступні елементи із зазначенням їх відповідного функціонального призначення спеціалізованої ІМС  $DA_{cy}$  типу КР1033ЕУ15А (контакт 7 ІМС) здійснюється від стабілітрона  $DA_{CT}$ . Існує два режими електроживлення ІМС.

Перший режим використовується для початкового пуску імпульсного джерела живлення. При наявності напруги  $E_n$  струм через стабілітрон  $VD_{CT}$  задається резистором  $R_{CT1}$ . У сталому режимі струм в  $VD_{CT}$  через резистор  $R_{CT2}$  надходить від обмотки  $W_{cy}$  трансформатора  $TV$  схеми силового каскаду (див. схему рисунку 2.4, напруга  $E_{cy}$ ). Згладжування високочастотних і низькочастотних пульсацій напруги живлення  $DA_{cy}$  здійснюється конденсаторами  $C_{cy1}$  і  $C_{cy2}$ , перший з яких є керамічним, а другий -

електролітичним. Загальним для вхідних і вихідних сигналів, а також для живлення  $DA_{cy}$  є контакт  $5DA_{cy}$ .

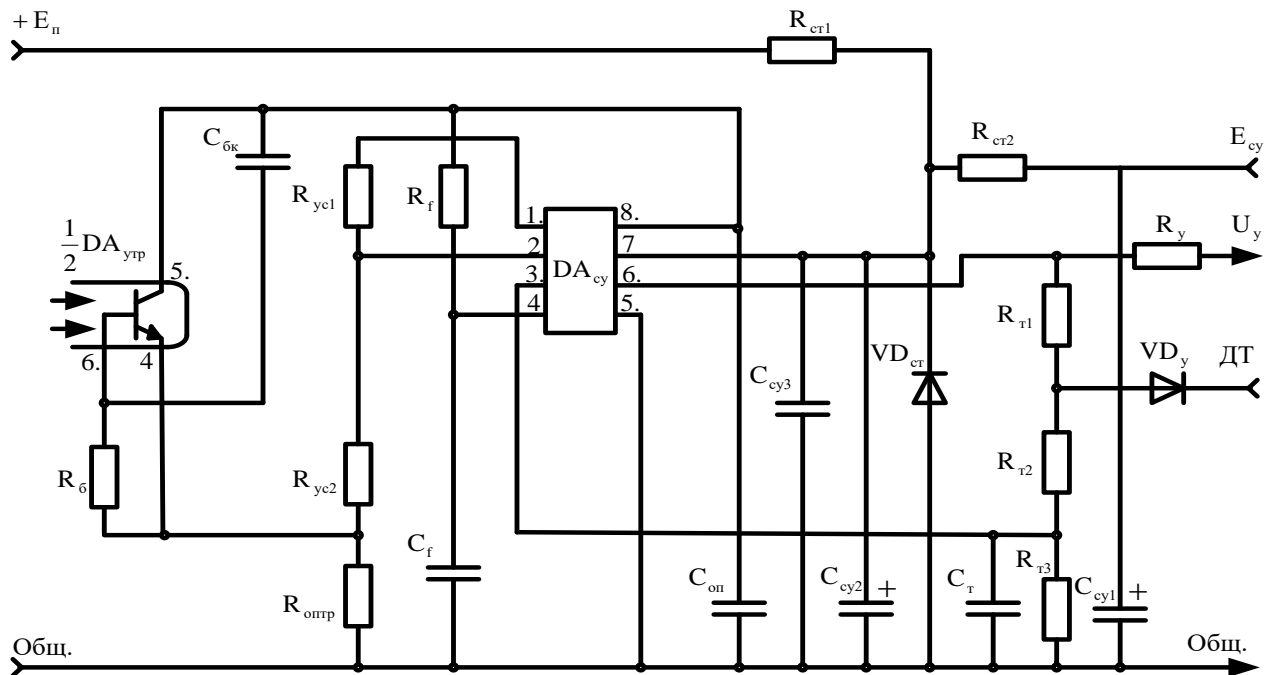


Рисунок 2.10. Схема керування силовим транзистором.

Виходом  $DA_{cy}$ , є контакт 6 ІМС, імпульсна напруга якого через резистор  $R_y$  надходить на затвор транзистора  $VT_S$  схеми рисунка 2.4 (сигнал  $U_y$ ).

Відмінною особливістю схеми перетворювача напруги є використання МДН-транзистора  $VD_S$  в якості датчика струму. Ця частина схеми управління (схема захисту) працює в такий спосіб. Коли на контакт 6  $DA_{cy}$  з'являється високий рівень напруги, транзистор  $VT_S$  відкритий. Падіння напруги на ньому визначається як добуток опору стік-витік у відкритому стані  $R_{сі\ відкр}$  і струму первинної обмотки  $W_1$  трансформатора. Напруга в точці з'єднання резисторів  $R_{T1}$  і  $R_{T2}$  дорівнює сумі падінь напруги на резисторі  $R_{сі\ відкр}$  і діоді  $VD_T$ . З виходу ділянки напруги  $R_{T2}, R_{T3}$  ця напруга надходить на контакт 3  $DA_{cy}$ , функціональне призначення якого полягає до контролю струму силового транзистора. Якщо прийняти, що падіння напруги на діоді при протіканні через нього різних струмів не змінюється, то можна вважати, що напруга на виводі 3

лінійно залежить від струму первинної обмотки  $W_1$  трансформатора. Якщо напруга на цьому висновку ІМС перевищить задане значення, то дія імпульсу  $t_i$  напруги  $U_y$  припиняється раніше, ніж це задається схемою управління, ніж реалізується захистом силового транзистора від перевищення струму стоку. Якщо при наступному включенні силового транзистора струм стоку знову перевищить задане значення, то процеси повторюються.[15]

Завдання необхідного порога спрацювання захисту від перевантаження виконується відповідним вибором опорів резисторів  $R_{T1}$ ,  $R_{T2}$  і  $R_{T3}$ . Конденсатор  $C_T$ , є інтегруючим і призначений для виключення помилкового спрацьовування схеми захисту від зовнішніх і внутрішніх високочастотних імпульсів перешкоди.

Відомо, що падіння напруги на діоді з р-п переходом залежить від температури, що відноситься і до діода  $VD_T$ . Зі збільшенням температури падіння напруги на ньому зменшується. Це знижує поріг спрацювання схеми захисту, так як в цьому випадку опір  $R_{ci}$  відч МДН-транзистора збільшується, що викликає збільшення напруга на контакті 3  $DA_{cy}$ . Таким чином, зменшення надійності роботи силового транзистора при підвищеній температурі компенсується зниженням порога спрацьовування схеми захисту.

У разі повного короткого замикання в навантаженні напруги на обмотках трансформатора TV різко зменшуються, в тому числі і на обмотці  $W_{ck}$  (схема рисунок 2.4). Це викликає зниження напруги на стабілітроні  $VD_{ct}$  і на виводі 7 живлення  $DA_{cy}$  нижче рівня її відключення. ІМС переходить в режим очікування роботи. Після цього напруга на стабілітроні почне збільшуватися за рахунок заряду конденсатора  $C_{cy2}$  від джерела живлення  $E_n$  через резистор. Відбувається повторне початкове включення джерела живлення, якщо замикання в навантаженні не знято, то процеси повторюються. Таким чином, при наявності значного перевантаження перетворювача відбувається періодичний пуск джерела живлення і живлення  $DA_{cy}$  для сталого режиму

роботи забезпечується напругою обмотки  $W_{\text{ск}}$ , трансформатора TV. Такий спосіб захисту від перевантаження дозволяє значно знизити потужність, що розсіюється силовим транзистором і випрямним діодом.

Для живлення внутрішніх і деяких зовнішніх елементів в  $DA_{\text{cy}}$  існує стабільне джерело опорної напруги  $U_{\text{оп}} = 5\text{В}$ , який виведений на контакт 8 ІМС. Фільтрація його від високочастотних перешкод здійснюється конденсатором  $C_{\text{оп}}$ . Встановлення частоти перетворення перетворювача напруги  $f_{\text{пр}} = \frac{1}{T}$  проводиться вибором параметрів послідовного ланцюга  $R_f, C_f$ , середня точка якого підключена до контакту  $4DA_{\text{cy}}$ . Живлення цього ланцюга здійснюється від стабільного джерела  $U_{\text{оп}}$ , що дозволяє поліпшити стійкість системи автоматичного регулювання (САР) і підвищити стабільність напруги  $U_{\text{н}}$ .

Між контактами 1 і  $2DA_{\text{cy}}$  включений резистор  $R_{\text{yc1}}$ , за допомогою якого можна змінювати коефіцієнт посилення САР, змінюючи тим самим динамічні і статичні характеристики імпульсного джерела живлення.

Друга половина оптопари  $DA_{\text{yгр}}$ , пристрою гальванічної розв'язки містить фототранзистор, опір якого змінюється при зміні яскравості світлового потоку, що надходить від світлодіода першої половини цієї оптопари (дивіться рисунок 2.4). Конденсатор  $C_{\text{бк}}$ , включений між базою і колектором фототранзистора, служить для виключення впливу високочастотних імпульсів перешкод на роботу схеми управління. Резистори  $R_{\text{yc1}}$  і  $R_{\text{yc2}}$  утворюють дільник напруги, вихідна напруга якого підключено до контакту  $2DA_{\text{cy}}$ . Цей контакт є входом схеми порівняння ІМС, яка керує роботою внутрішньої схеми, що здійснює перетворення аналогового сигналу в імпульсну послідовність  $U_{\text{y}}$ . Живлення фототранзистора оптопари  $DA_{\text{cy}}$  здійснюється від джерела напруги  $U_{\text{оп}}$  через резистор  $R_{\text{оптр}}$ . [3]

## 2.8 Висновки за розділом

У розділі представлені структурна та функціональна схеми імпульсного джерела живлення, що розробляється, а також обрано основні елементи для реалізації найбільш відповідальних вузлів пристрою, а саме випрямляча і фільтру. Запропонована схемотехнічна реалізація фільтра високої частоти.

