МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Сумський державний університет

Факультет електроніки та інформаційних технологій

Кафедра електроніки і комп'ютерної техніки

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри ЕКТ

_____ Анатолій ОПАНАСЮК

(підпис) (Ім’я та ПРІЗВИЩЕ)

____ _____ 2024 р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня «магістр»

зі спеціальності 171 «Електроніка»

освітньо-професійної програми «Електронні системи та компоненти»

на тему:

«ЛАБОРАТОРНИЙ СТЕНД ДОСЛІДЖЕННЯ ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ НАПРУГИ»

Здобувача групи ЕСм-31 Симоненко Ілля Сергійович

Кваліфікаційна робота містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело.

_____ Ілля СИМОНЕНКО

(підпис) (Ім’я та прізвище)

Керівник, доцент, к.т.н.,
Анатолій НОВГОРОДЦЕВ _____

(підпис)

Керівник з техніко-економічної частини
доцент, к.екон.н. Олександр МАЦЕНКО _____

Суми – 2024

СУМСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет електроніки та інформаційних технологій

Кафедра електроніки і комп'ютерної техніки

Напрям підготовки 171 Електроніка

Освітня програма Електронні системи та компоненти

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедрою Опанасюк А. С.

"___"_____ 2024 р.

З А В Д А Н Н Я

на кваліфікаційну роботу магістра

Симоненко Іллі Сергійовича

1. Тема роботи: **«Лабораторний стенд дослідження імпульсних перетворювачів напруги»**

затверджена наказом по університету " " 2024 р. №

2. Термін здачі студентом завершеної роботи: 10.12.2024 р.

3. Вихідні дані до роботи:

- частота генератора F = 1,3…8,7 кГц;
- вхідна напруга Uвх = 18В;
- коефіцієнт заповнення γ = 0…1;
- наявність індикаторів частоти, струму, напруги;
- вихідна напруга Uвих = 0…48В;
- максимальний струм навантаження Iн = 300 мА;
- максимальна потужність Pmax = 6,5 Вт.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки:

1) Розробка алгоритмів функціонування пристрою; 2) Розробка структурних схем пристрою; 3) Розробка принципових схем пристрою.

5. Перелік графічного матеріалу: 1) Креслення схем алгоритмів; 2) Креслення схем електричних структурних. 3) Креслення схем електричних принципових.

6. Дата видачі завдання: 30.10.24р.

Консультанти з кваліфікаційної роботи

Розділи	Консультанти	Завдання видав	Завдання прийняв
Техніко-економічна частина	Маценко О. М.		

Дата видачі завдання 02. 10. 2023 р.

Керівник роботи _____

Завдання прийняв до виконання _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

Перелік етапів виконання роботи:	Термін виконання:
1.Огляд літератури та постановка задачі проектування	15.10. 2024 р.
2. Науково-дослідницька частина	20.10. 2024 р.
3. Розробка алгоритмів функціонування	25.10. 2024 р.
4. Розробка та обґрунтування структурних схем	30.10. 2024 р.
5. Розробка та розрахунок принципових схем	10.11. 2024 р.
6. Дослідження роботи імпульсних перетворювачів	15 11. 2024р.
7.Техніко-економічна частина	20.11. 2024 р.
8. Оформлення пояснювальної записки	30.11.2024 р.
9. Оформлення графічного матеріалу	05.12. 2024 р.
10. Представлення роботи на рецензування	10.12. 2024р.

Студент _____

Керівник роботи _____

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка містить: 64 сторінки тексту, 38 рисунків, 11 таблиць, 11 літературних джерел.

Графічна частина роботи містить блок-схеми алгоритмів роботи пристрою, структурні та принципові електричні схеми.

Пояснювальна записка містить п’ять розділів.

Перший розділ містить огляд літературних джерел за вибраним напрямком проектування.

Другий розділ присвячений науково-дослідницькій частину роботи.

У третьому розділі розроблені алгоритми та структурні схеми пристрою.

У четвертому розділі розроблені принципової схеми пристрою і виконаний розрахунок основних вузлів принципової схеми.

У п’ятому розділі виконані розрахунки собівартості виготовлення пристрою.

За результатами розробки зроблені висновки.

Приведений перелік літературних джерел.

Ключові словосполучення: бустер; чопер; стабілізатор; ключ; індикатор; лінійний перетворювач. .

ЗМІСТ

Вступ …… 4

1 Огляд існуючих пристроїв за вибраним напрямком проєктування …… 6
1.1 Імпульсні перетворювачі постійної напруги …….. 6
1.2 Порівняння імпульсного стабілізатора з лінійним ……... 7
1.3 Функціональні схеми за типом ланцюга керування …… 8
1.4 Основні схеми силової частини ……. 10
1.5 Імпульсний перетворювач мережевої напруги ……. .. 17
2 Науково-дослідницька частина …… 20
2.1 Методи імпульсного регулювання постійної напруги …… 20
2.2 Режим безперервного струму перетворювача знижувального типу …. … 21
2.3 Режим переривчастого струму ППН ……. 24
2.4 Екпериментальне дослідження перетворювача постійної напруги знижувального типу …… 27
2.5 Екпериментальне дослідження перетворювача постійної напруги підвищувального типу …… 33
3 Розробка алгоритму функціонування та структурної схеми проєктованого пристрою …… 36
3.1 Розробка алгоритму функціонування пристрою імпульсного перетворювача напруги знижувального типу …… 36
3.2 Розробка алгоритму функціонування пристрою імпульсного перетворювача напруги підвищувального типу …… 37
3.3 Розробка структурної схеми пристрою імпульсного перетворювача напруги знижувального типу …… 39
3.4 Розробка структурної схеми пристрою імпульсного перетворювача напруги підвищувального типу …… 41
4 Розробка та розрахунок вузлів принципової схеми пристрою …….. ….. 43
4.1 Вибір елементної бази …… 43
4.2 Розрахунок основних вузлів принципової схеми …… 51
5 Техніко-економічна частина ……..... 57
5.1 Розрахунок собівартості виготовлення пристрою …….. 57

Висновки …… 63
Література …… 64

ВСТУП

Сучасне імпульсне джерело живлення, або SMPS, використовує напівпровідникові перемикачі для перетворення не стабілізованої вхідної напруги постійного струму в регульовану та плавну вихідну напругу постійного струму на різних рівнях напруги. Вхідним джерелом живлення може бути постійна напруга від батареї або сонячної панелі або випрямлена постійна напруга.

У багатьох програмах керування потужністю силовий транзистор MOSFET або IGFET працює в режимі перемикання, коли він неодноразово вмикається та вимикається на високій швидкості. Основною перевагою цього є те, що енергоефективність стабілізатора може бути досить високою, оскільки транзистор або повністю відкритий та проводить (насичення), або повністю закритий (відсікання).

Існує кілька типів конфігурацій перетворювачів постійного струму в постійний (на відміну від перетворювача постійного струму в змінний, який є інвертором), при цьому тут розглядаються три основні топології імпульсних джерел живлення: знижувальна, що підвищує та знижує. Кожна конструкція імпульсного стабілізатора має свої унікальні властивості щодо робочих циклів в режимі, що встановився, співвідношення між вхідним і вихідним струмом, а також пульсацій вихідної напруги, створюваних дією напівпровідникового перемикача. Ще однією важливою властивістю цих топологій імпульсних джерел живлення є частотна характеристика комутаційної дії залежно від вихідної напруги.

Регулювання вихідної напруги досягається за рахунок відсоткового регулювання часу, протягом якого перемикаючий транзистор перебуває у стані «ВКЛ», порівняно із загальним часом ВКЛ/ВИМК. Це співвідношення називається робочим циклом, і, змінюючи робочий цикл (D, можна контролювати величину вихідної напруги VOUT.

Використання конструкції імпульсного джерела живлення одного індуктора і діода, а також швидкодіючих напівпровідникових ключів, здатних працювати на частотах перемикання в кілогерцованому діапазоні, дозволяє значно зменшити

габарити і масу джерела живлення.

Двома найбільш популярними неізольованими конфігураціями перемикання є понижуючий (віднімає) і підвищує (адитивний) перетворювачі.

Знижувальний перетворювач - це тип імпульсного джерела живлення, який призначений для перетворення електричної енергії з однієї напруги на нижчу. Знижувальний перетворювач працює на послідовно включеному транзисторі, що перемикає. Оскільки робочий цикл D < 1, вихідна напруга понижуючого перетворювача завжди менше вхідної напруги VIN.

Підвищувальний перетворювач – це різновид імпульсного джерела живлення, який призначений для перетворення електричної енергії з однієї напруги на більш високу. Підвищувальний перетворювач працює з паралельно включеним перемикаючим транзистором, що забезпечує постійний струм між VIN та VOUT через дросель L1 та діод D1. Це означає, що захист від короткого замикання на виході відсутня.

Змінюючи робочий цикл (D) перетворювача, що підвищує, можна керувати вихідною напругою, а при D < 1 вихідний постійний струм підвищувального перетворювача перевищує вхідну напругу VIN через напругу самоіндукції на котушках індуктивності.

Крім того, передбачається, що вихідні конденсатори, що згладжують, в імпульсних джерелах живлення дуже великі, що призводить до постійної вихідної напруги від імпульсного джерела живлення під час перемикання транзисторів.

1 ОГЛЯД ІСНУЮЧИХ ПРИСТРОЇВ ЗА ВИБРАНИМ НАПРМКОМ ПРОЄКТУВАННЯ

1.1 Імпульсні перетворювачі постійної напруги

Недоліком схеми послідовного стабілізатора є те, що послідовний транзистор постійно зміщується у своїй лінійній ділянці, що розсіює потужність у вигляді тепла. Оскільки весь струм навантаження повинен проходити через послідовний транзистор, це призводить до низької ефективності, втрати потужності та постійного виділення тепла навколо транзистора.

Крім того, одним із недоліків послідовних стабілізаторів напруги є те, що їх максимальний безперервний вихідний струм обмежений всього кількома амперами або близько того, тому вони зазвичай використовуються в додатках, де потрібна низька вихідна потужність.

Коли потрібна вища вихідна напруга або споживана потужність, звичайною практикою є використання імпульсного стабілізатора, зазвичай відомого як імпульсне джерело живлення, для перетворення мережевої напруги в будь-яку необхідну вищу вихідну потужність.

Імпульсні джерела живлення, або SMPS, стають звичайним явищем і в більшості випадків замінюють традиційні лінійні джерела живлення змінного струму в постійний спосіб зниження енергоспоживання, зменшення тепловиділення, а також розміру і ваги.

Імпульсні джерела живлення тепер можна знайти в більшості ПК, підсилювачах потужності, телевізорах, приводах двигунів постійного струму і т. д., а також практично в усьому, що вимагає високоефективного джерела живлення, оскільки імпульсні джерела живлення стають дедалі зрілішою технологією.

Основною перевагою імпульсного джерела живлення є його вищий ККД у порівнянні зі стандартними лінійними стабілізаторами, і це досягається за рахунок внутрішнього перемикання транзистора (або силового МОП-транзистора) між його станом «ВКЛ» (насичене) та станом «ВИМК» (відсікання), обидва з яких забезпечують меншу потужність, що розсіюється.

На відміну від лінійних стабілізаторів, які забезпечують тільки понижувальне регулювання напруги, імпульсне джерело живлення може забезпечувати зниження, підвищення та інвертування вхідної напруги, використовуючи одну або кілька з трьох основних топологій схеми режиму, що перемикається: знижувального, підвищувального та інвертувального.

ІППН призначені для зміни значення постійної напруги. Вони служать для живлення навантаження постійною напругою $U_Н$, що відрізняються від напруги джерела живлення Е. При цьому іноді необхідно стабілізувати Uн при зміні Е і струму навантаження або змінювати Uн за певним законом незалежно від Е.

Вихідна напруга таких перетворювачів характеризується послідовністю імпульсів прямокутної форми з тривалістю $t_и$ і паузою $t_п$ (рис. 1), амплітуда яких близька до Е, а середнє значення вихідної напруги Uн.

В основі принципу дії ІППН лежить ключовий режим роботи напівпровідникового регулюючого приладу, що здійснює періодичне підключення джерела живлення Е до вихідного ланцюга перетворювача.

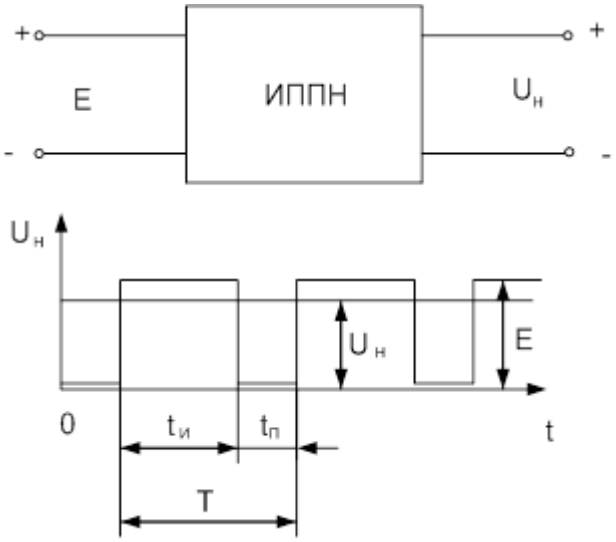

Рисунок 1 – Тимчасові діаграми роботи ІППН

1.2 Порівняння імпульсного стабілізатора з лінійним

Імпульсний стабілізатор напруги в порівнянні з лінійним стабілізатором має менші втрати енергії на нагрівання регулюючого елемента, що підвищує ККД

стабілізатора і дозволяє застосовувати регулюючий елемент меншої потужності, а радіатор - менших розмірів та маси.

Порівняння з лінійним стабілізатором.

Переваги:

• високий ККД, особливо під час роботи у великому діапазоні вхідних напруг;

• малі габарити та маса (висока питома потужність) ;

• важлива можливість гальванічної розв'язки вхідних і вихідних ланцюгів, під час роботи від промислової мережі змінного струму не потрібно використання має великі габарити і вага трансформатора, розрахованого на частоту 50/60 Гц.