Значну увагу при розробці приділено вибору трансформатора, тому що трансформатор силового каскаду є специфічним індуктивним елементом, характерні особливості роботи якого суттєвим чином впливає на роботу імпульсного перетворювача. Показано, що в пристрої, яке розробляється, доцільно використання трансформатора, сердечник якого має повітряний зазор. Для керування силовим транзистором при виконанні функції стабілізації вихідної напруги обрано мікросхема типу КР1033ЕУ15А.



## РОЗДІЛ 3

### РОЗРАХУНОК ІМПУЛЬСНОГО ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ

#### 3.1 Вихідні дані:

- 1) Максимальна напруга мережі змінної напруги (чинне значення):  
 $E_{c \text{ макс}} = 410 \text{ В.}$
- 2) Мінімальна напруга мережі змінної напруги (чинне значення):  
 $E_{c \text{ мін}} = 375 \text{ В.}$
- 3) Вихідна напруга імпульсного джерела живлення:  $U_H = 48 \text{ В.}$
- 4) Максимальний вихідний струм навантаження імпульсного джерела живлення:  $I_{\text{нмакс}} = 0,5 \text{ А;}$  максимальна вихідна потужність:  $P_H = 24 \text{ Вт.}$
- 5) Пульсації напруги на конденсаторі  $C_{\text{нч}}$  згладжуючого фільтру мережевого випрямляча:  $\Delta E_{\text{П}} = 52 \text{ В.}$
- 6) ККД джерела живлення не менше:  $\eta = 0,8.$
- 7) Режим роботи силового каскаду: с перевищенням струму.
- 8) Частота перетворення імпульсного перетворювача постійної напруги:  
 $f_{\text{пр}} = 42 \text{ кГц.}$
- 9) Максимальна температура навколишнього середовища:  $T_{\text{нс}} = 38 \text{ }^\circ\text{C.}$
- 10) Індуктивність розсіювання обмоток силового трансформатору:  $L_s = 2,4 \text{ мкГн.}$
- 11) Амплітуда збільшення імпульсу напруги силового транзистора перетворювача за рахунок індуктивності розсіювання обмоток силового трансформатору TV:  $\Delta U_{\text{си}} = 21 \text{ В.}$

### 3.2 Визначення максимального і мінімального значення постійної напруги живлення силового каскаду

Визначаємо максимальне  $E_{п макс}$  і мінімальне  $E_{п мин}$  значення постійної напруги живлення силового каскаду, В:

$$E_{п макс} = \sqrt{2} \cdot E_{с макс} \quad (3.1)$$

$$E_{п мин} = E_{с мин} - \Delta E_{п} - 2 \cdot U_{д}, \quad (3.2)$$

де  $U_{д}$  - падіння напруги на діоді мережевого випрямляча, де прийнято, що  $U_{д} = 1$ В.

$$E_{п макс} = 1,41 \cdot 410 = 579$$

$$E_{п мин} = 375 - 52 - 2 \cdot 1$$

### 3.3 Вибір типу діодів VDc1...VDc4 мережевого випрямляча

Максимальна зворотна напруга на діодах дорівнює максимальній випрямляючій напрузі, В:

$$U_{добр} = E_{п макс} \quad (3.3)$$

$$U_{добр} = 579 \text{ В}$$

Середній струм, який протікає через кожен з діодів, А:

$$I_{д ср} = \frac{P_{н}}{2 \cdot E_{п мин} \cdot \eta} = \frac{U_{п} \cdot I_{н макс}}{2 \cdot E_{п мин} \cdot \eta} \quad (3.4)$$

$$I_{д ср} = \frac{0,5 \cdot 48}{2 \cdot 321 \cdot 0,6} \text{ А}$$

Діоди вибираються таким чином, щоб для цих розрахункових значень

напруги та струмів виконувався коефіцієнт запасу  $K_3 = 0,7$ . Крім того, необхідно враховувати присутність в мережі можливості імпульсних низькочастотних та високочастотних перенапруг, саме тому для мережевих випрямлячів бажано, щоб допустимі напруги перевищували розрахункові в 2...3 рази.

Скористуємось довідниковими даними для деяких типів випрямляючих та імпульсних діодів. В нашому випадку підходять діоди типу КД220Г, у котрих максимально допустима зворотна напруга  $U_{зв\ макс} = 1000\text{ В}$ , а струм  $I_{ср\ макс} = 3\text{ А}$ .

### 3.4 Знаходження ємності згладжуючого конденсатора $C_{нч}$ мережевого випрямляча

Розрахуємо ємність згладжуючого конденсатора мережевого випрямляча конденсатора  $C_{нч, мкФ}$ :

$$C_{нч} = \frac{P_n}{4 \cdot E_{п\ мин} \cdot f \cdot \Delta E_{п*} \cdot \eta} \quad (3.5)$$

$$C_{нч} = \frac{24}{4 \cdot 321 \cdot 50 \cdot 52 \cdot 0,6} = 11,9\text{ мкФ}$$

Враховуючи, що зазвичай ємність електролітичних конденсаторів має технологічні відхилення 20%, з номінального ряду ємностей вибираємо  $C_{нч} = 15\text{ мкФ}$ .

Максимальна напруга на цьому конденсаторі, В:

$$U_{с\ нч\ макс} = E_{п\ макс} \quad (3.6)$$

$$U_{с\ нч\ макс} = 579\text{ В}$$

З номінального ряду напруг обираємо конденсатор с максимально допустимою напругою 800 В.

### 3.5 Знаходження максимальної скважності $\gamma_{\text{макс}}$ керуючих імпульсів $U_y$

Розраховуємо максимальну скважність  $\gamma_{\text{макс}}$  керуючих імпульсів  $U_y$ :

$$\gamma_{\text{макс}} = \frac{\Delta U_{\text{сн}}}{\Delta U_{\text{сн}} + E_{\text{п мін}} - U_{\text{сн відкр}}} \quad (3.7)$$

де  $\Delta U_{\text{сн}} = U_{\text{сн макс}} - E_{\text{п}}$ , зазвичай при попередньому розрахунку приймається, що  $\Delta U_{\text{сн}} = 50 \div 150$  В,  $U_{\text{сн відкр}} = 2$  В - падіння напруги на відкритому транзисторі  $VT_s$ .

Тоді знайдемо максимальну скважність:

$$\gamma_{\text{макс}} = \frac{75}{75 + 321 - 2} = 0,19$$

### 3.6 Розрахунок силового трансформатору TV

Максимальний струм первинної обмотки  $W_1$ , А:

$$I_{W1 \text{ макс}} = \frac{2,1 \cdot P_{\text{н}}}{E_{\text{п мін}} \cdot \gamma_{\text{макс}} \cdot \eta} \quad (3.8)$$

$$I_{W1 \text{ макс}} = \frac{2,1 \cdot 24}{321 \cdot 0,19 \cdot 0,6} \text{ А}$$

Дійсне значення струму обмотки  $W_1$ , А:

$$I_{w1} = I_{w1 \text{ макс}} \cdot \sqrt{\frac{\gamma_{\text{макс}}}{3}} \quad (3.9)$$

$$I_{w1} = 1,38 \cdot \sqrt{\frac{0,19}{3}} = 0,34 \text{ А}$$

Коефіцієнт трансформації силового трансформатора:

$$n = \frac{W_1}{W_2} = \frac{(U_{\text{п}} + U_{\text{д}}) \cdot (1 - \gamma_{\text{макс}})}{\gamma_{\text{макс}} \cdot (E_{\text{п мін}} - U_{\text{сн відк}})} \quad (3.10)$$

$$n = \frac{(48 + 1) \cdot (1 - 0,19)}{0,19 \cdot (321 - 2)} = 0,661$$

Дійсне значення струму вторинної обмотки  $W_2$ , і діода  $VD_B$ , А:

$$I_{w2} = \frac{I_{w1}}{n \cdot \sqrt{\frac{1 - \gamma_{\text{макс}}}{3}}} \quad (3.11)$$

$$I_{w2} = \frac{0,34}{0,661 \cdot \sqrt{\frac{1 - 0,19}{3}}} = 1,01 \text{ А}$$

Індуктивність первинної обмотки  $W_1$  трансформатора TV, мГн:

$$L_1 = \frac{\gamma_{\text{макс}} \cdot E_{\text{п мін}}}{I_{w1 \text{ макс}} \cdot f_{\text{пр}}} \quad (3.12)$$

Знайдемо індуктивність первинної обмотки:

$$L_1 = \frac{0,19 \cdot 321}{1,38 \cdot 42} = 1,03 \text{ мГн}$$

Знаходимо число витків первинної обмотки  $W_1$ . Вибираємо магнітопровід МП140 (К36x25x7,5). Для нього середня довжина силової лінії  $l_{cp} = 5,48$  см, площа поперечного перетину сердечника  $S_c = 0,684$  см<sup>2</sup>, магнітна проникність  $\mu = 140$ :

$$W_1 = 10^4 \cdot \sqrt{\frac{L_1 \cdot l_{cp}}{1,26 \cdot \mu \cdot S_c}} \quad (3.13)$$

$$W_1 = 10^4 \cdot \sqrt{\frac{1,03 \cdot 10^{-3} \cdot 5,48}{1,26 \cdot 140 \cdot 0,684}} = 68,63 \text{ витка}$$

Отриманий результат слід округлити до найближчого цілого та бажано парного числа, тому  $W_1 = 68$  витків.