Недоліки:

• імпульсні перешкоди у вхідних та вихідних ланцюгах - як диференціальні (протиофазні), так і перешкоди загального виду (синфазні перешкоди);

• менша стабільність вихідної напруги за зміни вхідної напруги чи струму навантаження;

• більш тривалі перехідні процеси (більший час відновлення вихідної напруги після стрибкоподібної зміни вхідної напруги або струму навантаження);

• вхідний негативний диференціальний опір – вхідний струм збільшується при зменшенні вхідної напруги; якщо імпеданс первинного джерела напруги (включаючи вхідні допоміжні ланцюги самого імпульсного перетворювача) вище негативного імпульсу імпульсного перетворювача, то виникають автоколивання з порушенням працездатності і можливим пошкодженням стабілізатора.

1.3 Функціональні схеми за типом ланцюга керування

Імпульсний стабілізатор напруги є системою автоматичного регулювання. Параметром для контуру регулювання служить опорна напруга, яка порівнюється з вихідною напругою стабілізатора. Залежно від сигналу неузгодженості пристрій керування змінює співвідношення тривалостей відкритого та закритого стану ключа.

У наведених нижче структурних схемах можна виділити три функціональні вузли: ключ (1), накопичувач енергії (2) (який іноді називають фільтром [7]) та

ланцюг управління. При цьому ключ (1) і накопичувач енергії (2) разом утворюють силову частину [8] стабілізатора напруги, яка разом з ланцюгом управління утворюють контур регулювання. На кшталт ланцюга управління розрізняють три схеми.

З тригером Шмітта (рис. 2).

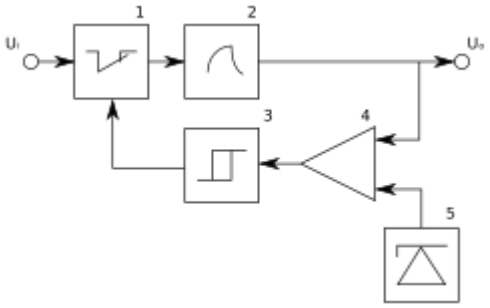

Рисунок 2 - Структурна схема стабілізатора напруги із тригером Шмітта

Стабілізатор напруги з тригером Шмітта називається також релейним чи стабілізатором з двопозиційним регулювання. У ньому вихідна напруга порівнюється з нижнім і верхнім порогами спрацьовування тригера Шмітта (4 і 3) за допомогою компаратора (4), який є вхідною частиною тригера Шмітта. При замкнутому ключі (1) вхідна напруга надходить на накопичувач енергії (2), вихідна напруга наростає. Після досягнення верхнього порогу спрацювання Umax тригер Шмітта перемикається в стан, що розмикає ключ (1). Накопичена енергія витрачається в навантаженні, при цьому напруга на виході стабілізатора спадає. Після досягнення нижнього порогу спрацювання Umin тригер Шмітта перемикається в стан, що замикає ключ. Далі описаний процес періодично повторюється. В результаті на виході утворюється пульсуюча напруга, розмах пульсацій якого залежить від різниці порогів спрацьовування тригера Шмітта.

Такий стабілізатор характеризуються порівняно великою, принципово непереборною пульсацією напруги на навантаженні і змінною частотою перетворення, що залежить як від вхідної напруги, так і від струму навантаження.

З широтно-імпульсною модуляцією (рис. 3).

Як і в попередній схемі, в процесі роботи накопичувач енергії (2) або підключений до вхідної напруги, або передає накопичену енергію навантаження. В

результаті на виході є деяке середнє значення напруги, яке залежить від вхідної напруги та шпаруватості імпульсів управління ключем (1). Вичитувач-підсилювач на операційному підсилювачі (4) порівнює вихідна напруга з опорною напругою (6) і посилює різницю, яка надходить на модулятор (3).

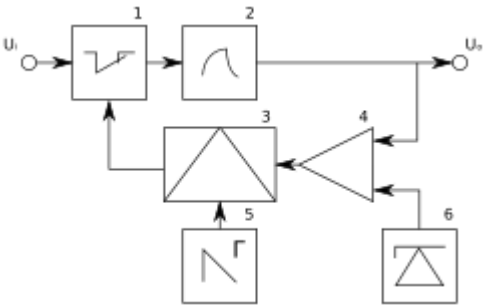

Рисунок 3 - Структурна схема стабілізатора напруги з ШІМ

Якщо вихідна напруга менша за опорну, то модулятор збільшує відношення часу відкритого стану ключа до періоду тактового генератора (5). При зміні вхідної напруги або струму навантаження шпаруватість імпульсів керування ключем змінюється таким чином, щоб забезпечити мінімальну різницю між вихідною та опорною напругою.

У такому стабілізаторі частота перетворення залежить від вхідної напруги і струму навантаження і визначається частотою тактового генератора.

З частотно-імпульсною модуляцією.

При цьому способі управління імпульс, що відкриває ключ, має постійну тривалість, а частота слідування імпульсів залежить від сигналу неузгодженості між опорною і вихідною напругою. У разі збільшення струму навантаження або зниження вхідної напруги частота збільшується. Управління ключем може здійснюватися, наприклад, за допомогою моностабільного мультивібратора (одновібратора) з керованою частотою запуску.

1.4 Основні схеми силової частини

За схемою силової частини імпульсні стабілізатори ділять зазвичай на три основних типи: знижувальні, що підвищують та інвертують. Число елементарних базових схем перетворювача можна звести до двох - понижуючого типу та

підвищуючого типу. Інші схеми імпульсного перетворювача напруги (у тому числі інвертуючого перетворювача) можуть бути отримані каскадним з'єднанням цих двох базових схем.

У наведених нижче схемах в якості ключа S можуть використовуватися польовий транзистор, біполярний транзистор або тиристор, ланцюг управління ключом для простоти не показана. Відношення часу замкнутого стану ключа до суми тривалостей замкнутого та розімкнутого станів називають коефіцієнтом заповнення (або робочим циклом – англ. duty cycle).

Джерело живлення з перемикачем режиму пониження.

Цей імпульсний стабілізатор являє собою тип схеми імпульсного джерела живлення, яка призначена для ефективного зниження напруги постійного струму з більш високої напруги на нижчу, тобто віднімає або «знижує» напругу живлення, тим самим зменшуючи напругу, доступну на виході. клеми без зміни полярності. Іншими словами, понижуючий імпульсний стабілізатор являє собою схему понижуючого регулятора, тому, наприклад, понижувальний перетворювач може перетворювати, скажімо, +12 В +5 В.

Знижувальний імпульсний стабілізатор є перетворювачем постійного струму в постійний і один з найпростіших і найпопулярніших типів імпульсних стабілізаторів. При використанні в конфігурації імпульсного джерела живлення понижувальний імпульсний стабілізатор використовує послідовний транзистор або силовий МОП-транзистор (в ідеалі біполярний транзистор із ізольованим затвором або IGBT) як основний перемикач, як показано на рис. 4.

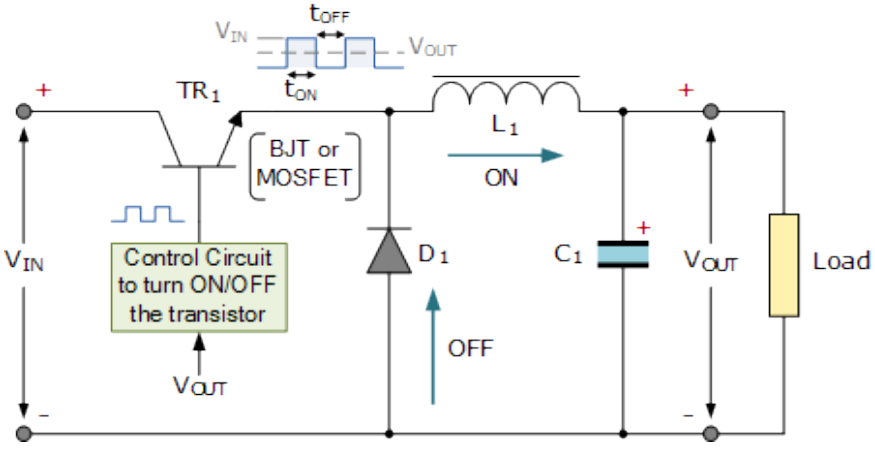

Рисунок 4 – Схема ІППН з пониженням напруги

Ця зворотна напруга викликає пряме усунення діода, тому накопичена енергія в магнітному полі індуктора змушує струм продовжувати текти через навантаження в тому ж напрямку і повертатися назад через діод.

Потім індуктор L1 повертає свою накопичену енергію назад у навантаження, діючи як джерело і забезпечуючи струм доти, поки вся енергія індуктора не повернеться в ланцюг або поки транзисторний ключ знову не закриється, залежно від того, що настане раніше. При цьому конденсатор також розряджається, живлячи струм навантаження. Комбінація котушки індуктивності та конденсатора утворює LC-фільтр, що згладжує будь-які пульсації, створювані перемиканням транзистора.

Отже, коли транзисторний ключ твердотілий закритий, струм подається від джерела живлення, а коли транзисторний ключ відкритий, струм подається через дросель. Зверніть увагу, що струм, що тече через дросель, завжди має той самий напрямок, або безпосередньо від джерела живлення, або через діод, але, очевидно, в різні моменти циклу перемикання.

Оскільки транзисторний ключ постійно закривається і розмикається, середнє значення вихідної напруги залежатиме від робочого циклу D, який визначається час проведення транзисторного ключа протягом одного повного циклу перемикання.

Якщо VIN - напруга живлення, а часи "ВКЛ" і "ВИМК" транзисторного ключа визначені як: t_{ON} і t_{OFF}, то вихідна напруга V_{OUT} визначається як:

$$D = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} = \frac{t_{ON}}{T}.$$

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad \text{де } V_{OUT} = DV_{IN},$$

робочий цикл знижувального перетворювача.

Таким чином, що більший робочий цикл, то вище середня вихідна напруга постійного струму імпульсного джерела живлення. Звідси ми також можемо бачити, що вихідна напруга завжди буде нижчою за вхідну напругу, оскільки робочий цикл D ніколи не може досягти одиниці, що призводить до понижуючого регулятора напруги.

Регулювання напруги досягається за рахунок зміни робочого циклу, а при високих швидкостях перемикання до 200 кГц можна використовувати компоненти меншого розміру, що значно зменшує розмір і вагу імпульсного джерела живлення.

Ще однією перевагою понижуючого перетворювача є те, що конструкція дросель-конденсатор (LC) забезпечує дуже хорошу фільтрацію струму дроселя. В ідеалі знижувальний перетворювач повинен працювати в режимі безперервного перемикання, щоб струм дроселя ніколи не падав до нуля. З ідеальними компонентами, тобто з нульовим падінням напруги та втратами перемикання у стані «ВКЛ», ідеальний понижувальний перетворювач може мати ККД до 100%.

Імпульсний стабілізатор підвищувального типу.

Імпульсний стабілізатор Boost це ще один тип схеми імпульсного джерела живлення. Він має ті ж типи компонентів, що і попередній понижувальний перетворювач, але цього разу в іншому положенні. Підвищувальний перетворювач призначений для підвищення напруги постійного струму від нижчого до більш високого, тобто він також додає або підвищує напругу живлення, тим самим збільшуючи доступну напругу на вихідних клемах без зміни полярності. Іншими словами, що підвищує імпульсний регулятор являє собою схему підвищує регулятора, тому, наприклад, підвищує перетворювач може перетворювати, скажімо, +5 В +12 В.

Раніше ми бачили, що в базовій конструкції знижувального імпульсного стабілізатора використовується послідовний перемикаючий транзистор. Відмінність від конструкції імпульсного стабілізатора підвищення полягає в тому, що він використовує паралельно включений транзистор, що перемикає, для управління вихідною напругою імпульсного джерела живлення.

Оскільки транзисторний перемикач фактично підключений паралельно до виходу, електрична енергія проходить через дросель до навантаження тільки тоді, коли транзистор зміщений у положення «ВИМК» (перемикач розімкнуто), як показано на рис. 5. У схемі підвищувального перетворювача, коли транзисторний ключ повністю включений, електрична енергія джерела живлення VIN проходить через дросель і транзисторний ключ і повертається в джерело живлення. Внаслідок

цього нічого з цього не надходить на вихід, оскільки насичений транзисторний ключ фактично створює коротке замикання на виході.

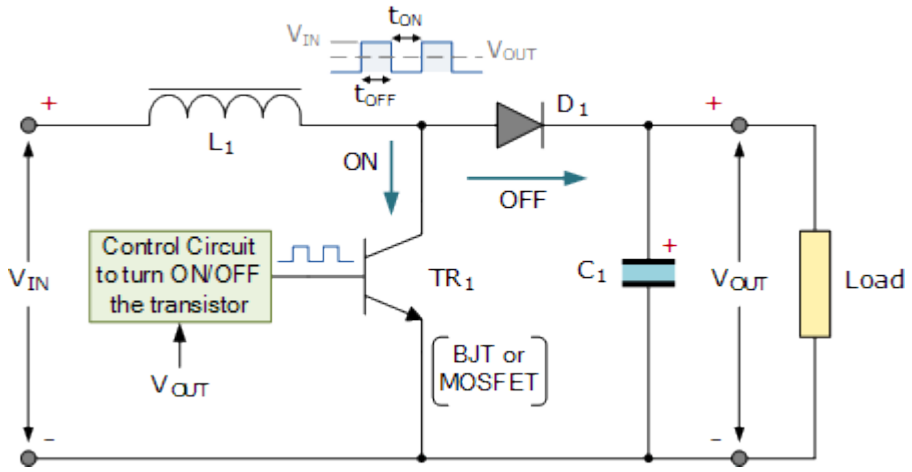

Рисунок 5 – Схема підвищувального перетворювача напруги

Це збільшує струм, що протікає через індуктор, оскільки він має коротший внутрішній шлях зворотного шляху до джерела живлення. У той же час діод D1 стає зворотнозміщеним, оскільки його анод підключається до землі через транзисторний ключ, при цьому рівень напруги на виході практично залишається постійним, коли конденсатор починає розряджатися через навантаження.

Коли транзистор повністю вимкнено, вхідне джерело живлення тепер підключено до виходу через послідовно з'єднані дросель та діод. Коли зменшується поле індуктора, індукована енергія, запасена в індукторі, передається на вихід через VIN через діод, тепер зміщений в прямому напрямку.

Результатом цього є те, що індукована напруга на дроселі L1 змінюється на протилежне і додається до напруги вхідного джерела живлення, збільшуючи загальну вихідну напругу, яка тепер стає VIN + VL.

Струм від конденсатора, що згладжує C1, який використовувався для живлення навантаження, коли транзисторний ключ був закритий, тепер повертається в конденсатор через вхідне джерело живлення через діод. Тоді струм, що подається на конденсатор, є струмом діода, який завжди буде «ВКЛ» або «ВИМК», оскільки діод постійно перемикається між своїм прямим і зворотним станом під дією транзистора, що перемикає. Тоді конденсатор, що згладжує, повинен бути досить великим, щоб забезпечити плавний стійкий вихідний сигнал.

Оскільки індукована напруга на дроселі L1 негативна, вона додається до напруги джерела, VIN змушує струм дроселя надходити в навантаження.

Як і у випадку з попереднім понижувальним перетворювачем, вихідна напруга перетворювача, що підвищує, залежить від вхідної напруги і робочого циклу. Таким чином, за рахунок керування робочим циклом досягається регулювання вихідної потужності.

Імпульсний стабілізатор інвертуального типу.

Імпульсний стабілізатор Buck-Boost являє собою комбінацію понижуючого і підвищує перетворювачів, яка створює інвертовану (негативну) вихідну напругу, яка може бути більшою або меншою за вхідну напругу залежно від робочого циклу. Підвищуюче-знижувальний перетворювач являє собою різновид схеми перетворювача, що підвищує, в якій інвертуючий перетворювач передає в навантаження тільки енергію, накопичену дроселем L1. Базова схема імпульсного джерела живлення з підвищуюче-знижувальним режимом наведена на рис. 6.

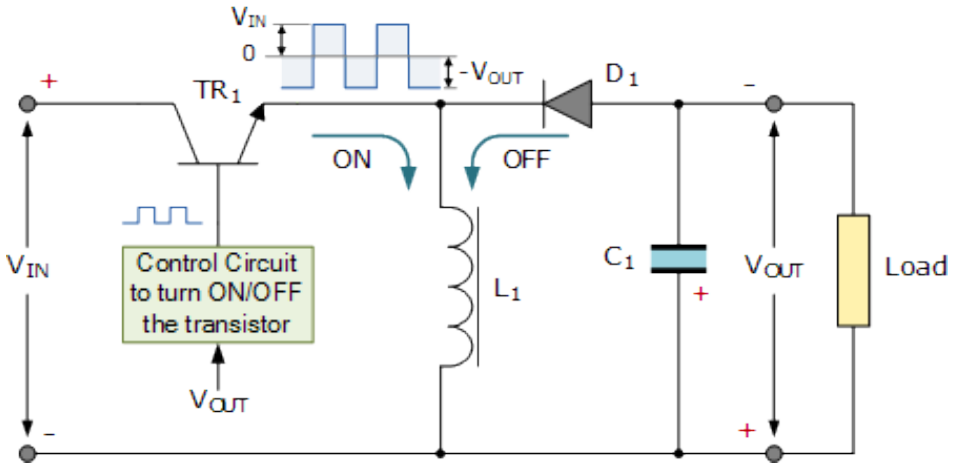

Рисунок 6 – Схема ІППН інвертуального типу

Коли транзисторний ключ TR1 повністю увімкнений (закритий), напруга на дроселі дорівнює напруги живлення, тому дросель зберігає енергію від вхідного джерела живлення. На підключене навантаження на виході струм не надходить, оскільки діод D1 зміщений у зворотному напрямку. Коли транзисторний ключ повністю вимкнено (відкрито), діод зміщується у прямому напрямку, і енергія, раніше накопичена в котушці індуктивності, передається навантаженню.

Іншими словами, коли перемикач знаходиться в положенні «ВКЛ», енергія подається в індуктор від джерела постійного струму (через перемикач), а на вихід не подається, а коли перемикач знаходиться в положенні «ВИМК», напруга на індукторі змінюється на протилежне, як тепер індуктор стає джерелом енергії, тому енергія, накопичена раніше в індукторі, перемикається на вихід (через діод), і жодна з них не надходить безпосередньо від джерела вхідного постійного струму. Таким чином, напруга, що падає на навантаженні, коли перемикаючий транзистор знаходиться в положенні «ВИМК», дорівнює напрузі дроселя.

В результаті величина інвертованої вихідної напруги може бути більшою або меншою (або дорівнює) величині вхідної напруги в залежності від робочого циклу. Наприклад, підвищуюче-знижуючий перетворювач з позитивного в негативний може перетворювати напругу 5 В 12 (підвищує) або 12 В 5 В (знижувальне).

Стаціонарна вихідна напруга знижувально-підвищувальних імпульсних стабілізаторів VOUT визначається як:

$$V_{OUT} = V_{IN}\left(\frac{D}{1-D}\right).$$

Тоді стабілізатор, що підвищує-знижує, отримав свою назву від створення вихідної напруги, яка може бути вищою (як ступінь підвищуючої потужності) або нижче (як ступінь знижуючої потужності) за величиною, ніж вхідна напруга. Однак вихідна напруга протилежна за полярністю вхідної напруги.

Фільтрування імпульсних перешкод.

Імпульсний стабілізатор напруги є джерелом високочастотних перешкод у зв'язку з тим, що містить ключі, що комутують струм. Тому в моменти комутації виникають досить значні кидки напруги і струму, що породжують перешкоди як на вході, так і на виході стабілізатора, причому перешкоди протифазні, і синфазні. Фільтри для придушення перешкод встановлюються як у вході, і на виході стабілізатора.

Для зниження перешкод можна проводити комутацію ключа в моменти, коли через ключ немає струму при розмиканні або на ключі нульова напруга при

замиканні. Цей прийом використовують у про резонансних перетворювачах, які також мають недоліки.

Вхідний опір.

Імпульсний стабілізатор напруги під навантаженням має вхідний негативний диференціальний опір - при підвищенні вхідної напруги вхідний струм зменшується, і навпаки. Це слід враховувати задля збереження стійкості роботи імпульсного стабілізатора напруги джерела з підвищеним внутрішнім опором.

Використання в мережах змінного струму.

Розглянуті вище імпульсні стабілізатори (перетворювачі) напруги перетворюють постійний струм на вході постійний струм на виході. Для живлення пристроїв від електричної мережі змінного струму на вході встановлюється випрямляч і фільтр, що згладжує.

Застосування імпульсного перетворювача мережевої напруги дозволяє зменшити габарити та вагу джерела живлення, що особливо важливо для переносних конструкцій.

1.5 Імпульсний перетворювач мережевої напруги

Застосування імпульсного перетворювача напруги дозволяє зменшити габарити та вагу джерела живлення, що особливо важливо для переносних конструкцій.

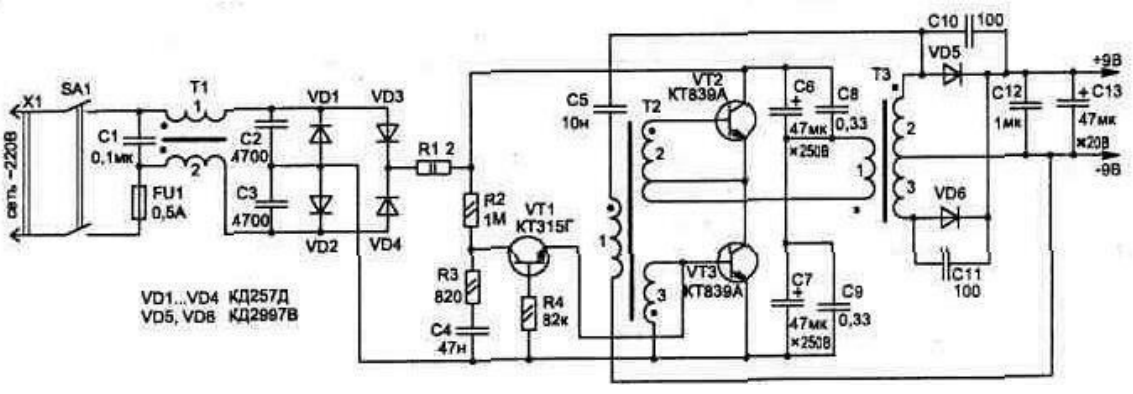

Рисунок 7 – Схема імпульсного перетворювача мережевої напруги

Перетворювач (рис. 7), призначений для живлення від мережі 220 В пристроїв зі споживаним струмом до 3 А при Uвих = 9,2 В (для отримання з цієї напруги 5 або

6 можна використовувати будь-яку типову схему лінійного стабілізатора).

Запропонований перетворювач відрізняється від аналогічних простотою та наявністю захисту джерела живлення від перевантаження вихідного ланцюга у разі короткого замикання.

Електрична схема пристрою складається з вхідного фільтра (елементи С1, С2, СЗ та Т1); ланцюги запуску (R2, R3, R4, С4, VT1); автогенератора (VT2, VT3, Т2, ТЗ, С5); випрямляча зниженої напруги (VD5, VD6, С12, С13). Перетворювач зібраний за напівмостовою схемою.

Вхідний фільтр перетворювача забезпечує ослаблення перешкод, починаючи з частоти 15 кГц більш ніж 2 рази.

У ланцюзі запуску використовується транзистор VT1 в режимі оборотного пробою, що дозволяє формувати короткі імпульси, необхідні в момент включення схеми для запуску роботи ключового каскаду VT2, VT3 в режимі автогенератора на частоті 30...60 кГц, при цьому робочу частоту, в невеликих В межах, можна змінювати ємністю С5.

У разі замикання ланцюга вторинної обмотки трансформатора ТЗ зворотний зв'язок в автогенераторі порушується і генерація зривається до моменту усунення несправності.

ККД перетворювача при струмі навантаження 2 А становить 0,74 (при струмі 4 А-0,63).

У пристрої можуть бути використані резистори будь-якого типу, конденсатори С1 типу К73-17 на 630; С2, СЗ типу К73-9 або К73-17 на 250; С4, С5 типу К10-7; С6, С7 типу К50-35 на 250 В; С8, С9 типу К73-9 на 250; С10...С12 типу К10-17; С13 типу К52-1В на 20 ст.

Транзистор VT1 можна замінити на КТ312А, Б, В транзистори VT2 і VT3 на КТ838А, КТ846В.

Дросель Т1 намотаний на двох склеєних разом кільцевих сердечниках типорозміру К20х12х6 з фериту марки 2000НМ. Обмотки 1 і 2 містять 45 витків дроту ПЕВ-2 діаметром 0,25 мм. Трансформатор Т2 виконаний на двох склеєних разом кільцевих сердечниках типорозміру К10х6х3 з фериту 2000НМ. Обмотка 1

містить 60 витків, обмотки 2 і 3 - по 15 витків дроту ПЕЛШО-0,15 (відведення в обмотці 2 для зворотного зв'язку струму від третього витка). Для виготовлення Т3 застосований кільцевий сердечник К28х16х9 (2000НМ). Обмотка 1 намотується 250 витками дротом ПЕВ-2 0,25, обмотки 2 і 3 - 22 витками дротом ПЕВ-2 діаметром 0,51 мм.

При виготовленні трансформаторів перед намотуванням дроту необхідно закруглити надфілем гострі краї сердечників і обернути їх лакотканиною. Намотування проводити виток до витка з наступною ізоляцією кожного шару (краще використовувати фторопластову стрічку товщиною 0,1 мм).

Діоди, що застосовуються VD1...VD4 можуть бути замінені на будь-які високовольтні, заміна діодів VD5 і VD6, крім як на КД2998В, іншим типом не рекомендується.

Найбільше тепловиділення у схемі відбувається на випрямляючих діодах VD5, VD6 і їх необхідно встановлювати на радіатор. Інші деталі схеми тепловідведення не потребують.

Конструктивно всі елементи схеми, крім вмикача S1 і діодів VD5, VD6, розміщені на односторонній друкованій платі розміром 140х65 мм. Перед початковим включенням перетворювача необхідно перевірити фази обмоток у ланцюгах бази VT2 та VT3 на відповідність до схеми. Якщо перетворювач при правильному монтажі відразу починає працювати, то потрібно поміняти місцями виводи обмотки 1 у трансформатора Т2.

На закінчення слід зазначити, що, використовуючи цю схему, можна отримати й інші напруги у вторинному ланцюзі, для чого необхідно пропорційно змінити число витків у вторинних обмотках 2 і 3 трансформатора Т3.

2 НАУКОВО-ДОСЛІДНИЦЬКА ЧАСТИНА

2.1 Методи імпульсного регулювання постійної напруги

Регулювання вихідної напруги ІППН здійснюється імпульсними методами шляхом зміни параметрів вихідних сигналів. Найбільше застосування знайшли широтно-імпульсний, частотно-імпульсний методи та їх комбінація.

Широтно-імпульсний метод регулювання (ШІР) здійснюється зміною тривалості (ширини) вихідних імпульсів t_i при незмінному періоді їхнього прямування T = const; f = 1/T = const.. Середнє значення вихідної напруги перетворювача при ШІР:

$$U_н = \frac{t_i}{T} \cdot E = \gamma \cdot E,$$

де $\gamma = t_i / T$ - коефіцієнт регулювання (заповнення).

Відповідно до цієї формули діапазон регулювання вихідної напруги ІППН з ШІР, складають від нуля ($t_i = 0$; $\gamma = 0$) до E ($t_i = T$; $\gamma = 1$).