Прирощення магнітної індукції в сердечнику магнітопроводу за час дії імпульсу струму первинної обмотки, Тл:

$$\Delta B = 10^4 \cdot \frac{E_{п \text{ мін}} \cdot \gamma_{\text{макс}}}{W_1 \cdot S_c \cdot f_{\text{пр}}} \quad (3.14)$$

$$\Delta B = 10^4 \cdot \frac{321 \cdot 0,19}{68 \cdot 0,684 \cdot 42 \cdot 10^3} = 0,309 \text{ Тл}$$

Індукція насичення матеріалу сердечника МП140 дорівнює  $B_{\text{нас}}$  Тл. Вона більше, ніж розрахований приріст  $\Delta B$ , тому можна зробити висновок про те, що типорозмір магнітопроводу обрано вірно. В іншому випадку нам потрібно було би вибирати магнітопровід з меншою магнітною проникністю і перераховувати число витків.

Знаходимо коефіцієнт трансформації обмотки  $W_{\text{ск}}$  живлення схеми керування відносно до обмотки  $W_1$ :

$$n_{\text{СК}} = \frac{W_{\text{СК}}}{W_1} = \frac{(U_{\text{СК}} + U_{\text{Д}}) \cdot (1 - \gamma_{\text{макс}})}{(E_{\text{П мін}} - U_{\text{СН відк}}) \cdot \gamma_{\text{макс}}} \quad (3.15)$$

де  $U_{\text{СК}} = 14$  В напруга живлення  $DA_{\text{СК}}$ .

$$n_{\text{СК}} = \frac{(14 + 1) \cdot (1 - 0,19)}{(321 - 2) \cdot 0,19} = 0,202$$

Визначаємо число витків обмоток трансформатору TV:

$$W_1 = n \cdot W_1 \quad (3.16)$$

$$W_1 = 0,661 \cdot 68 = 44,98 \text{ витків}$$

Обираємо  $W_2 = 46$  витків.

$$W_{\text{СК}} = n_{\text{СК}} \cdot W_1 \quad (3.17)$$

$$W_{\text{СК}} = 0,19 \cdot 68 = 13,77 \text{ витків}$$

Вибираємо  $W_{\text{СК}} = 14$  витків.

Визначаємо діаметр дротів обмоток і втрати потужності в обмотках трансформатора.

Для зменшення індуктивності розсіювання  $L_s$  необхідно рівномірний розподіл обмоток по поверхні тороїдального магнітопроводу і розташування їх одна над одною з мінімальною відстанню. Тобто товщина ізоляції між обмотками має бути мінімальною. В даному випадку обмотку  $W_1$  намотують першою і далі намотують обмотку  $W_2$ .

Діаметр дроту з ізоляцією визначаємо виходячи з умови розташування обмотки виток до витка по внутрішньому колу сердечника в один шар, мм:

$$d_{1 \text{ пр із}} = \frac{\pi \cdot d}{W_1} \quad (3.18)$$

де  $d$  - внутрішній діаметр вибраного сердечника магнітопроводу,

$$d_{1 \text{ пр із}} = \frac{3,14 \cdot 13}{68} = 0,6 \text{ мм}$$

Вибираємо дрід ПЕТВ-2-0,55. Його діаметр без ізоляції дорівнює  $d_{1 \text{ пр із}} = 0,55$  мм, перетин дроту  $S_{1 \text{ пр}} = 0,2376 \text{ мм}^2$ , а опір одного метру дроту дорівнює  $r_{1 \text{ пог}} = 0,0725 \text{ Ом/м}$ .

Визначаємо щільність струму в дроті обмотки  $W_1$ , А/мм<sup>2</sup>:

$$j_1 = \frac{I_{w1}}{S_{1 \text{ пр}}} \quad (3.19)$$

$$j_1 = \frac{0,34}{0,2376} = 1,4 \text{ А/мм}^2$$

що в досталь вдовольняє потрібним нормам:  $j_1 = 4 \text{ А/мм}^2$ .

Довжина дроту первинної обмотки, мм:

$$l_{1 \text{ пр}} = [2 \cdot h + 2 \cdot (D - d)] \cdot W_1 \quad (3.20)$$

$$l_{1 \text{ пр}} = [2 \cdot 7 + 2 \cdot (24 - 13)] \cdot 68 = 2448 \text{ мм}$$

тобто довжина дроту первинної обмотки  $l_{1 \text{ пр}} = 2,448 \text{ м}$ .

Втрати потужності в дроті обмотки  $W_1$ , Вт:

$$P_{1 \text{ пр}} = I_{w1}^2 \cdot l_{1 \text{ пр}} \cdot r_{1 \text{ пог}} \quad (3.21)$$

$$P_{1 \text{ пр}} = 0,34^2 \cdot 2,448 \cdot 0,0725 = 0,0215 \text{ Вт}$$



Втратами потужності можна знехтувати.

Діаметр дроту без ізоляції на вторинній обмотці, мм:

$$d_{2 \text{ пр}} = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{I_{W2}}{j_{\text{макс}}}} \quad (3.22)$$

$$d_{2 \text{ пр}} = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{1,01}{4}} = 0,568 \text{ мм}$$

Обираємо дріт ПЭТВ-0,62. Його діаметр без ізоляції дорівнює  $d_{1 \text{ пр}} = 0,62$  мм, поперечний перетин  $S_{2 \text{ пр}} = 0,3019$  мм<sup>2</sup>, а погонний опір  $r_{2 \text{ пог}} = 0,0571$  Ом/м.

З урахуванням присутності на сердечнику обмотки  $W_1$  і між обмотковою ізоляцією довжина дроту вторинної обмотки  $W_2$ :

$$l_{2 \text{ пр}} = [2 \cdot (h + 2) + 2 \cdot (D - d + 2)] \cdot W_2 \quad (3.23)$$

$$l_{2 \text{ пр}} = [2 \cdot (7 + 2) + 2 \cdot (24 - 13 + 2)] \cdot 42 = 1848 \text{ мм}$$

тобто довжина дроту вторинної обмотки  $l_{2 \text{ пр}} = 1,848$  м.

Втрати потужності в дротів вторинній обмотці, Вт

$$P_{2 \text{ пр}} = I_{W2}^2 \cdot l_{2 \text{ пр}} \cdot r_{2 \text{ пог}} \quad (3.24)$$

$$P_{2 \text{ пр}} = 1,01^2 \cdot 1,848 \cdot 0,0571 = 0,108 \text{ Вт}$$

Так як струм, що протікає по обмотці  $W_2$ , не перевищує 10...20 міліампер, тобто досить малий, то для неї обираємо дріт ПЭТВ-2-0,1 і розрахунок втрат

потужності не робимо.

На етапі розрахунку втрат потужності вважаються рівними втрати в дротах обмоток, тобто повні втрати потужності в трансформаторі рівні, Вт:

$$P_{TV} = 2 \cdot (P_{1\text{ пр}} + P_{2\text{ пр}}) \quad (3.25)$$

Втрати потужності в трансформаторі, Вт:

$$P_{TV} = 2 \cdot (0,0215 + 0,108) = 0,25 \text{ Вт}$$

Дійсне значення струму стоку транзистора рівне струму первинній обмотці  $W_1$ :  $I_{W1} = 0.34 \text{ А}$ . Максимум напруги стік-витік транзистора буде мати місце безпосередньо після його запирання, Вт:

$$U_{\text{сі макс}} = E_{\text{п макс}} + \frac{U_{\text{п}} + U_{\text{д}}}{n} + U_{LS} \quad (3.26)$$

де  $U_{LS}$  - напруга, визвана накопиченням струму в індуктивності розсіювання обмоток TV. На попередньому етапі розрахунку приймається:  $U_{LS} = 25 \text{ В}$ .

$$U_{\text{сі макс}} = 579 + \frac{48 + 1}{0,661} + 25 = 678 \text{ В}$$

На основі розрахунків обираємо транзистор 2П803А.

Статичні втрати потужності в транзисторі складають, Вт:

$$P_{\text{втр ст}} = R_{\text{сі відк}} \cdot I_{W1}^2 \cdot [1 + 0.007 \cdot (T_{\text{п}} - T_{\text{окр}})] \quad (3.27)$$

де  $R_{\text{сі відк}}$  - опір транзистора  $VT_s$  у відкритому стані;

$T_{\Pi} = 120^{\circ}\text{C}$  - максимальна температура переходу транзистора;

$T_{\text{окр}} = 38^{\circ}\text{C}$  - максимальна температура навколишнього середовища,

задана в завданні.

Визначимо статичні втрати потужності в транзисторі, Вт:

$$P_{\text{втр ст}} = 4,5 \cdot 0,34^2 \cdot [1 + 0,007 \cdot (120 - 38)] = 0,858 \text{ Вт}$$

Оскільки розраховується перетворювач призначений для роботи в режимі ПС, то комутаційними втратами потужності, викликані наявністю імпульсу струму  $I_{\text{с макс}}$  можна знехтувати.

Втрати потужності при включенні транзистора  $VT_s$  залежать від часу спаду струму стоку ( $t_{\text{сп}}$ ), яке, в свою чергу, визначається тимчасовими і амплітудними параметрами сигналу  $U_y$ , формованого схемою управління. Практично для обраної елементної бази можна прийняти, що  $t_{\text{сп}} = 100 \div 200 \text{ нс}$ .

Орієнтовно втрати потужності при включенні транзистора  $VT_s$  визначаються, Вт:

$$P_{\text{тр викл}} = \frac{I_{w1 \text{ макс}} \cdot U_{\text{сі макс}} \cdot t_{\text{сп}} \cdot f_{\text{пр}}}{2} \quad (3.28)$$

$$P_{\text{тр викл}} = \frac{1,38 \cdot 678 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} \cdot 42 \cdot 10^3}{2} = 1,97 \text{ Вт}$$

Сумарна потужність, що розсіюється транзистором  $VT_s$ , Вт:

$$P_{\text{тр}\Sigma} = P_{\text{тр ст}} + P_{\text{тр викл}} \quad (3.29)$$

$$P_{\text{тр}\Sigma} = 0,858 + 1,97 = 2,837 \text{ Вт}$$

### 3.7 Вибір випрямляючого діода $VD_B$

Дійсне значення струму діода дорівнює струму вторинній обмотці  $I_{w2} = 1.01$  А.