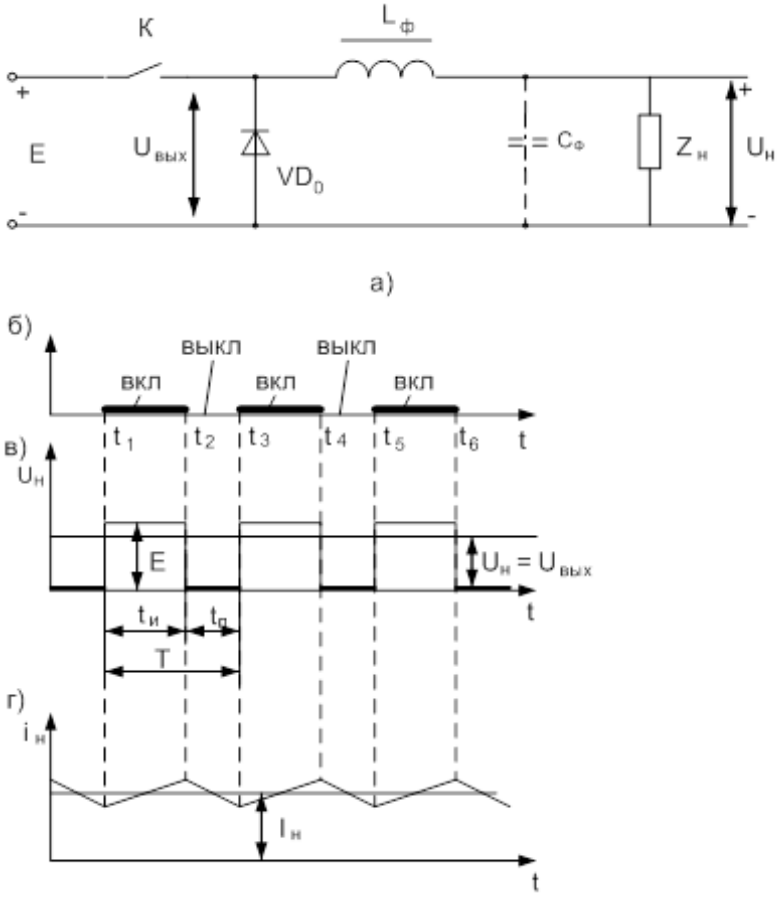

Рисунок 8 – Схема ІППН а), та тимчасові діаграми його роботи б-г

Частотно-імпульсне регулювання (ЧІР) проводиться за рахунок зміни частоти проходження вихідних імпульсів $f = 1/T = 1/(t_i + t_п)$, при незмінній їх тривалості $t_i = const$.

Регулювальні можливості перетворювача характеризуються співвідношенням:

$$U_H = \frac{t_i}{T} E = t_i \cdot f \cdot E$$

Вихідній напрузі E відповідає гранична частота проходження імпульсів, що дорівнює $1 / t_i$, а нульовій вихідній напрузі $f \rightarrow 0$.

Спільне застосування ШІР і ЧІР полягає у зміні двох параметрів вихідних імпульсів ti та f і називається комбінованим.

У вихідний ланцюг ІППН рис. 8а входить навантаження $Z_н$ активно-індуктивного характеру і при необхідності дросель, що згладжує $L_ф$. Іноді застосовуються більш складні фільтри, що згладжують, наприклад Г - образний LC фільтр. Діод VD_0 призначений для створення контуру протікання струму навантаження при розімкнутому ключі.

Розглянемо процеси, що протікають у такому перетворювачі (рис. 8б-г). На інтервалах включеного стану ключа t1-t2, t3-t4, t5-t6 напруга підключається до входу фільтра, що згладжує, $U_{вых}$= E, діод VD_0 закритий. Через навантаження протікає струм $i_н$ ланцюгом (+E)-К- $L_ф$-$Z_н$ –(-E). На інтервалах відключеного стану ключа t2-t3, t4-t5 зв'язок вихідного ланцюга з джерелом живлення відсутній, проте струм через навантаження продовжується.

Він підтримується енергією, накопиченою реактивними елементами – дроселем $L_ф$ та індуктивністю навантаження $L_н$ та замикається через VD_0 внаслідок чого $U_{вих}$= 0. Без урахування падінь напруги на активному опорі дроселя Lф,

$U_н = U_{вих}$, визначається середнім значенням $U_{вих}$ (t). Струм $i_н$ складається з ділянок експонент наростання та спадання з постійною часу $\tau = (L_ф+L_н) / R_н$.. Середнє значення струму $I_н = U_н / R_н$.

2.2 Режим безперервного струму перетворювача знижувального типу

Можливі два різних режими роботи перетворювача: **режим безперервного**

струму (магнітного потоку сердечника) дроселя фільтра та **режим переривчастого струму.** У першому випадку (режим НС) діод VD0 проводить по всьому інтервалі паузи, а в другому (режим ПС), інтервал його провідності менше часу розімкнутого стану ключа. В останньому випадку частина періоду напруга навантаження підтримується тільки за рахунок енергії, накопиченої в конденсаторі фільтра Сф. Режим, який відповідає **переходу, від режиму ПС до режиму НС, отримав назву критичного.**

Регулювання та стабілізація вихідних параметрів імпульсного перетворювача (ІП) здійснюється шляхом зміни співвідношення часу замкненого ti та розімкнутого tп стану ключа К у схемах рис.8. Система управління (СУ) ключем ІП є широтно-імпульсним модулятором (ШІМ).

ШІМ за рахунок зворотних зв'язків відпрацьовує різні збурення, наприклад, зміни струму навантаження або вхідної напруги. Як і в будь-якій замкнутій системі автоматичного регулювання (САР) у СУ ІП мають бути вирішені проблеми стійкості, якості перехідних процесів та інші, що задаються споживачем.

У разі безперервного струму, форма струму дроселя має вигляд (рис. 9).

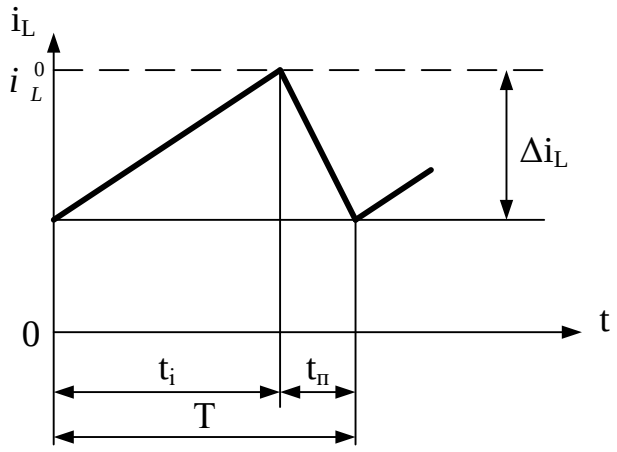

Рисунок 9 - Режим безперервного струму дроселя

Співвідношення між струмом і напругою на індуктивному елементі:

$$U_L = \frac{d\Delta i_L}{dt} L.$$

Звідси $\Delta i_L = \frac{1}{L}\int U_L\, dt$, або $\Delta i_L = \frac{1}{L}(U_ж - U_н)t_и$, де $U_н = \frac{t_и}{T} U_ж$.

Тоді після підстановки отримаємо: $\Delta i_L = \frac{1}{L} U_{ж}(1 - \frac{t_и}{T}) t_и$.

З урахуванням коефіцієнта заповнення:

$$\Delta i_L = (1 - \gamma)\gamma \frac{U_ж}{fL} = (1 - \gamma) \frac{U_ж}{fL}.$$

Знайдемо коефіцієнт передачі ППН у цьому режимі:

$$K_U = U_н / U_{вх} \quad (1)$$

Використовуючи умову рівності напруги на обмотці дроселя фільтра на етапах накопичення $\gamma \cdot T$, та передачі $(1-\gamma)\cdot T$ енергії (інакше кажучи, середнє значення напруги на обмотці дроселів) можна записати:

$$(U_{вх} – U_н) \cdot \gamma T = U_н (1- \gamma) T \quad (2)$$

Перетворюючи цей вираз, отримаємо для коефіцієнта передачі:

$$K_U = \gamma \quad (3)$$

У критичному режимі величина пульсації струму дроселя визначається з наступної рівності

$$\Delta I = U_н (1- \gamma) T / L_{кр} = 2Iн = 2U_н / R_н , \quad (4)$$

де $L_{кр}$ - індуктивність дроселя у критичному режимі; $I_н$ – середній струм навантаження; $R_н$ - опір навантаження.

Використовуючи вираз (4), отримаємо відносне значення критичної індуктивності

$$L^*_{кр} = L_{кр} / R_н T = (1- \gamma) / 2 \quad (5)$$

У практичних розрахунках використовують коефіцієнт запасу за індуктивністю дроселя.

$$B = L / L_{кр} = L^* / L^*_{кр} \quad (6)$$

звідки: $$L^* = L / R_н \cdot T = L^*_{кр} (1- \gamma) / 2 \quad (7)$$

У режимі безперервного струму $B \geq 1$, а режимі переривчастого струму $B<1$.

Амплітудні струми дроселя фільтра, силового ключа та зворотного діода однакові, і знаходяться за таким виразом:

$$I_{max} = I_н + \Delta I / 2 = I_н (1+ 1/B) \quad (8)$$

Мінімальний струм дроселя:

$$I_{min} = I_н - \Delta I / 2 = I_н (1- 1/B) \quad (9)$$

Середній струм дроселя збігається із струмом навантаження (середній струм конденсатора фільтра дорівнює нулю)

$$I_{Lср} = I_н, \quad (10)$$

а його діючий струм визначається наступним виразом:

$$I_{Lд} = \sqrt{(I_н^2 + \frac{\Delta I^2}{12})} = I_н\sqrt{(1 + \frac{1}{3B^2})}. \quad (11)$$

Середній та діючий струми силового ключа: $I_{VTср} = \gamma \cdot I_н$,

$$I_{VTд} = I_{Lд} \cdot \sqrt{\gamma} = I_н\sqrt{\gamma(1 + \frac{1}{3B^2})} \quad (12)$$

Середній та діючий струми зворотного діода: $I_{VDср} = I_н (1-\gamma)$,

$$I_{VDд} = I_{Lд}\sqrt{1-\gamma} = I_н\sqrt{(1-\gamma)(1 + \frac{1}{3B^2})} \quad (13)$$

Чинний струм конденсатора фільтра:

$$I_{СД} = \sqrt{I_{LД-}^2 I_н^2} = I_н \frac{1}{\sqrt{3}\cdot B} \quad (14)$$

Напруги на силовому ключі та зворотному діоді дорівнюють вхідній напрузі.

2.3 Режим переривчастого струму ППН

Режим розривних струмів для чоперной схеми небажаний, тому слід вибирати індуктивність дроселя фільтра такою, щоб його уникнути.

У разі розривності, форма струму через дросель буде подібна рис. 10.

Перевірочна умова для величини індуктивності дроселя:

$$L = \frac{R_н}{2f}(1 - \gamma_{min}),$$

де γ_{min}- мінімальний коефіцієнт заповнення.

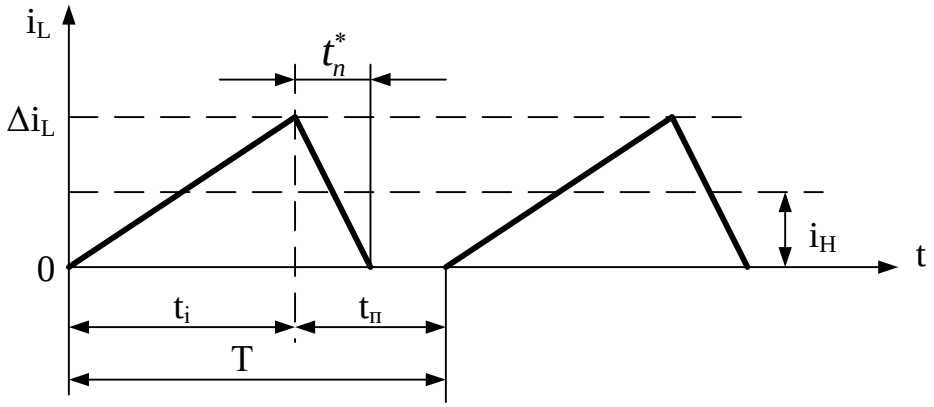

Рисунок 10 - Режим розривних струмів дроселя

Перехідний процес при включенні чопера показаний на рис. 11. Перший цикл "заряду - розряду" породжує добавку струму $\Delta i_{доб}$ в індуктивному елементі, який заряджає конденсатор фільтра.

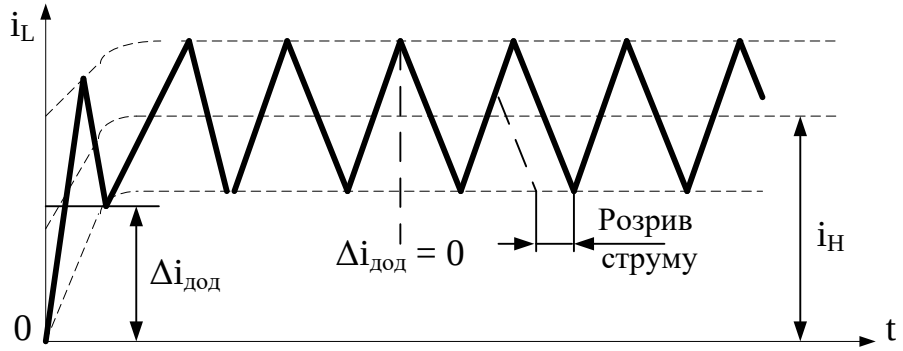

Рисунок 11 - Перехідний процес в індуктивному елементі за фазою накопичення заряду

Струм в індуктивності матиме дві складові - змінну пілкоподібну і постійну $i_н$.

У режимі безрозривних струмів дроселя, струм безперервно тече як у навантаженні, так і в індуктивному елементі. Режим розривних струмів характеризується тим, що в індуктивному елементі струм час від часу переривається. У навантаженні струм не переривається ніколи в силу того, що конденсатор, виділяючи постійну складову, виконує роль еквівалента ЕРС.

Щоб знайти відносний час перебігу струму зворотного діода $\gamma = t_{сп} / T$, також будемо використовувати умову (2):

$$(U_{вх} – U_н)\cdot\gamma = U_н \cdot \gamma^1 \quad (15)$$

звідки $\gamma^1 = \gamma (1- K_U) / K_U$. (16)

Очевидно, що величина K_U в даному випадку не збігатиметься з отриманою величиною для режиму безперервного струму. Для її відшукання скористаємося умовою рівності потужностей, відданої джерелом та розсіяної у навантаженні:

$$U_{вх} \cdot I_{вх.ср} = U_н \cdot I_н \quad (17)$$

де $I_{вх. ср}$ - середній струм джерела.

Враховуючи, що

$$I_{вх.ср} = I_{max}\cdot \gamma /2 = \gamma T (U_{вх} – U_н) / 2L \quad (18)$$

після підстановки (17), з урахуванням (6, 7) отримаємо:

$$K_U = \frac{2}{1+\sqrt{1+\frac{4B(1-\gamma)}{\gamma^2}}}. \quad (19)$$

Не слід забувати, що в даному випадку B<1. Крайні точки отриманої залежності, відповідні $\gamma = 0$ і $\gamma = 1$, збігаються з (3), у всіх інших випадках вони лежать вище, причому швидкість росту початковій ділянці тим більше, чим менше B. Підстановка (19) B=1 дає $K_U = \gamma$, що аналогічно (3).

Тривалість протікання струму дроселя в аналізованому режимі:

$$t_L = T (\gamma + \gamma^1) \quad (20)$$

Амплітуда струму дроселя:

$$I_{max} = \frac{4I_н}{\gamma(1+\sqrt{1+\frac{4B(1-\gamma)}{\gamma^2}})} \quad (21)$$

Його середній та діючий струми:

$$I_{Lср} = I_н, \quad I_{Lд} = \sqrt{(\gamma + \gamma^1)/3}. \quad (22)$$

Середній та діючий струми зворотного діода:

$$I_{VDср} = I_{max}\cdot \gamma^1 / 2,$$

$$I_{VDд} = I_{max}\sqrt{\frac{\gamma^1}{3}}. \quad (23)$$

Середній та діючий струми ключа:

$$I_{VTср} = I_{max}\cdot \gamma / 2,$$

$$I_{VTд} = I_{max}\sqrt{\gamma/3}. \quad (24)$$

Чинний струм конденсатора фільтра:

$$I_{Cд} = \sqrt{I_{Lд}^2 - I_н^2} = I_{max}\sqrt{\frac{\gamma+\gamma^1}{3} - \frac{(\gamma+\gamma^1)^2}{4}}. \quad (25)$$

Максимальні напруги на ключі та зворотному діоді, як і в попередньому випадку, дорівнюють величині вхідної напруги.

Використовуючи аналогічну методику, можна отримати відповідні залежності і для схем, наведених на рис.2 і 3. Усі вони зведені в табл.1, 2. Величини струмів дано у відносних одиницях $I^* = I / I_н$. Напруга на силовому транзисторі і зворотному діоді в схемі рис.2 дорівнює $U_н$, а в схемі рис.3 – ($U_н$ - $U_{вх}$).

Особливістю схем, наведених на рис.2 та 3 є прагнення коефіцієнта передачі (вихідної напруги) до нескінченності при прагненні коефіцієнта заповнення до одиниці. У реальних перетворювачах цього немає, оскільки, починаючи з деякого значення коефіцієнта заповнення, збільшення енергії, споживаної від джерела за період, дорівнює втратам у перетворювачі. Це значення відповідає максимуму коефіцієнта передачі.

2.4 Екпериментальне дослідження перетворювача постійної напруги знижувального типу

Попередні параметри перетворювача:

- максимальна вихідна потужність - Рн = 5,0 Вт;
- вхідна напруга – Uвх = 18 В;
- вихідна напруга – Uн = 5 …15 В;
- коефіцієнт запасу по індуктивності - В = 1;
- коефіцієнт пульсації вихідної напруги - Кп = 1%;

- частота перетворення – f =1,5 – 8,4кГц.

Схема знижувального перетворювача напруги для проведення експерименту, наведена на рис. 12.

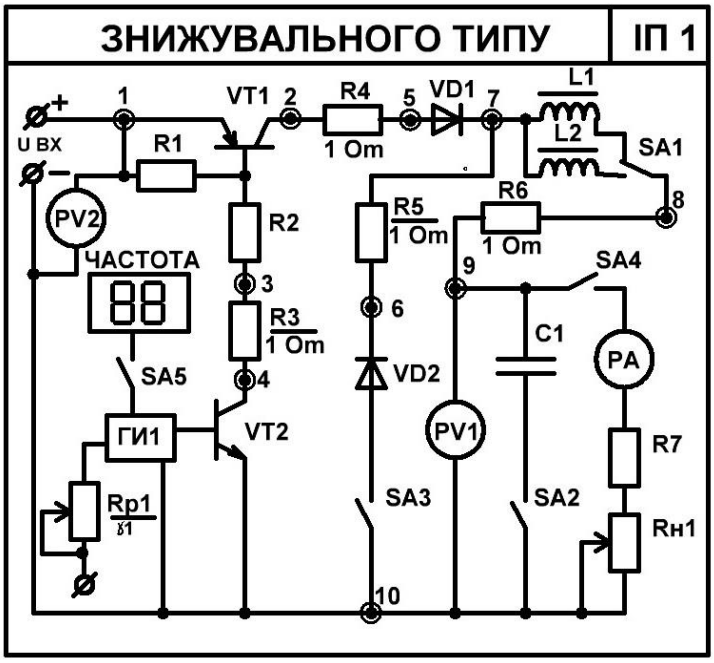

Рисунок 12 – Схема для проведення експерименту

Параметри схеми силової частини:

- транзистори VT1 - КТ837Б, VT2 – КТ801А;
- резистори R1 = 1,2 кОм, R2 = 120 Ом, Rн = 200 Ом;
- конденсатор $C_ф$ - К52-1Б - 25В - 68 мкФ;
- модуль генератора на ОП – ГИ1;
- частота генератора Fг = 1,5 – 8,4кГц;
- діод VD2 - КД213А.
- дросель L1= 13мГн, L2= 24мГн.

Програма дослідження:

1.Зняти залежності Uн = f (Iн) при Fг = const, $\gamma = \gamma_{min}$ та $\gamma = \gamma_{max}$ з індуктивністями дроселя L = L1 та L = L2. Графіки побудувати в одній системі координат.

2. Змінюючи коефіцієнт заповнення від γ_{min} до γ_{max}, зняти та побудувати залежності Uн = f (γ) при Fг, Rн = const. Дослід провести для двох значень індуктивностей дроселя L1 та L2. Графіки побудувати в одній системі координат.

3. Зняти залежності Uн = f (F) при Rн = const, $\gamma = \gamma_{min}$, $\gamma = \gamma_{max}$. Графіки побудувати в одній системі координат. Дослід провести для двох значень індуктивностей дроселя L1 та L2.

4. Зняти та сфазувати діаграми струмів та напруг за умови γ = 0,5 на наступних елементах: $U_Г(t)$, $U_{VT2}(t)$, $I_{VT2}(t)$, $I_{L1}(t)$, $U_{L1}(t)$, $I_{VD2}(t)$, $I_{L2}(t)$, $U_{L2}(t)$, $U_{Rн}(t)$.

Для вимірювань використати цифровий вольтметр та двоканальний осцилограф С1-83.

Параметри досліду залежності **Uн = f (Iн)** при Fг = const, $\gamma = \gamma_{min} = 0{,}25$, та $\gamma = \gamma_{max} = 0{,}8$ приведені в табл. 1 і табл. 2, відповідно.

Таблиця 1

Iн, мА γ_{min}= 0,25	0	10	20	30	40	50	60	70
Uн,В L1=12мГн	8,8	8,3	7,2	6,3	5,24	4,22	3,81	3,69
Uн,В L2=24мГн	4,7	4,4	4,2	3,98	3,78	3,67	3,58	3,5

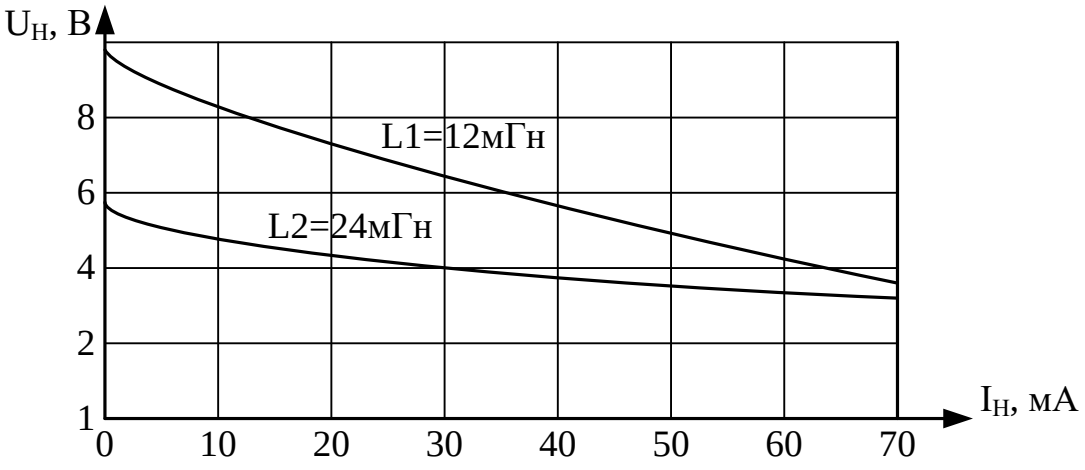

Рисунок 13 – Графік залежності Uн = f (Iн) при Fг = const, $\gamma = \gamma_{min} = 0{,}25$

Таблиця 2

Iн, мА γ_{max}= 0,8	0	40	80	120	160	200	240	280
Uн,В L1=12мГн	17,5	16,3	15,6	15,1	14,8	14,5	14,3	14,1
Uн,В L2=24мГн	17,2	16	15,3	14,8	14,5	14,2	14,1	14,0

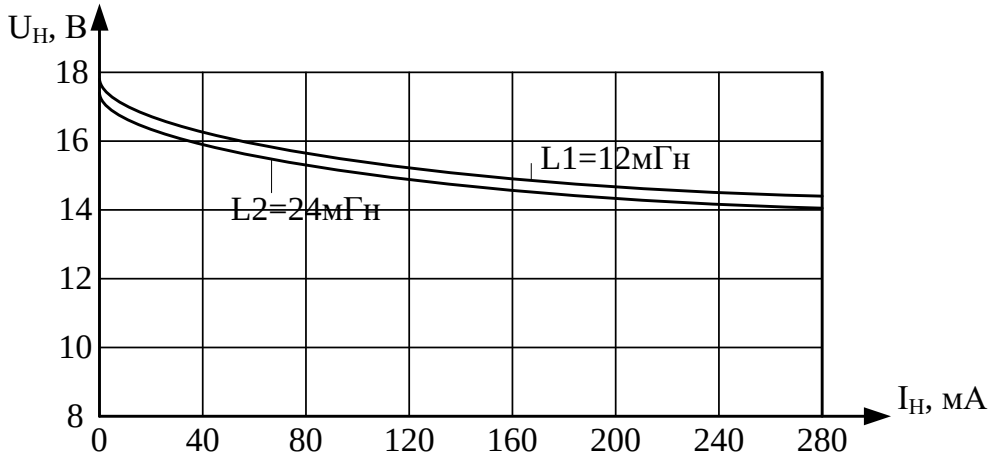

Рисунок 14 – Графік залежності Uн = f (Iн) при Fг = const, $\gamma = \gamma_{max} = 0,8$

Параметри досліду залежності **Uн = f (γ)** при Fг, Rн = const, приведені в таб.3

Таблиця 3

γ	0	0,05	0,25	0,5	0,75	1,0
Uн,В L1=12мГн	0	1,9	5,7	10,1	14,5	17,6
Uн,В L2=24мГн	0	1,3	4,3	8,9	13,6	17,4

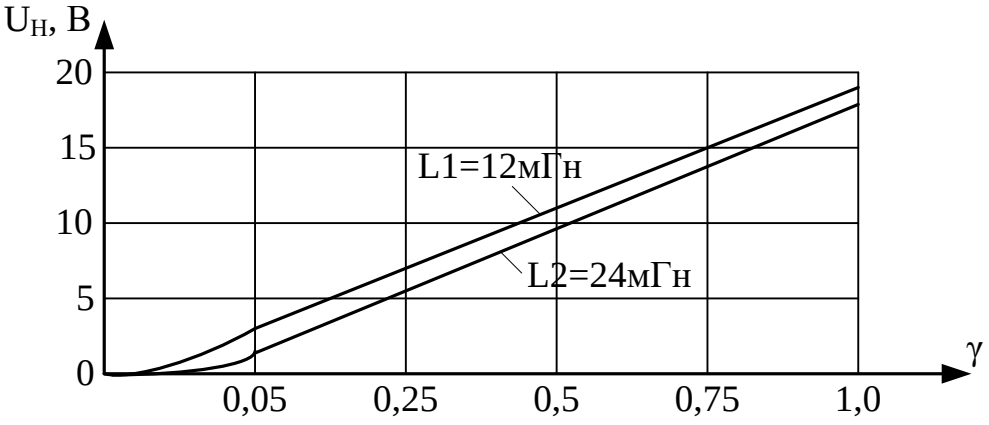

Рисунок 15 – Графік залежності Uн = f (γ) при Fг, Rн = const

Параметри досліду залежності **Uн = f (F)** при Rн = const, $\gamma = \gamma_{min}, \gamma_{max}$. табл. 4,5

Таблиця 4

F, кГц γ_{min}= 0,5	0	1,3	1,9	2,6	4,3	5,7	8,7
Uн,В L1=12мГн		11,6	10,23	9,36	8,77	8,89	9,4
Uн,В L2=24мГн		9,12	8,4	8,28	8,52	8,54	8,78

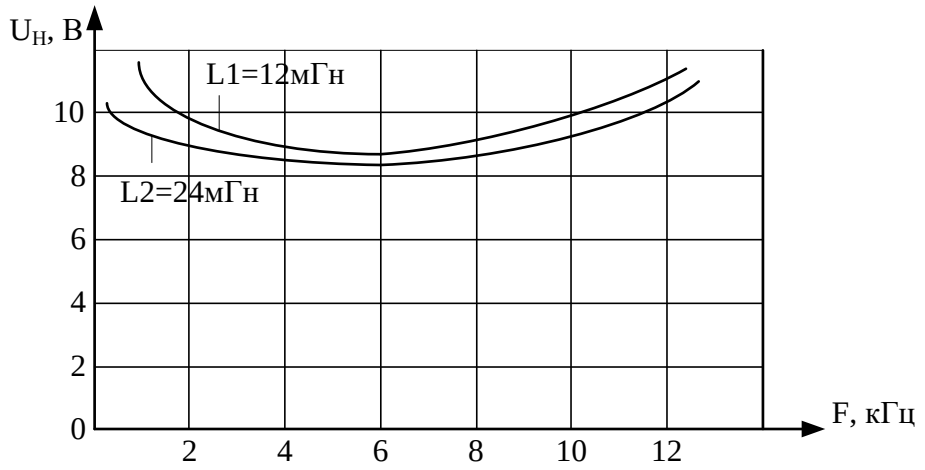

Рисунок 16 – Графік залежності Uн = f (F) при Rн = const, $\gamma = \gamma_{min}$=0,5