Зворотна напруга на діоді, В:

$$U_{дзв} = U_{п} + U_{сі\ макс} \cdot n \quad (3.30)$$

$$U_{дзв} = 48 + 678 \cdot 0,661 = 497,1 \text{ В}$$

Критерії вибору діода ті ж самі, як і для транзистора. Оскільки через діод протікає значний струм, то його слід вибрати з більшим запасом. Це дозволить зменшити розміри тепловідводу. Керуючись цим, вибираємо діодну збірку КД636ВС, котра являє собою два діоди Шоттки з загальним катодом. Вона має: зворотню напругу  $U_{дзв} = 600$  В та максимальний прямий струм -  $I_{д\ макс} = 6$  А. Час відновлення зворотного опору -  $t_{відн} = 500$  нс. Падіння напруги на цій діодній збірці дорівнює:  $U_{дпр} = 1,2$  В.

Статичні втрати потужності на діоді  $VD_B$ :

$$P_{д\ стат} = U_{дпр} \cdot I_{w2} \quad (3.31)$$

$$P_{д\ стат} = 1,2 \cdot 1,01 = 1,213 \text{ Вт}$$

Оскільки перетворювач працює в режимі ПС, то комутаційними втратами потужності, обумовлених наявністю імпульсів струму  $I_{добр}$  в режимі НС, можна знехтувати.

Знайдемо параметри елементів схеми керування.

Розрахуємо опір резистора запуску імпульсного джерела живлення -  $R_{ст1}$ .

Через цей опір протікає струм заряду конденсатора  $C_{ск1}, C_{ск1}, C_{ск1}$  і струм запуску ІМС  $DA_{ск}$ , дорівнює 0,5 мА. Напруга запуску ІМС складає 16В. Припустимо, що сумарний струм, який потребується, для запуску  $I_{зап}$  дорівнює

подвійному струму запуску 1,0мА, тоді схема буде надійно запускатись, якщо опір резистора  $R_{ст1}$ , кОм:

$$R_{ст1} = \frac{E_{п\ мин} - U_{зап}}{I_{зап}} \quad (3.32)$$

$$R_{ст1} = \frac{321 - 16}{10^{-3}}$$

Найближчий зі стандартного ряду є опір номіналом 160кОм. Отже,  $R_{ст1} = 330$  кОм.

Потужність, яка розсіюється цим опором, складає:

$$P_{R_{ст1}} = \frac{(E_{п\ макс} - U_{ск})^2}{R_{ст}} \quad (3.33)$$

$$P_{R_{ст1}} = \frac{(579 - 14)^2}{305 \cdot 10^3} = 1,049 \text{ Вт}$$

### 3.8 Визначення параметрів елементів схем керування

Визначаємо параметри елементів ланцюга захисту силового транзистора  $VT_s$  від перевантаження по струму.

При визначенні параметрів елементів ланцюга захисту по струму доцільніше керуватися типовим значенням опору, яке, як правило, лежить в межах  $0,5 \div 0,8$  від максимального. Напруга на контакті 3 ІМС -  $U_{3\ ІМС}$ , дорівнює падінню напруги на опорі резистора  $R_{Т3}$ , при якому починається обмеження тривалості імпульсу  $U_y$ , складає 1В. Виходячи з того, що амплітуда імпульсу струму, що протікає через резистор  $R_{Т3}$ , повинна знаходитися в межах  $0,5 \div 1,0$  мА, вибираємо його опір рівним 1,2кОм. Вважаючи пряме падіння напруга на діоді  $VD_t$ , рівним 0,6В.

Знайдемо опір резистора  $R_{Т2}$ :

$$R_{T2} = \frac{(0,75 \cdot R_{ci \text{ откр}} \cdot I_{c \text{ макс}} + U_{дт пр} - U_{з \text{ ІМС}}) \cdot R_{T3}}{U_{з \text{ ІМС}}} \quad (3.34)$$

$$R_{T2} = \frac{(0,75 \cdot 4,5 \cdot 1,38 + 0,6 - 1) \cdot 1,2 \cdot 10^3}{1} = 5,144 \text{ кОм}$$

З номінального ряду опорів обираємо:  $R_{T2} = 6,2 \text{ кОм}$ .

Менше значення опору  $R_{T2}$  розрахуємо виходячи з того, що протікаючий через нього струм  $I_{T1 \text{ макс}}$  не повинен перевищувати 10мА при номінальній напрузі живлення схеми керування та при мінімальному падінні напруги на силовому транзисторі  $VT_s$  і діоді  $VD_t$ . Максимальний опір резистора  $R_{T1}$  обираємо таким, щоб при напрузі на контакті 7 ІМС, близьким до напруги її відключення  $U_{\text{викл}} = 10 \text{ В}$  та при максимальній напрузі на відкритому транзисторі  $VT_s$ , діод  $VD_t$  був відкритий.

Отже:

$$\frac{U_{\text{ск}}}{I_{T3 \text{ макс}}} \leq R_{T1} \leq \frac{U_{\text{викл}} \cdot (R_{T2} + R_{T3})}{0,75 \cdot R_{\text{си відк}} \cdot I_{c \text{ макс}} + U_{дт пр}} - (R_{T2} + R_{T3}) \quad (3.35)$$

Підстановка числових значень дає:

$$\frac{14}{0,01} \leq R_{T1} \leq \frac{10 \cdot (6200 + 1200)}{0,75 \cdot 4,5 \cdot 1,38 + 0,6} - (6200 + 1200)$$

після розрахунків отримуємо:

$$(1400 \leq R_{T1} \leq 6597,3) \text{ Ом}$$

З отриманого діапазону та відомого номінального ряду опорів вибираємо резистор  $R_{T1} = 2,2 \text{ кОм}$ . Розрахуємо опір резистора  $R_y$  в колі керування імпульсів  $U_y$  (в колі затвора транзистора  $VT_s$ ). Якщо прийняти, що час

переключення силового транзистора дорівнює  $t_{сп}$ , то вихідний струм  $I_{MCDA_{ск}}$ , потрібний для перемикання  $VT_5$ , знаходиться:

$$I_3 = \frac{Q_3}{t_{сп}} \quad (3.36)$$

де  $Q_3$ - повний заряд ємності затвор-витік транзистора  $VT_5$ . Для сучасних транзисторів величина  $Q_3$  приводиться, зазвичай, в довідкових даних, приймаємо  $Q_3 = 60\text{нКл}$ .

Тоді струм, А:

$$I_3 = \frac{60 \cdot 10^{-9}}{100 \cdot 10^{-9}} = 0,6 \text{ А}$$

Тоді опір резистора  $R_y$  знаходиться:

$$R_y = \frac{U_y}{I_3} \quad (3.37)$$

$$R_y = \frac{14}{0,6} = 23,3 \text{ Ом}$$

Обираємо  $R_y = 22 \text{ Ом}$ .

Визначаємо параметри кола, визначаючий частоту перетворення силового каскаду  $f_{пр}$ .

Згідно технічній документації на ІМС типу КР1033ЕУ15А, якщо опір  $R_f = 20 \text{ кОм}$ , то для частоти, яка дорівнює  $f_{пр} = 18 \text{ кГц}$ , потрібно мати наступну ємність конденсатора  $C_f$ :

$$C_f = \frac{1.8}{R_f \cdot f_{пр}} \quad (3.38)$$

$$C_f = \frac{1,8}{20 \cdot 10^3 \cdot 42 \cdot 10^3} = 2,1 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}$$

Із номінального ряду ємностей конденсаторів обираємо  $C_f = 2200 \text{ нФ}$ .

Потужність, яка розсіюється ІМС  $DA_{\text{СК}}$ :

$$P_{\text{кер}} = P_3 = Q_3 \cdot U_{\text{СК}} \cdot f_{\text{пр}} \quad (3.39)$$

$$P_{\text{кер}} = 60 \cdot 10^{-9} \cdot 14 \cdot 42 \cdot 10^3 = 0,035 \text{ Вт}$$

Сумісні втрати потужності ІМС:

$$P_{\text{ІМС}} = U_{\text{СК}} \cdot I_{\text{ІМС}} \quad (3.40)$$

де  $I_{\text{ІМС}}$  - максимальний струм, який споживається ІМС в ввімкненому стані:

$$I_{\text{ІМС}} = 20 \text{ мА}$$

Тоді отримаємо, що:

$$P_{\text{ІМС}} = 14 \cdot 0,02 = 0,28 \text{ Вт}$$

Сумарні втрати потужності, Вт:

$$P_{\Sigma \text{ІМС}} = P_{\text{кер}} + P_{\text{ІМС}} \quad (3.41)$$

$$P_{\Sigma \text{ІМС}} = 0,035 + 0,28 = 0,315 \text{ Вт}$$

Ця величина менша, ніж нормативно допустима:  $P_{\Sigma \text{ІМС макс}} = 1 \text{ Вт}$ .



Визначаємо параметри кола зворотного зв'язку схеми порівняння по напрузі в схемі.

Внутрішня опорна напруга ІМС схеми порівняння, дорівнює  $U_{\text{оп сс}} = 2,5 \text{ В}$ . Воно формується за допомогою дільника напруги  $R_{\text{діл1}}, R_{\text{діл2}}$ . Якщо обрати струм через дільник  $I_{\text{діл}} = 10 \text{ мА}$ , то опір  $R_{\text{діл2}}$  знаходиться наступним чином:

$$R_{\text{діл2}} = \frac{U_{\text{оп сс}}}{I_{\text{діл сс}}} \quad (3.42)$$

$$R_{\text{діл2}} = \frac{2,5}{0,01} = 250 \text{ Ом}$$

У відповідності з наявними номінальними величинами опорів вибираємо:  
 $R_{\text{діл2}} = 240 \text{ Ом}$ .