Таблиця 5

F, кГц γ_{max}= 0,8	0	1,3	1,9	2,6	4,3	5,7	8,7
Uн,В L1=12мГн		14.33	14.1	14.0	14.14	14.8	16.0
Uн,В L2=24мГн		13.6	13.53	13.62	13.9	14.16	14.71

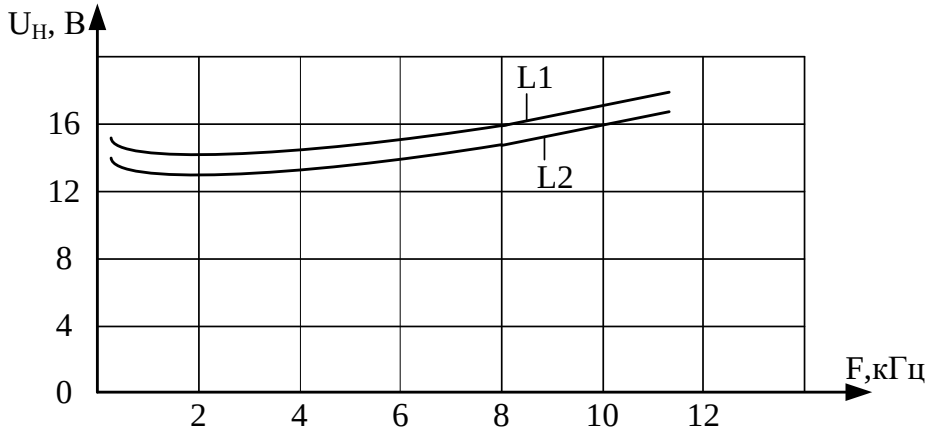

Рисунок 17 – Графік залежності Uн = f (F) при Rн = const, $\gamma = \gamma_{max}$=0,8

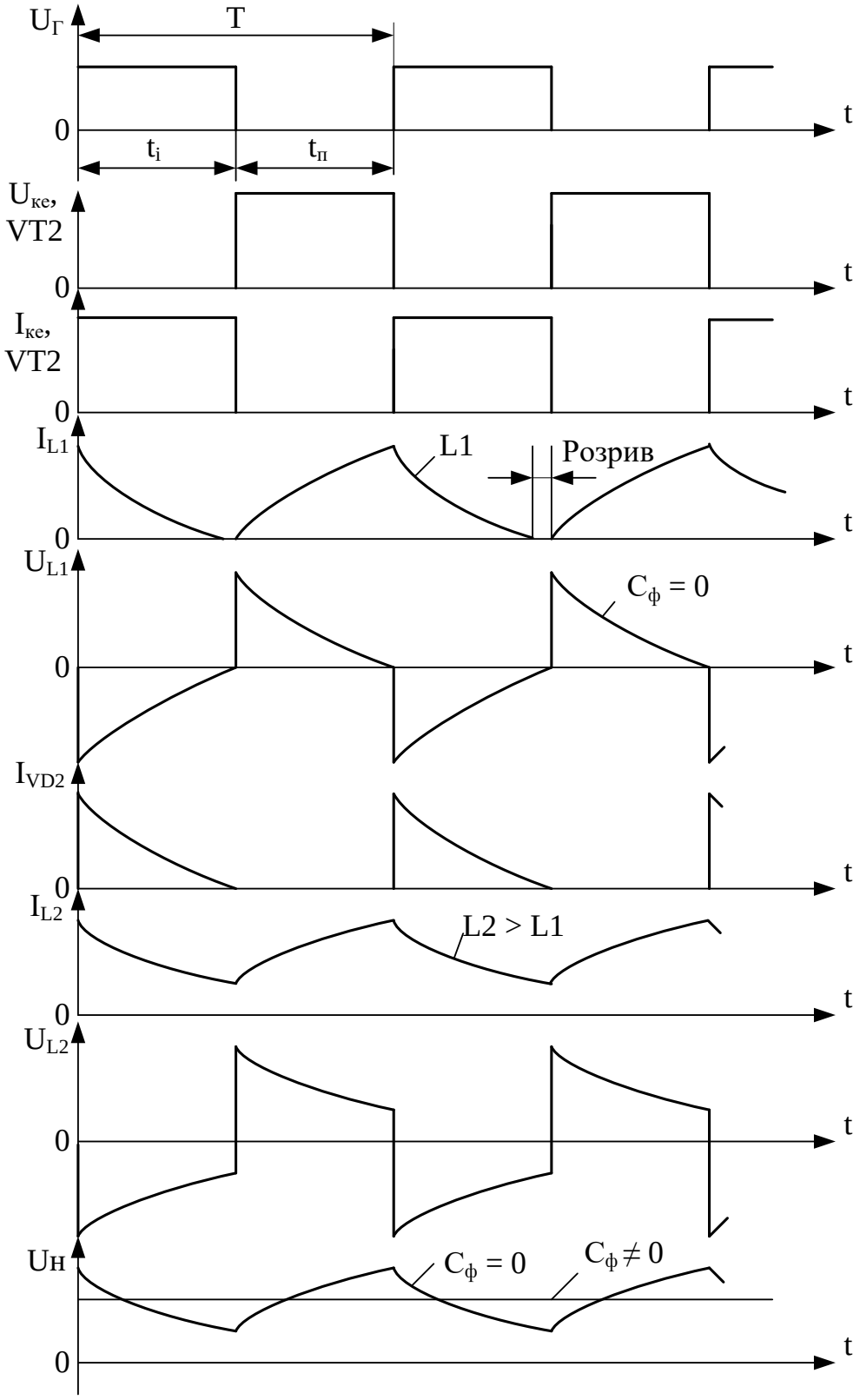

Рисунок 18 - Осцилограми роботи знижувального перетворювача напруги

Висновки щодо роботи: В режимах розривних та не розривних струмів дроселя, струм у навантаженні не переривається за наявності конденсатора.

2.5 Експериментальне дослідження перетворювача постійної напруги підвищувального типу

Попередні параметри перетворювача:

- максимальна вихідна потужність - Рн =9,0 Вт;
- вхідна напруга – Uвх = 18 В;
- вихідна напруга – Uн = 18 … 40 В;
- коефіцієнт запасу по індуктивності - В = 1;
- коефіцієнт пульсації вихідної напруги - Кп = 1%;
- частота перетворення – f =1,5 – 8,4кГц.

Схема підвищувального перетворювача напруги для проведення екпериментy, наведена на рис. 19.

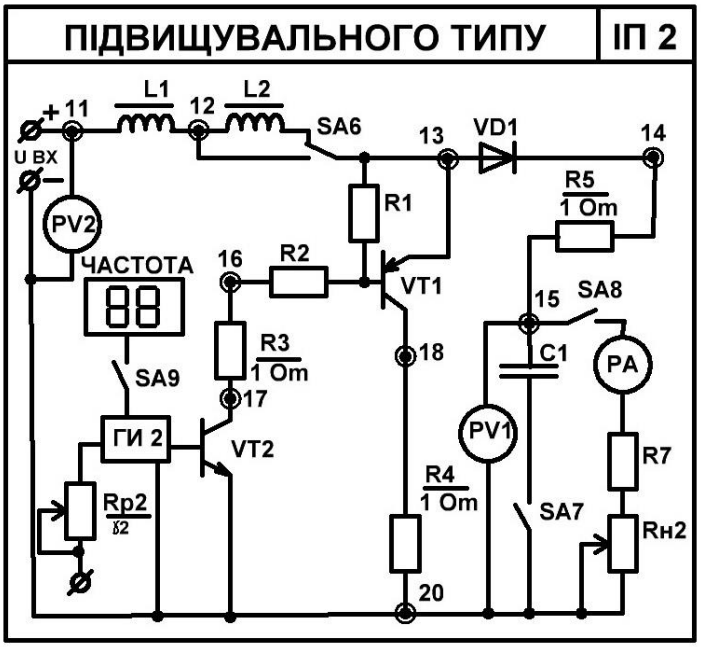

Рисунок 19 – Схема для проведення експерименту

Параметри схеми силової частини:

- транзистори VT1 - КТ837Б, VT2 – КТ801А;
- резистори R1 = 1,2 кОм, R2 = 120 Ом, Rн = 430 Ом;
- конденсатор $C_ф$ - К52-1Б - 25В - 68 мкФ;
- модуль генератора на ОП – ГИ2;
- частота генератора Fг = 1,5 – 8,4кГц;

- діод VD1 - КД213А.
- дросель L1 = 13мГн, L2 = 24мГн.

Програма дослідження:

1.Зняти залежності Uн = f (Iн) при Fг = const, γ = 0,6 з індуктивністю дроселя L = L1.

2. Змінюючи коефіцієнт заповнення від γ_{min} до γ_{max}, зняти та побудувати залежності Uн = f (γ) при Fг, Rн = const та індуктивністю дроселя L = L1.

3. Зняти залежності Uн = f (F) при Rн = const, γ = 0,6 та індуктивністю дроселя L1 та L1+L2.

4. Зняти та сфазувати діаграми струмів та напруг за умови γ = 0,5 на наступних елементах: $U_Г(t)$, $U_{кеVT2}(t)$, $I_{кеVT2}(t)$, $U_{кеVT1}(t)$, $I_{кеVT1}(t)$, $U_{L1}(t)$, $I_{L1}(t)$, $U_{Rн}(t)$.

Для вимірювань використати цифровий вольтметр та двоканальний осцилограф С1-83.

Параметри досліду залежності **Uн = f (Iн)** при Fг = const і γ = 0,6, приведені в табл. 6.

Таблиця 6

Iн, мА	0	40	80	120	160	200	240	280
Uн, В L1	66.8	63	58	51.4	50.1	45.6	42.0	38.2
Uн, В L1+L2	64	60	55	48.2	44.3	40.7	37.8	34.3

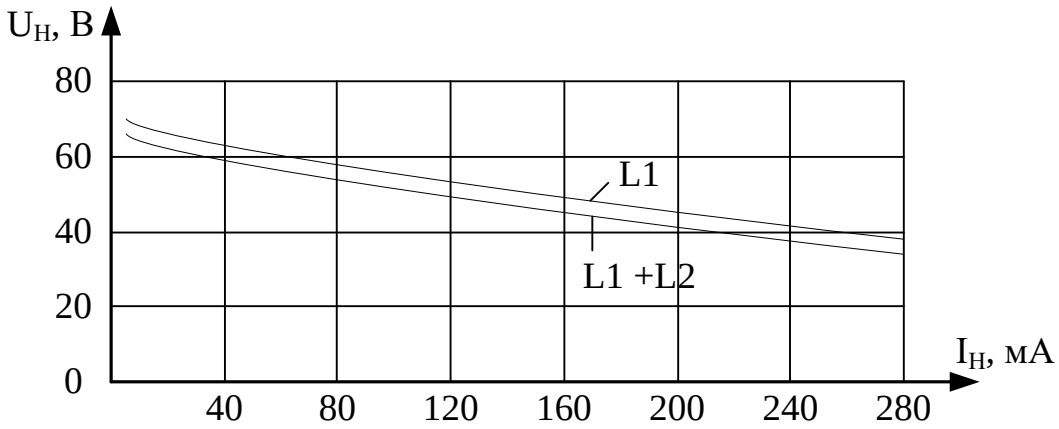

Рисунок 20 – Графіки залежності Uн = f (Iн) при Fг = const, γ = 0,6

Параметри досліду залежності **Uн = f (γ)** при Fг, Rн = const, приведені в табл. 7.

Таблиця 7

γ	0	0,2	0,4	0,57	0,6	0,7	0,8	1,0
Uн, В L1	0	14,1	33	50	48	22	17,5	17

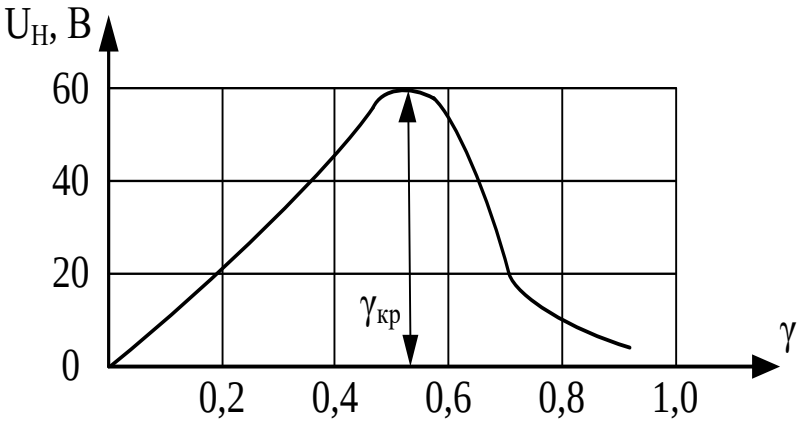

Рисунок 21 – Графік залежності Uн = f (γ) при Fг, Rн = const

Параметри досліду залежності **Uн = f (F)** при Rн = const, γ = 0,6 табл. 8.

Таблиця 8

F, кГц	0	1,5	2,0	2,2	4,2	4,6	8,4
Uн, В L1		38,7	39,9	40,1	41,6	41,9	42,9
Uн, В L1+L2		34,7	35,4	36,0	37,0	37,2	37,5

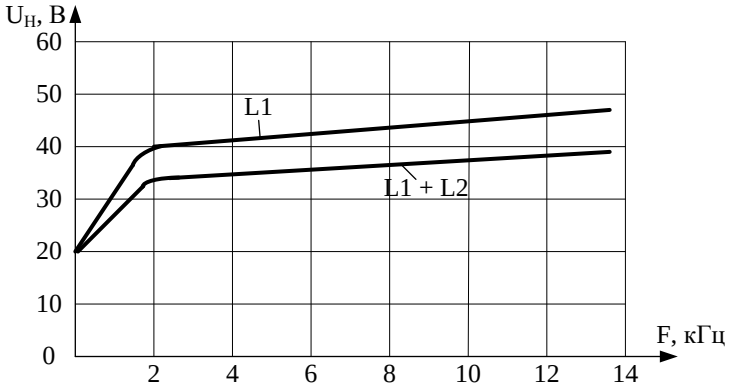

Рисунок 22 – Графік залежності Uн = f (F) при Rн = const, γ = 0,6

Висновки щодо роботи: Регулювальна характеристика **Uн = f (γ)** набуває падаючий характер із-за наявності паразитного опору елементів схеми. Він не може бути скомпенсованим зростанням струму в індуктивності.

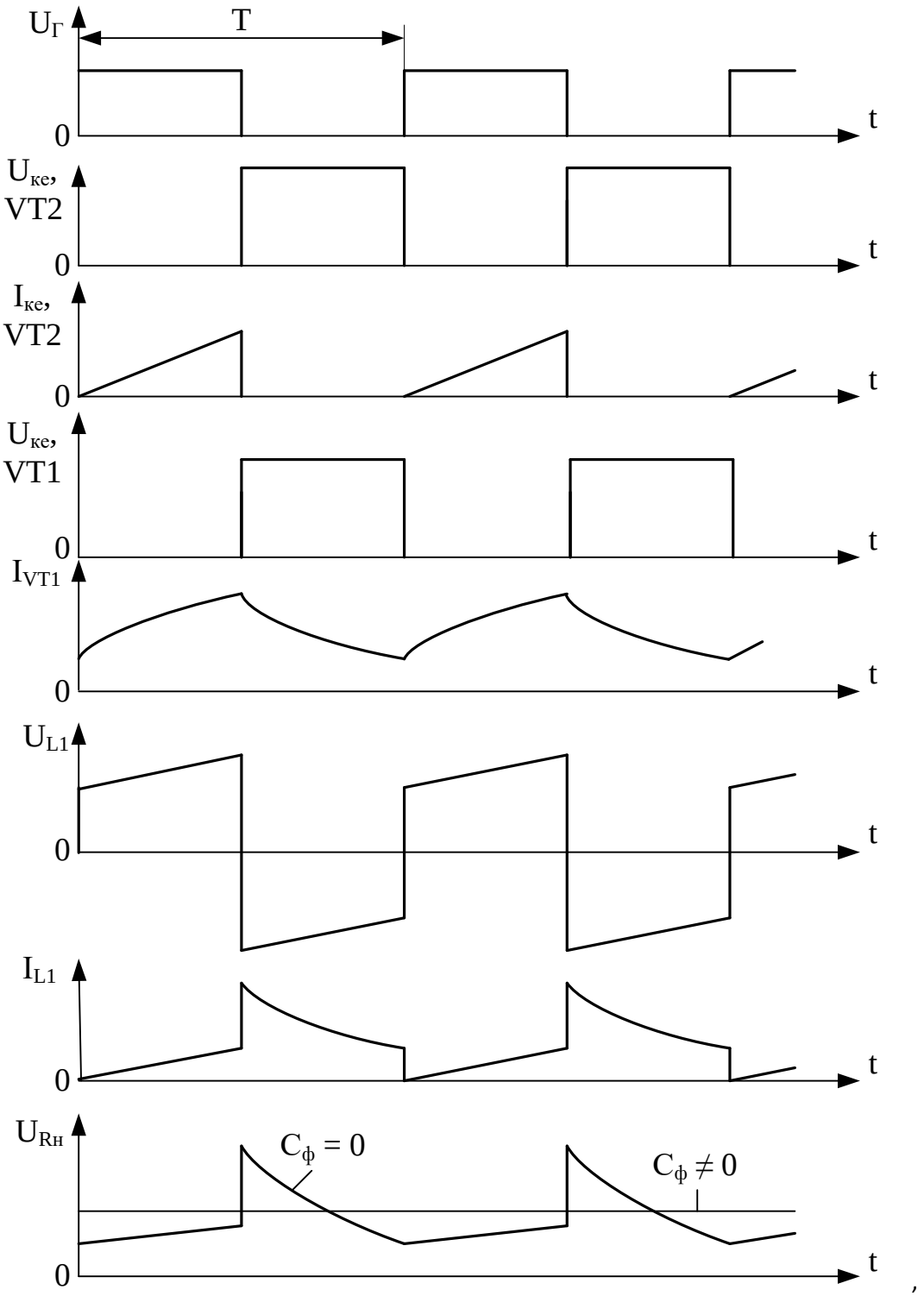

Рисунок 23 - Осцилограми роботи підвищувального перетворювача напруги

3 РОЗРОБКА АЛГОРИТМУ ФУНКЦІОНУВАННЯ ТА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ПРОЄКТОВАНОГО ПРИСТРОЮ

3.1 Розробка алгоритму функціонування пристрою імпульсного перетворювача напруги знижувального типу

Після підключення до схеми напруги, починає працювати генератор ШІМ. Задається фіксована частота генерації та необхідний коефіцієнт заповнення. Після підсилення імпульси прямокутної форми подаються на силовий ключ (транзистор). Через транзистор і котушку індуктивності дроселя буде протікати лінійно зростаючий струм, так як е.р.с. самоіндукції її буде протистояти основному потоку, що виникає під час дії вхідної напруги.

За допомогою діода ввімкненого паралельно навантаженню , відбувається заборона розряду ємності фільтра. В момент паузи роботи ключа, струм через індуктивність досягає максимального значення. Напруга на котушці дроселя змінить полярність.

Через ланцюг забезпечення розряду дроселя, буде протікати струм. Енергія що накопичилася в дроселі, віддається у навантаження. Після зниження потенціалу котушки дроселя, що є меншим потенціалу зарядженого конденсатора фільтра, діод закриється і струм у навантаженні на цьому інтервалі часу, буде зберігатися за рахунок розряду конденсатора.

Інтервал розімкненого стану ключа (паузи) можна підібрати таким, щоб струм через котушку індуктивності не досягав нульового значення. Після наступного замикання ключа процес буде повторюватись. Період при цьому, буде дорівнювати сумі тривалості імпульсів ti і паузи tп. Схема алгоритму роботи імпульсного перетворювача напруги знижувального типу наведена на рис. 23.

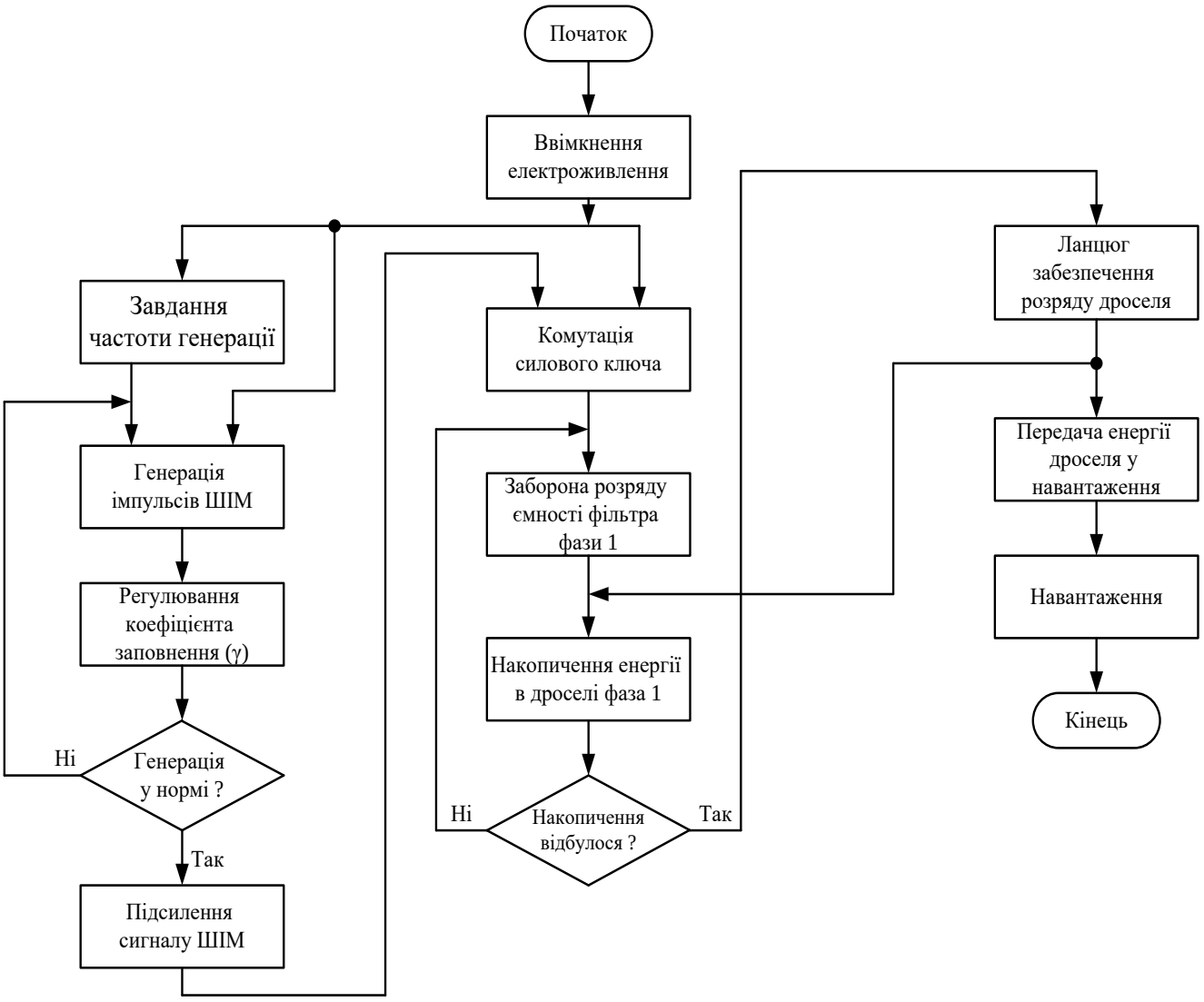

Рисунок 23 - Алгоритму роботи імпульсного перетворювача

3.2 Розробка алгоритму функціонування пристрою імпульсного перетворювача напруги підвищувального типу

Після підключення напруги живлення, починає працювати генератор ШІМ. Задається частота генерації та коефіцієнт заповнення. Прямокутні імпульси з генератора підсилюються і подаються на силовий ключ, що під'єднаний паралельно навантаженню і працює в імпульсному режимі.

Коли ключ замкнений, струм від джерела живлення протікає через дросель, де відбувається запас енергії. При цьому навантаження блокується діодом з метою заборони розряду конденсатора фільтра через замкнутий ключ. Струм у навантаження у цей термін часу поступає тільки від конденсатора фільтра.

Після розмикання ключа, е.р.с. самоіндукції дроселя додається до вихідної напруги. Енергія струму дроселя додається до залишкової напруги конденсатора фільтра. Ця сумарна напруга буде прикладена до навантаження у термін часу tп (паузи). У сталому режимі конденсатор ніколи повністю не розряджається. При цьому вихідна напруга є більшою за вхідну. В даному випадку дросель не є елементом фільтра, а вихідна напруга становиться більше вхідної на величину, що визначається індуктивністю дроселя та скважністю роботи ключа. Робочий цикл схеми має дві фази: фази заряду дроселя і фази його розряду на навантаження.

До початку наступного циклу, лінійно спадаючий струм через конденсатор може зменшитися до нуля, але прикладена до навантаження напруга конденсатора є постійною. Амплітуда пульсацій тим менша, чим більша ємність конденсатора.

Схема алгоритму роботи імпульсного перетворювача напруги підвищувального типу наведена на рис. 24.

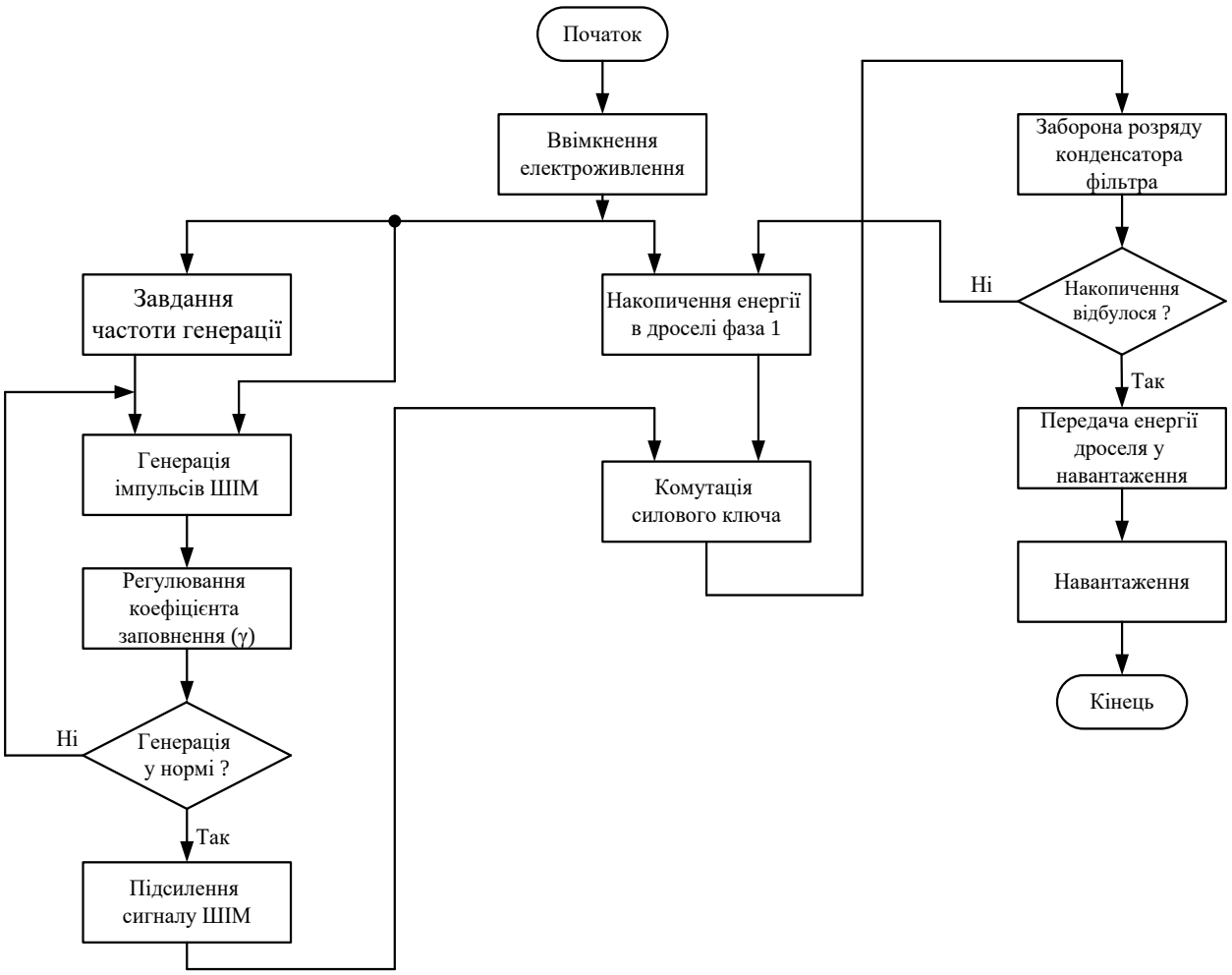

Рисунок 24 - Алгоритму роботи імпульсного перетворювача

3.3 Розробка структурної схеми пристрою імпульсного перетворювача напруги знижувального типу

Знижувальний імпульсний стабілізатор є перетворювачем постійного струму в постійний і один з найпростіших і найпопулярніших типів імпульсних стабілізаторів. При використанні в конфігурації імпульсного джерела живлення понижувальний імпульсний стабілізатор використовує послідовний транзистор або силовий МОП-транзистор (в ідеалі біполярний транзистор із ізольованим затвором або IGBT) як основний перемикач.