Для точного налаштування рівня вихідної напруги  $U_{\text{н}}$  опір  $R_{\text{діл1}}$  повинен бути змінним або таким, що підбирається.

Середня величина цього опору визначається:

$$R_{\text{діл1}} = \frac{U_{\text{п}} - U_{\text{оп сс}}}{I_{\text{діл сс}}} - R_{\text{діл2}} \quad (3.43)$$

$$R_{\text{діл1}} = \frac{48 - 2,5}{0,01} - 240 = 4310 \text{ Ом}$$

Отже, якщо цей опір буде підбиратися або змінним, то є достатнім запасом можливо прийняти:  $R_{\text{діл1}} = 4,7 \text{ кОм}$ . Якщо він буде підбиратися, то діапазон опорів повинен бути в межах  $(3900 \div 4700) \text{ Ом}$ .

### 3.9 Визначення параметрів елементів демпфуючого кола силового каскаду

Відповідно до закону збереження енергії магнітного поля можна визначити, що  $E_{LS} = E_{C_d}$ , де  $E_{LS}$  - енергія, накопичена в індуктивності розсіювання обмоток силового трансформатора TV на етапі відкритого стану транзистора  $VT_s$ ,  $E_{C_d}$  - енергія, котру повинен “поглинути” демпфуючий конденсатор  $C_d$  після відключення  $VT_s$  при заданій амплітуді збільшення імпульсу напруги стік-витік:

$$\Delta U_{си} = (U_{си \text{ макс}} - U_{си \text{ мін}}) = 21 \text{ В} \quad (3.44)$$

Так як

$$L_s \cdot I_{с \text{ макс}}^2 = C_1 \cdot \Delta U_{C_d}^2 \quad (3.45)$$

де  $\Delta U_{C_d} = \Delta U_{си}$ , то ємність демпфуючого конденсатора визначається

$$C_d = \frac{L_s \cdot I_{с \text{ макс}}^2}{\Delta U_{C_d}^2} \quad (3.46)$$

$$C_d = \frac{2,4 \cdot 1,38^2}{21^2} = 0,01049 \text{ мкФ}$$

Обираємо ємність  $C_d = 1500 \text{ нФ}$ .

Опір демпфуючого резистора  $R_d$  знайдемо виходячи з того, що напруга на конденсаторі  $C_d$  зменшується на величину  $\Delta U_{C_d}$  за період  $T = \frac{1}{f_{пр}}$ , щоб до наступного моменту часу вимкнення транзистора конденсатор зміг “поглинути” наступний імпульс струму, накопичений в індуктивності розсіювання. Закон змінення напруги на  $C_d$  має вигляд:

$$U_{C_{д\text{ макс}}}(t) = U_{C_{д\text{ макс}}} \cdot \exp \frac{t}{R_{д} \cdot C_{д} \cdot f_{\text{пр}}} \quad (3.47)$$

Звідти величина максимального опору демпфуючого кола визначається виразом

$$R_{д} = \frac{-1}{f_{\text{пр}} \cdot C_{д} \cdot \ln \frac{U_{C_{д\text{ макс}}} - \Delta U_{C_{д}}}{U_{C_{д\text{ макс}}}}} \quad (3.48)$$

$$R_{д} = \frac{-1}{42 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^{-9} \cdot \ln \frac{101-21}{101}} = 68,09 \text{ кОм}$$

Для забезпечення повного розряду демпфуючого конденсатора  $C_{д}$  у всіх режимах роботи перетворювача величину опору резистора  $R_{д}$  обираємо в два рази менше розрахункового, тобто  $R_{д} = 34,04 \text{ Ом}$ . Напруга на резисторі  $R_{д}$  демпфуючого кола:

$$U_{R_{д}} = \frac{U_{п} + U_{д\text{ пр}}}{n} \quad (3.49)$$

$$U_{R_{д}} = \frac{48 + 1}{0,661} = 74 \text{ В}$$

Потужність, яка розсіюється резистором  $R_{д}$ :

$$P_{R_{д}} = \frac{U_{R_{д}}^2}{R_{д}} \quad (3.50)$$

$$P_{R_{д}} = \frac{74^2}{34,04 \cdot 10^3} = 0,16 \text{ Вт}$$

Відповідно до необхідного коефіцієнту запасу  $K_3$  обираємо резистор  $R_{д}$  потужністю 1 Вт.

Через включений діод  $VD_d$  демпфіруючого кола протікає імпульсний струм  $I_{c \text{ макс}}$ . Зворотна напруга дорівнює максимальному напрузі стік-витік  $U_{ci \text{ макс}}$ . Діод повинен володіти підвищеною швидкодією. Так як відносна тривалість імпульсу струму, що протікають через нього, мала, то можна вибрати діод з допустимим середнім струмом не більше 2 А і з максимальною зворотною напругою 800 В. Цим умовам задовольняє діод КД247Д.

### 3.10 Визначення ККД джерела вторинного живлення

Знайдемо ККД джерела електроживлення:

$$\eta = \frac{P_{\Pi}}{P_{\text{H}} + P_{TV} + P_{VT} + P_{\text{д стат}} + P_{R \text{ ст}} + P_{\Sigma \text{ ІМС}}} \quad (3.51)$$

$$\eta = \frac{24}{24 + 0,258 + 2,83 + 1,21 + 1,04 + 0,31} = 0,808$$

Досить точне визначення пульсацій вихідної напруги  $\Delta U_{\text{H}}$  є складним процесом і вимагає використання деяких параметрів згладжують конденсаторів  $C_{\phi 1}$  і  $C_{\phi 2}$ , які не обумовлюються довідковими даними або іншою нормативною документацією. Найбільш значною мірою це відноситься до режиму ПС, який прийнятий для розрахування імпульсного перетворювача.

Тому визначення ємності цих конденсаторів може бути зроблено з міркувань: наближені пульсації напруги на виході силового каскаду перетворювача визначаються як:

$$\Delta U_{\Pi} = \frac{U_{\text{макс}} \cdot I_{\Pi \text{ макс}}}{f_{\text{пр}} \cdot C_{\phi}} \quad (3.52)$$

Вихідний фільтр силового каскаду складається з двох електролітичних

конденсаторів  $C_{\phi 1}$  і  $C_{\phi 2}$ , між якими включений дросель  $L_{\phi}$ . Сучасні електролітичні конденсатори мають внутрішній еквівалентний опір  $R_{\text{ЕРС}}$  втрат, яке не дозволяє отримувати досить малі величини напруги  $\Delta U_{\text{н}}$ . Для виключення негативного впливу ЕРС в схему вихідного фільтра, що згладжує ОПНО практично завжди вводяться індуктивні елементи. Величина індуктивності  $L_{\phi}$ , зазвичай, невелика і складає декілька десятків мікрогенрі. Формула для визначення  $\Delta U_{\text{н}}$  справедливо для випадку, коли  $R_{\text{ЕРС}} = 0$ . Тоді приведена ємність  $C_{\phi}$  може бути представлена як сума ємностей конденсаторів  $C_{\phi 1}$  і  $C_{\phi 2}$ . Для виключення негативного впливу ЕРС в схему введений дросель  $L_{\phi}$ . Тому найбільш доцільним є визначення деякої умовної ємності згладжуючих конденсаторів. Ця умовна ємність повинна бути використана в якості конденсаторів  $C_{\phi 1}$  і  $C_{\phi 2}$ . Тоді для заданої норми  $\Delta U_{\text{н макс}}$  пульсацій вихідної напруги імпульсного джерела живлення ємності конденсаторів  $C_{\phi 1}$  і  $C_{\phi 2}$  знаходяться:

$$C_{\phi 1} = C_{\phi 2} = \frac{K_{\text{ЕРС}} \cdot \gamma_{\text{макс}} \cdot I_{\text{н макс}}}{\Delta U_{\text{н макс}} \cdot f_{\text{пр}}} \quad (3.53)$$

де  $\Delta U_{\text{н макс}} = 0,05 \text{ В}$

$$C_{\phi 1} = C_{\phi 2} = \frac{5 \cdot 0,19 \cdot 3}{0,05 \cdot 42 \cdot 10^3} = 0,00134 \text{ Ф}$$

Виходячи з міркувань відповідного запасу по ємності ( $\pm 20\%$ ) вибираємо конденсатори  $C_{\phi 1} = C_{\phi 2} = 1800 \text{ мкФ}$ .

### 3.11 Висновки за розділом

В розділі проведено розрахунки параметрів і режимів роботи елементів і вузлів імпульсного джерела живлення, що розробляється. В результаті проведених розрахунків обрано і визначено параметри найбільш важливих для функціонування схеми елементів, а саме: діодів, конденсатора мережевого випрямляча, що згладжує, силового трансформатора та елементів демпфуючого кола силового каскаду.

Результат розрахунку коефіцієнта корисної дії всього пристрою показав, що його величина дорівнює 80,8%. В зв'язку з цим можна вважати пристрій працездатним і таким, що його можна ефективно використовувати для живлення систем освітлення промислового призначення.

## РОЗДІЛ 4

### ОХОРОНА ПРАЦІ

Охорона праці - система законодавчих актів, соціально-економічних, організаційних, технічних, гігієнічних, лікувально профілактичних заходів, що забезпечують безпеку, здоров'я і працездатність людини в процесі праці [23].

Найважливіший соціальний ефект від реалізації заходів з охорони праці - це збереження життя і здоров'я працюючих, скорочення кількості нещасних випадків і захворювань на виробництві.

Мета розділу - дати загальні наукові основи безпечних методів роботи, забезпечення нормальних умов для високопродуктивної праці співробітників, які запобігають виробничий травматизм, профзахворювання, аварії, пожежі та ін. У виробничих приміщеннях і на робочих місцях при виготовленні і дослідженні транзисторів.

#### 4.1 Правові основи охорони праці

На підприємстві з кількістю працюючих 50 і більше осіб роботодавець створює службу охорони праці відповідно до типового положення, що затверджується державним органом виконавчої влади з нагляду за охороною праці. На підприємстві з кількістю працюючих менше 50 осіб функції служби охорони праці можуть виконувати в порядку сумісництва особи, які мають відповідну підготовку. На підприємстві з кількістю працюючих менше 20 осіб для виконання функцій служби охорони праці можуть залучатися сторонні спеціалісти на договірних засадах, які мають відповідну підготовку. Служба охорони праці підпорядковується безпосередньо роботодавцю. Керівники і фахівці служби охорони праці за своєю посадою і заробітною платою прирівнюються до керівників і спеціалістів основних виробничо-технічних

служб. Припис спеціаліста з охорони праці може скасувати лише роботодавець. Ліквідація служби охорони праці допускається тільки в разі ліквідації підприємства чи припинення використання найманої праці фізичною особою. Фінансування охорони праці здійснюється роботодавцем. Фінансування профілактичних заходів з охорони праці, виконання загальнодержавної, галузевих та регіональних програм поліпшення стану безпеки, гігієни праці та виробничого середовища, інших державних програм, спрямованих на запобігання нещасним випадкам та професійним захворюванням, передбачається, поряд з іншими джерелами фінансування, визначеними законодавством у державному і місцевих бюджетах, які виділяються окремим рядком. Для підприємств, незалежно від форм власності, або фізичних осіб, які використовують найману працю, витрати на охорону праці становлять не менше 0,5 відсотка суми реалізованої продукції. (Дію частини четвертої статті 19 зупинене на 2004 рік згідно із Законом № 1344-IV від 27.11.2003) На підприємствах, що утримуються за рахунок бюджету, витрати на охорону праці передбачаються в державному або місцевих бюджетах і становлять не менше 0,2 відсотка від фонду оплати праці. Суми витрат з охорони праці, що належать до валових витрат юридичної чи фізичної особи, яка відповідно до законодавства використовує найману працю, визначаються згідно з переліком заходів та засобів з охорони праці, що затверджується Кабінетом Міністрів України.

#### **4.2 Класифікація причин та методи аналізу виробничого травматизму і профзахворювань**

Методи аналізу виробничого травматизму. Недотримання правил техніки безпеки в кінцевому підсумку призводить до травматизму і нещасних випадків на виробництві, і, як правило, постраждалими від цих нещасних випадків є самі співробітники підприємства.



Нещасний випадок - непередбачена подія, несподіваний збіг обставин, що спричинило тілесне ушкодження або смерть.

Професійні хвороби - це група захворювань, що виникають виключно або переважно в результаті впливу на організм несприятливих умов праці професійних шкідливих.

Аналіз виробничого травматизму проводиться з метою встановлення закономірностей виникнення травм на виробництві та розробці ефективних профілактичних заходів. У процесі аналізу травматизму повинні бути з'ясовані причини нещасних випадків і розроблені заходи щодо їх попередження. Для аналізу виробничого травматизму застосовують чотири основні методи: статистичний, монографічний, економічний, метод фізичного і математичного моделювання [24].

Статистичний метод заснований на вивченні причин травматизму за документами, які реєструють нещасні випадки, за певний період часу (квартал, півріччя, рік), у разі професійних захворювань аналізуються дані карт обліку професійних захворювань, які складаються на підставі актів розслідування випадків профзахворювань. Для оцінки рівнів травматизму користуються відносними показниками (коефіцієнтами) частоти, тяжкості. Коефіцієнт частоти травматизму

$$K_{\text{ч}} = \frac{N \cdot 1000}{C} \quad (4.1)$$

де  $N$  - кількість нещасних випадків;

$C$  - середньосписковий склад підприємства.

Коефіцієнт тяжкості травматизму

$$K_{\text{т}} = \frac{D}{N} \quad (4.2)$$

де  $D$  - кількість днів непрацездатності внаслідок нещасного випадку.

До різновидів статистичного аналізу відносять груповий і топографічний. Груповий метод аналізу травматизму ґрунтується на повторюваності нещасних випадків, незалежно від тяжкості ушкоджень наявності матеріалів розслідування розподіляється по групах з метою виявлення часто повторюваних випадків (однакових за обставинами). Топографічний метод полягає у вивченні причин нещасних випадків за місцем їх виникнення; ці місця систематично наносяться умовними знаками на плани ділянки, цеху, підприємства. Метод дає наочні уявлення про місця зосередження травматизму, які вимагають відповідних профілактичних заходів.

Монографічний метод включає детальне дослідження всього комплексу умов, при яких стався нещасний випадок: процеси, обладнання, матеріали, захисні засоби, умови виробничої обстановки та ін. В результаті і дослідження виявляються не тільки причини нещасних випадків, а й приховані (потенційні) небезпечні і шкідливі фактори, які можуть призвести до травматизму.

Економічний метод полягає у визначенні економічного збитку від виробничого травматизму, а також в оцінці ефективності витрат, спрямованих на запобігання нещасним випадкам з метою оптимального розподілу коштів на заходи щодо охорони праці.

Метод фізичного і математичного моделювання застосовується на складних зразках техніки. Поряд з традиційними методами аналізу травматизму можна відзначити деякі нові напрямки, характерні для дослідження умов безпеки праці та попередження травматизму: комплекс методів математичної статистики, наприклад, методи дисперсійного та кореляційного аналізу; метод наукового прогнозування безпеки праці. Він служить для ймовірнісної оцінки динаміки травматизму, передбачення створення несприятливих факторів в нових виробництвах або технологіях і розробки для них відповідних вимог техніки безпеки.

### 4.3 Розрахунок захисного заземлення

Розрахунок захисного заземлення при наступних параметрах:

- габаритні розміри будови - 78 · 42 м;
- глибина залягання захисного заземлення - 0,5 м;
- тип ґрунту - пісок;
- матеріал заземлювача - металевий стрижень;
- прокладка захисного заземлення здійснюється всередині будівлі.

Характеристика заземлювача:

- питомий опір ґрунту,  $\rho = 650 \text{ Ом} \cdot \text{м}$ ;
- коефіцієнт екранування  $\eta_3 = 0,70$ ;
- довжина,  $l = 9 \text{ м}$ ;
- діаметр,  $d = 0,025 \text{ м}$ ;
- відстань від верхнього кінця до рівня землі,  $t = 0,55 \text{ м}$

Характеристика провідників, що з'єднують заземлювачі:

- коефіцієнт екранування,  $\eta_{ш} = 0,40$ ;
- ширина,  $b = 0,05 \text{ м}$

Метою розрахунку захисного заземлення є визначення кількості заземлювачів, які зможуть забезпечити електробезпеку будинку.

Кількість заземлювачів захисного заземлюючого пристрою:

$$n = \frac{\Psi \cdot R_3}{4 \cdot \eta_3} \quad (4.3)$$

де: 4 - допустима загальна опір захисного заземлюючого пристрою, Ом;

$\Psi$  - коефіцієнт сезонності. Коефіцієнт сезонності залежить від кліматичної зони території. Місцевість Донецького регіону відповідає III кліматичній зоні, тобто (січень: - 100<sup>0</sup>С; липня: 22 - 24<sup>0</sup>С; замерзання води  $\approx$  100 днів) Для III кліматичної зони коефіцієнт сезонності  $\Psi = 2$ .

$\eta_3$  - коефіцієнт екранування заземлення; за умовами приймаємо рівним 0,7.

Опір заземлення визначається за формулою:

$$R_3 = \frac{\rho}{2\pi \cdot \ell} \left( \ln \frac{2 \cdot \ell}{d} + \frac{1}{2} \ln \frac{4 \cdot t + \ell}{4 \cdot t - \ell} \right), \text{ Ом} \quad (4.4)$$

де:  $\rho = 650$  Ом - питомий опір ґрунту, тобто опір  $1\text{ м}^3$  ґрунту, Ом;

$l$  - довжина заземлення. За умовами довжина стержня - 9 м.

$d$  - діаметр заземлювача, м; за умовами  $d = 0,025$  м.

$t$  - відстань від середини розташованого в ґрунті заземлення до рівня землі, м;

$$t = \frac{l}{2} + t', \text{ м} \quad (4.5)$$

За умовою завдання - глибина заземлення, тобто відстань від верхнього кінця заземлення до поверхні землі ( $t'$ ), дорівнює 0,55 м. Отже:

$$t = \frac{9}{2} + 0,55 = 5,05 \text{ м}$$

Опір заземлення можна визначити:

$$R_3 = \frac{650}{2 \cdot 3,14 \cdot 9} \left( \ln \frac{2 \cdot 9}{0,025} + \frac{1}{2} \ln \frac{4 \cdot 5,05 + 9}{4 \cdot 5,05 - 9} \right) = 81,42 \text{ Ом}$$

Тепер можна визначити кількість заземлювачів:

$$n = \frac{\Psi \cdot R_3}{4 \cdot \eta_3} \quad (4.6)$$

$$n = \frac{2 \cdot 81,42}{4 \cdot 0,7} = 58,16 \approx 58 \text{ штук}$$

Перевірка ефективності розрахованого захисного заземлення проводиться виходячи з умови, що опір захисного заземлюючого пристрою, повинен бути меншим ніж 4 Ом.

Опір захисного заземлення пристрою визначається за формулою:

$$R_{ззн} = \frac{R_3 \cdot R_n}{R_n \cdot n \cdot \eta_3 + R_3 \cdot \eta_n} \text{ Ом, } < 4 \text{ Ом,} \quad (4.7)$$

де:  $R_3$  - опір заземлення,  $R_3 = 81,42$  Ом;

$R_n$  - опір лінії, що з'єднує заземлювачі, Ом;

$n$  - кількість заземлювачів;  $n = 58$  штук;

$\eta_3$  - коефіцієнт екранування заземлення;  $= 0,7$ ;

$\eta_n$  - коефіцієнт екранування з'єднує смуги; за умовами  $0,4$

Для визначення  $R_{ззн}$  необхідно знайти також опір сталевого провідника, який з'єднує заземлювачі -  $R_n$ .

Опір лінії, що з'єднує заземлювачі, визначається за формулою:

$$R_n = \frac{\rho}{2\pi \cdot L} \cdot \ln \frac{2 \cdot L^2}{b \cdot t'}, \text{ Ом,} \quad (4.8)$$

де:  $L$  - довжина лінії, що з'єднує заземлювачі, м. Для контурного заземлення  $L$  приблизно дорівнює периметру виробничої будівлі;  $L = 2 \cdot (78 + 42) = 240$  м.

$b$  - ширина смуги, м. За умовою завдання прокладка смуги всередині

будівлі, так  $b = 0,05$  м;

$t'$ - глибина занурення в землю заземлюючих пристроїв, які зазвичай приймається не менше 0,5 м. Приймає 0,5 м.

$$R_n = \frac{650}{2 \cdot 3,14 \cdot 240} \cdot \ln \frac{2 \cdot 240^2}{0,05 \cdot 0,55} = 6,3 \text{ Ом}$$

Тепер визначаємо  $R_{ззп}$ :

$$R_{ззп} = \frac{R_з \cdot R_n}{R_n \cdot n \cdot \eta_з + R_з \cdot \eta_n} = \frac{81,42 \cdot 6,3}{6,3 \cdot 58 \cdot 0,7 + 81,42 \cdot 0,4} \approx 1,78 \text{ Ом} < 4 \text{ Ом}$$

Висновок: розрахунки показують, що опір захисного заземлюючого пристрою  $R_{ззп} = 1,78$  Ом, тобто менше 4 Ом. Таким чином, можна вважати, що захисний заземлюючий пристрій може забезпечити електробезпеку промислової будови.

#### 4.4 Розрахунок мікроклімату виробничих приміщень

Істотний вплив на стан організму людини, його працездатність надає мікроклімат (метеорологічні умови) у виробничих приміщеннях, під яким розуміють клімат внутрішнього середовища цих приміщень. Мікроклімат визначається діючими на організм людини поєднаннями температури, відносної вологості, швидкості руху повітря і теплового випромінювання нагрітих поверхонь.

Мікроклімат виробничих приміщень в основному впливає на тепловий стан організму людини і його теплообмін з навколишнім середовищем. Незважаючи на те, що параметри мікроклімату виробничих приміщень можуть значно коливатися, температура тіла людини залишається постійною ( $36,6^\circ \text{C}$ ).

Властивості людського організму підтримувати тепловий баланс називаються терморегуляцією. Нормальне протікання фізіологічних процесів в організмі можливо лише тоді, коли тепло, яке виділяється організмом, безупинно відводиться в навколишнє середовище. Кількість тепла, що виділяється людиною, головним чином залежить від ступеня тяжкості виконуваної роботи і температурного режиму в приміщенні. Віддача теплоти організмом людини в навколишнє середовище відбувається трьома основними способами (шляхами): конвекцією, випромінюванням і випаровуванням. Параметри мікроклімату здійснюють істотний вплив на продуктивність праці і травматизм. Основним нормативним документом, який визначає параметри мікроклімату виробничих приміщень, є ДСН 3.3.6.042- 99 (Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень) [25, 27].

Зазначені параметри нормуються для робочої зони - простору, обмеженого по висоті двома метрами над рівнем підлоги або майданчика, на яких знаходяться робочі місця постійного або тимчасового перебування працівників. В основу принципів нормування параметрів мікроклімату покладена диференційна оцінка оптимальних і допустимих метеорологічних умов в робочій зоні в залежності від теплової характеристики виробничого приміщення, категорії робіт за ступенем тяжкості праці та періоду року.

Оптимальними (комфортними) вважаються такі умови, при яких мають місце найвища працездатність і хороше самопочуття.

Допустимі мікрокліматичні умови передбачають напружену роботу механізму терморегуляції, що не виходить за межі можливостей організму, а також дискомфортних відчуттів.

Основні параметри мікроклімату - температура, вологість, швидкість руху повітря і барометричний тиск. Види вологості - абсолютна, максимальна і відносна. Для визначення температури і вологості повітря в виробничих приміщеннях використовується психрометр Ассмана. Для визначення швидкості руху повітря в приміщенні використовують крильчасті анемометри [25].

Згідно з умовами завдання визначимо параметри мікроклімату у виробничому приміщенні та порівняємо їх з відповідними параметрами, які нормуються по ДСН 3.3.6.042-99 Державні санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень, якщо

Таблиця 4.1 Зазначення факторів впливу.

Фактори	Одиниці вимірювання	Величини
1. Енерговитрати робочого	(Дж/сек)	233
2. Явне тепло в цеху, $Q_{\text{ЯВН}}$	(кДж/ч)	400
3. Тепловтрати, $Q_{\text{ВТРАТ}}$	(кДж/ч)	233
4. Обсяг приміщення, $V_{\text{ПРИМ}}$	(м <sup>3</sup> )	360
5. Температура навколишнього, $t_{\text{НАВ}}$	°С	+9

Визначаємо надлишки явного тепла  $Q_{\text{НАДЛ}}$  в приміщенні за формулою:

$$Q_{\text{НАДЛ}} = \frac{Q_{\text{ЯВН}} - Q_{\text{ВТРАТ}}}{V_{\text{ПРИМ}}} \quad (4.9)$$

$$Q_{\text{НАДЛ}} = \frac{400 - 233}{360} = 0,46 \left( \frac{\text{кДж}}{\text{ч} \cdot \text{м}^3} \right)$$

Переведемо надлишки явного тепла в Вт/м<sup>3</sup>:

$$Q_{\text{ЯВН}} = \frac{Q_{\text{НАДЛ}} \cdot 1000}{3600} = 0,12 \left( \frac{\text{Вт}}{\text{м}^3} \right), \text{ так як } Q_{\text{ЯВН}} < 23 \text{ Вт/м}^3 \text{ то можна зробити}$$

висновки, що приміщення холодне.

Розрахуємо абсолютну вологість повітря  $A$ , (г / м<sup>3</sup>)

$$A = \frac{f - 0,5(t_c - t_b) \cdot B}{760} \quad (4.10)$$



$$A = \frac{18,65 - 0,5(25 - 21) \cdot 754}{760} = 16,48 \text{ (г / м}^3\text{)}$$

де  $f$  - максимальна вологість повітря 18,65 г / м<sup>3</sup>;

$t_c$  і  $t_b$  - температури «сухого» і «вологого» термометрів, ° С;

$B$  - барометричний тиск, мм рт.ст.

Розрахуємо відносну вологість повітря в приміщенні  $\varphi$ ,%

$$\varphi = \frac{A}{F} \cdot 100\% \quad (4.11)$$

$$\varphi = \frac{16,48}{23,76} = 69\%$$

де  $F$  - максимальна вологість повітря при температурі сухого термометра 23,76 (г / м<sup>3</sup>)

Таблиця 4.2 - Параметри робочого місця.

Параметри	Значення	
	Фактичне	Нормативне
1. Температура повітря в приміщенні по «сухому» термометру $t_{cf}$ , °С	25	17-19
2. Швидкість руху повітря на робочому місці (м/сек)	0,1	0,2
3. Барометричний тиск, В (мм.рт.ст)	754	760
4. Відносна вологість повітря, $\varphi$ , %	69	40-60

Висновок: умови мікроклімату в приміщенні знаходяться в нормі за винятком наявності надлишкових парів, для усунення яких необхідно забезпечити приміщенню додаткову вентиляцію.

#### 4.5 Основи техніки безпеки на виробництві

Вимоги техніки безпеки до виробничого обладнання та технологічних процесів. Основними складовими безпеки праці на виробництві є: безпечне виробниче обладнання; безпечні технологічні процеси; організація безпечного виконання робіт.

ГОСТ 12.2.003191. ССБТ. «Обладнання на підприємстві. Загальні вимоги безпеки» - основний нормативний документ з загальних вимог безпеки до виробничого обладнання виключаючи обладнання, яке є джерелом іонізуючого випромінювання.

Вимоги безпеки до виробничого обладнання конкретних груп, видів, моделей розробляються відповідно до вимог ГОСТ 12.2.003191 з урахуванням призначення, виконання та умов його експлуатації [28].

Безпека виробничого обладнання забезпечується: вибором принципів дії, джерел енергії, параметрів робочих процесів; мінімізацією споживаної енергії або накопичується; застосуванням вбудованих в конструкцію засобів захисту та інформації про можливі небезпечні ситуації; застосуванням засобів автоматизації, дистанційного керування і контролю; дотриманням ергономічних вимог, обмеженням фізичних і нервово-психологічних навантажень працівників.

Виробниче обладнання при роботі як самостійно, так і в складі технологічних комплексів повинно відповідати вимогам безпеки протягом усього періоду його експлуатації.

Основними вимогами безпеки до технологічних процесів є: усунення безпосереднього контакту працюючих з вихідними матеріалами, заготовками, напівфабрикатами, готовою продукцією та відходами виробництва, є достовірними чинниками небезпек, заміна технологічних процесів та операцій, пов'язаних з виникненням небезпечних і шкідливих виробничих факторів, процесами та операціями, при яких зазначені фактори відсутні або

характеризуються меншою інтенсивністю; комплексна механізація і автоматизація виробництва, застосування дистанційного керування технологічними процесами і операціями по наявності небезпечних і шкідливих виробничих факторів; герметизація обладнання, застосування засобів колективного захисту працюючих; раціональна організація праці та відпочинку з метою профілактики монотонності і гіподинамії, а також обмеження важкості праці, своєчасне отримання інформації про виникнення небезпечних і шкідливих виробничих факторів на окремих технологічних операціях (системи отримання інформації про виникнення небезпечних і шкідливих виробничих факторів необхідно виконувати за принципом пристроїв автоматичної дії з виведенням на системи попереджувальної сигналізації); впровадження систем контролю і управління технологічним процесом, що забезпечують захист працюючих та аварійне відключення виробничого обладнання своєчасне видалення і знешкодження відходів виробництва, що є джерелами небезпечних і шкідливих виробничих факторів, забезпечення пожежної та вибухової безпеки.

Вимоги безпеки при проведенні технологічного процесу повинні бути передбачені у технологічній документації [26,29].

#### **4.6 Основи пожежної безпеки**

Пожежна безпека. Пожежа - неконтрольований процес горіння, що заподіює матеріальний збиток, шкоду життю і здоров'ю людей, інтересам суспільства і держави.

Горіння - складний фізико-хімічний процес окислення.

Пожежна безпека - стан захищеності особистості, майна, суспільства і держави від пожеж. Забезпечення пожежної безпеки є однією з найважливіших функцій держави.

Пожежна профілактика - комплекс інженерно-технічних і організаційних заходів, спрямованих на забезпечення протипожежного захисту об'єктів

народного господарства.

Метою пожежно-профілактичної роботи є підтримка в країні високого рівня пожежної безпеки в містах, населених пунктах, місцях концентрації матеріальних цінностей і на об'єктах народного господарства шляхом приведення їх у зразковий протипожежний стан.

Активна пожежна безпека - заходи, що забезпечують успішну боротьбу з пожежами або вибухонебезпечною ситуацією [28].

До небезпечних факторів пожежі, які можуть діяти на людей та матеріальні цінності, відносяться: токсичні продукти горіння; вогонь; підвищена температура навколишнього середовища; дим; знижена концентрація кисню. До вторинних проявів небезпечних факторів пожежі відносяться уламки і частини зруйнованих апаратів, обладнання, конструкцій; радіоактивні та токсичні речовини і матеріали, що вийшли із зруйнованих апаратів і обладнання; небезпечні фактори вибуху, який стався внаслідок пожежі; вогнегасники речовини і т. д. Небезпечними і шкідливими чинниками, які впливають на людей в результаті вибуху, є: ударна хвиля, у фронті якої тиск перевищує допустиме значення; полум'я; обрушуються конструкції, обладнання, комунікації, будівлі і споруди та їх частини, що розлітаються; утворилися під час вибуху і (або) виділилися з пошкодженого обладнання шкідливі речовини, вміст яких в повітрі робочої зони перевищує гранично допустимі концентрації.

До засобів гасіння відносяться вогнегасники речовини і склади. В якості засобів гасіння використовують воду, піни (повітряно-механічні різної кратності і хімічні), що представляють собою колоїдні системи, що складаються з бульбашок повітря або діоксиду вуглецю; інертні газові розріджувачі (діоксид вуглецю, азот, аргон, водяна пара, димові гази); гомогенні інгібітори, низькокиплячі гологеновуглеродні-хлориди; гетерогенні інгібітори - вогнегасні порошки; комбіновані склади [29].

## ВИСНОВКИ

В першому розділі представлений принцип функціонування імпульсних джерел живлення. Для виконання поставленої задачі в найбільшій мірі підходить імпульсні джерела живлення з гальванічною розв'язкою від живлячої мережі. В якості ключа пропонується обрати потужний польовий МДН-транзистор. Показана важливість вихідного фільтру, тому що від нього значною мірою залежить якість освітлення робочої поверхні, та вплив світла на зір працівників.

У другому розділі представлені структурна та функціональна схеми імпульсного джерела живлення, що розробляється, а також обрано основні елементи для реалізації найбільш відповідальних вузлів пристрою, а саме випрямляча і фільтру. Запропонована схемотехнічна реалізація фільтра високої частоти.

Значну увагу при розробці приділено вибору трансформатора, тому що трансформатор силового каскаду є специфічним індуктивним елементом, характерні особливості роботи якого суттєвим чином впливає на роботу імпульсного перетворювача. Показано, що в пристрої, яке розробляється, доцільно використання трансформатора, сердечник якого має повітряний зазор. Для керування силовим транзистором при виконанні функції стабілізації вихідної напруги обрано мікросхема типу КР1033ЕУ15А.

В третьому розділі проведено розрахунки параметрів і режимів роботи елементів і вузлів імпульсного джерела живлення, що розробляється. В результаті проведених розрахунків обрано і визначено параметри найбільш важливих для функціонування схеми елементів, а саме: діодів, конденсатора мережевого випрямляча, що згладжує, силового трансформатора та елементів демпфуючого кола силового каскаду.

Результат розрахунку коефіцієнта корисної дії всього пристрою показав, що його величина дорівнює 80,8% В зв'язку з цим можна вважати пристрій

працездатним і таким, що його можна ефективно використовувати для живлення систем освітлення промислового призначення.

В розділі охорони праці розглянуті основи техніки безпеки на виробництві, проведені розрахунок захисного заземлення та мікроклімату виробничих приміщень.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Марті Браун Джерела живлення. Розрахунок та конструювання / переклад з англійської конд. техн. наук С.Л. Попов:" МК-Пресс" Київ 2007 - 268с.
2. Куличков А.В. - Импульсные блоки питания для IBM PC.2-е изд., стер. - М.: ДМК Пресс, 2002.
3. Иванов-Цыганов А.И., Хандорин В.И. Источники вторичного электропитания приборов СВЧ. - М.: Радио и связь, 1989.
4. Костиков В.Г., Никитин И.Е. Источники электропитания высокого напряжения РЭА. - М.: Радио и связь, 1986.
5. Кучеров Д.П. - Источники питания ПК и периферии. Издание второе, переработанное и дополненное. - СПб: Наука и Техника, 2002.
6. Виноградов, В. А. Импульсные источники питания видеоманитов / В.А. Виноградов. - М.: Наука и техника, 2007. - 160 с.
7. Кашкаров, А. П. Все об источниках питания. Энциклопедия радиолюбителя / А.П. Кашкаров. - М.: ДМК Пресс, 2013. - 184 с.
8. Кашкаров, А. П. Импульсные источники питания. Схемотехника и ремонт / А.П. Кашкаров. - М.: ДМК Пресс, 2014. - 184 с.
9. Кубов, В. И. Исследование схем импульсных источников питания в SwCAD/LTspice (+CD-ROM) / В.И. Кубов. - М.: Корона-Век, МК-Пресс, 2010. - 208 с.
10. Москатов, Е. А. Источники питания / Е.А. Москатов. - М.: МК-Пресс, Корона-Век, 2011. - 208 с.
11. Мэк, Раймонд Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению / Раймонд Мэк. - М.: Додэка XXI, 2008. - 274 с.
12. Рассел, Джесси Источник бесперебойного питания / Джесси Рассел. - М.: VSD, 2012. - 790 с.

13. Шрайбер, Г. 300 схем источников питания / Г. Шрайбер. - М.: Книга по Требованию, 2007. - 224 с.
14. Гедзберг, Ю. М. Импульсные блоки питания телевизоров и их ремонт / Ю.М. Гедзберг. - М.: ДОСААФ, 1989. - 370 с
15. Куличков, А.В. Импульсные блоки питания для IBM PC. Выпуск 22 / А.В. Куличков. - М.: Книга по Требованию, 2000. - 120 с.
16. Резисторы, конденсаторы, трансформаторы, дроссели, коммутационные изделия РЭА./ Н.Н.Акимов, Е.П. Ващуков, В.А. Прохоренко, Ю.П. Ходоренко, - Мн.: Беларусь, 1994.
17. Тропилов С. В., Ермилов А. В., Микросхемы, диоды, транзисторы. Справочник – М.: Машиностроение, 1994.
18. Орехов В. И. и др. Низковольтные сильноточные источники вторичного электропитания РЭА / В. И. Орехов, М. Е. Куцко, В. Н. Груздев. – М: Радио и связь, 1986. – 104 с.
19. Расчет источников электропитания устройств связи: Учеб. Пособие для вузов / В.Е. Китаев, А.А. Бокуняев, М.Ф. Калканов; Под ред. А.А.
20. Гусев В. Г., Гусев Ю. М. Электроника: Учеб. Пособие для приборостроит. спец. вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк. 1991. – 622 с.
21. Ромаш Э.М. Источники вторичного электропитания радио электронной аппаратуры.– М.: Радио и связь, 1981. – 224 с.
22. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство: Пер. с нем.– М.: Мир, 1983. – 512 с.
23. Беляков, Г.И. Безопасность жизнедеятельности. Охрана труда: Учебник для бакалавров / Г.И. Беляков. - М.: Юрайт, 2013. - 572 с ..
24. Девисилов, В.А. Охрана труда: Учебник / В.А. Девисилов. - М.: Форум, НИЦ ИНФРА-М, 2013. - 512 с.
25. Ефремова, А.С. Охрана труда от А до Я: Практическое пособие / А.С. Ефремова. - М.: Альфа-Пресс, 2013. - 672 с.



26. Карнаух, Н.Н. Охрана труда: Учебник для бакалавров / Н.Н. Карнаух. - М.: Юрайт, 2013. - 380 с.

27. Коробко, В.И. Охрана труда: Учебное пособие для студентов вузов / В.И. Коробко. - М.: ЮНИТИ-ДАНА, 2013. - 239 с.

28. Михайлов, Ю. Охрана труда в образовательных учреждениях: Практическое пособие / Ю.М. Михайлов. - М.: Альфа-Пресс, 2011. - 184 с.

29. Сибикин, Ю.Д. Охрана труда и электробезопасность / Ю.Д. Сибикин. - М.: Радио и связь, 2012. - 408 с.