Ця зворотна напруга викликає пряме усунення діода, тому накопичена енергія в магнітному полі індуктора змушує струм продовжувати текти через навантаження в тому ж напрямку і повертатися назад через діод. Потім індуктор L1 повертає свою накопичену енергію назад у навантаження, діючи як джерело і забезпечуючи струм доти, поки вся енергія індуктора не повернеться в ланцюг або поки транзисторний ключ знову не закриється, залежно від того, що настане раніше. При цьому конденсатор також розряджається, живлячи струм навантаження. Комбінація котушки індуктивності та конденсатора утворює LC-фільтр, що згладжує будь-які пульсації, створювані перемиканням транзистора.

Отже, коли транзисторний ключ закритий, струм подається від джерела живлення, а коли транзисторний ключ відкритий, струм подається через дросель. Зверніть увагу, що струм, що тече через дросель, завжди має той самий напрямок, або безпосередньо від джерела живлення, або через діод, але, очевидно, в різні моменти циклу перемикання.

Оскільки транзисторний ключ постійно закривається і розмикається, середнє значення вихідної напруги залежатиме від робочого циклу D, який визначається час проведення транзисторного ключа протягом одного повного циклу перемикання.

Робочий цикл знижувального перетворювача.

Таким чином, що більший робочий цикл, то вище середня вихідна напруга постійного струму імпульсного джерела живлення. Звідси ми також можемо бачити, що вихідна напруга завжди буде нижчою за вхідну напругу, оскільки

робочий цикл D ніколи не може досягти одиниці, що призводить до понижуючого регулятора напруги.

Регулювання напруги досягається за рахунок зміни робочого циклу, а при високих швидкостях перемикання до 200 кГц можна використовувати компоненти меншого розміру, що значно зменшує розмір і вагу імпульсного джерела живлення.

Ще однією перевагою знижувального перетворювача є те, що конструкція дросель-конденсатор (LC) забезпечує дуже хорошу фільтрацію струму дроселя. В ідеалі знижувальний перетворювач повинен працювати в режимі безперервного перемикання, щоб струм дроселя ніколи не падав до нуля. З ідеальними компонентами, тобто з нульовим падінням напруги та втратами перемикання у стані «ВКЛ», ідеальний понижувальний перетворювач може мати ККД до 100%.

Структурна схема роботи імпульсного перетворювача напруги знижувального типу наведена на рис. 25.

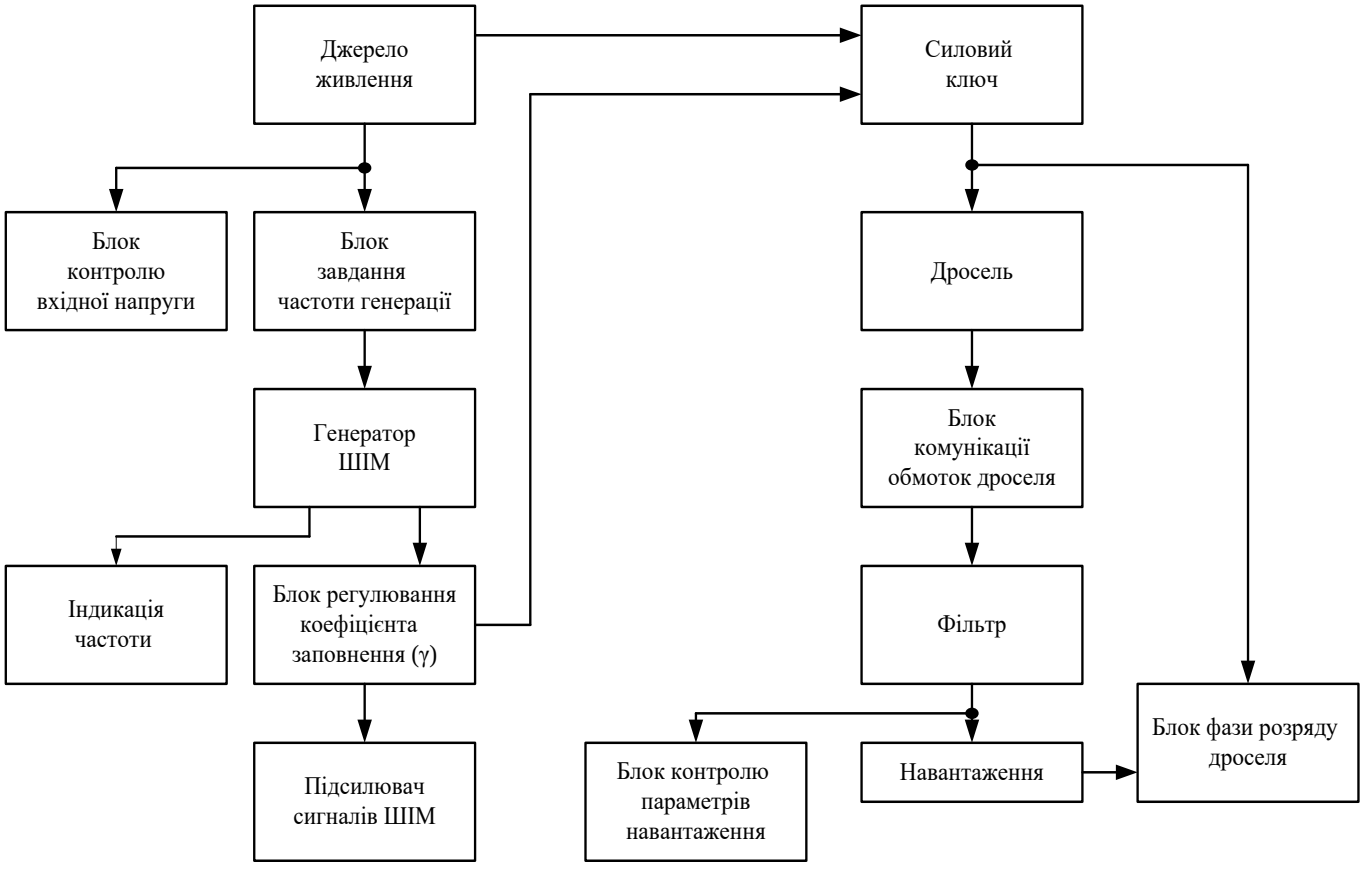

Рисунок 25 - Структурна схема імпульсного перетворювача напруги знижувального типу

3.4 Розробка структурної схеми пристрою імпульсного перетворювача напруги підвищувального типу

Підвищувальний перетворювач призначений для підвищення напруги постійного струму від нижчого до більш високого, тобто він також додає або підвищує напругу живлення, тим самим збільшуючи доступну напругу на вихідних клемах без зміни полярності.

Оскільки транзисторний ключ підключений паралельно до виходу, електрична енергія проходить через дросель до навантаження тільки тоді, коли транзисторний ключ закритий. У схемі підвищувального перетворювача, коли транзисторний ключ відкритий, енергія джерела живлення VIN проходить через дросель і транзисторний ключ і повертається в джерело живлення. Внаслідок цього нічого з цього не надходить на вихід, оскільки насичений транзисторний ключ фактично створює коротке замикання на виході.

Це збільшує струм, що протікає через дросель, оскільки він має коротший шлях до джерела живлення. У той же час діод D1 стає зворотнозміщеним, при цьому рівень напруги на виході практично залишається постійним, коли конденсатор починає розряджатися через навантаження.

Коли транзистор закривається, джерело живлення тепер підключено до виходу через послідовно з'єднані дросель та діод. Індукована енергія, що запасена в індукторі, передається на вихід через VIN через діод, тепер зміщений в прямому напрямку.

Результатом цього є те, що полярність напруга на дроселі L1 змінюється на протилежну і додається до напруги вхідного джерела живлення, збільшуючи загальну вихідну напругу.

Струм від конденсатора, що використовувався для живлення навантаження, коли транзисторний ключ був закритий, тепер повертається в конденсатор через вхідне джерело живлення через діод. Тоді струм, що подається на конденсатор, є струмом діода, який завжди буде «ВКЛ» або «ВИМК», оскільки діод постійно перемикається між своїм прямим і зворотним станом. Тоді конденсатор, що

згладжує, повинен бути досить великим, щоб забезпечити плавний стійкий вихідний сигнал.

Оскільки індукована напруга на дроселі L1 негативна, вона додається до напруги джерела, VIN змушує струм дроселя надходити у навантаження.

Як і у випадку з попереднім знижувальним перетворювачем, вихідна напруга перетворювача, що підвищує, залежить від вхідної напруги і робочого циклу. Таким чином, за рахунок керування робочим циклом досягається регулювання вихідної потужності. Структурна схема роботи імпульсного перетворювача напруги підвищувального типу наведена на рис. 26.

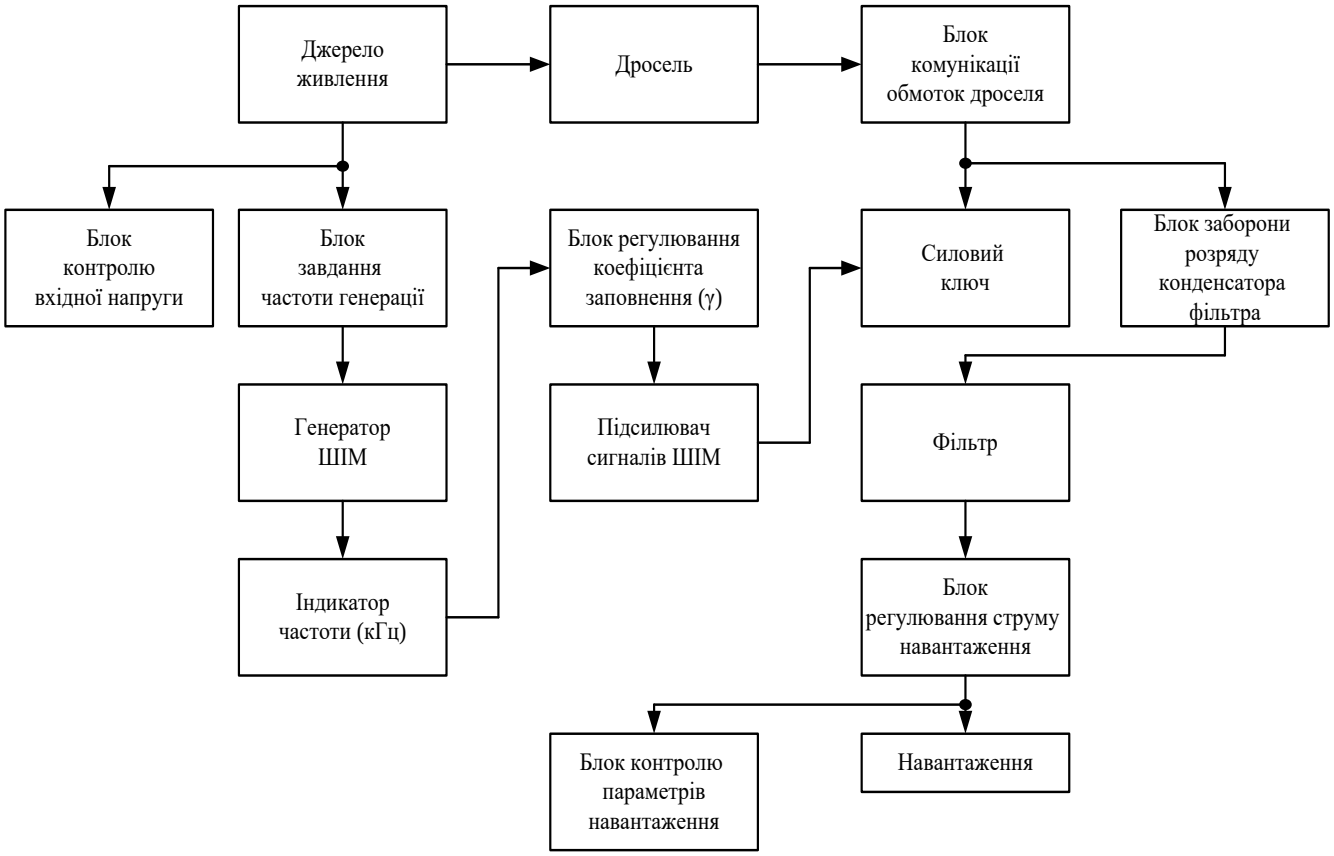

Рисунок 26 - Структурна схема імпульсного перетворювача напруги підвищувального типу

4 РОЗРОБКА ТА РОЗРАХУНОК ВУЗЛІВ ПРИНЦИПОВОЇ СХЕМИ ПРИСТРОЮ

4.1 Вибір елементної бази

Для реалізації принципової схеми знижувального перетворювача напруги (рис. 27), використаємо наступні елементи:

- транзисторы *VT*1 – КТ827; *VT*2 – КТ801А;
- резисторы: *R*1=1,2кОм; *R*2, *R*н – 150 Ом;
- конденсатор: *С*ф – К52-1Б - 25В - 1000 мкФ.
- модуль генератора на ОП – А1(NE555);
- диод: *VD*0 – КД213А.
- дроссель *L*1.
- шунт для измерения тока *R*ш – 1 Ом.

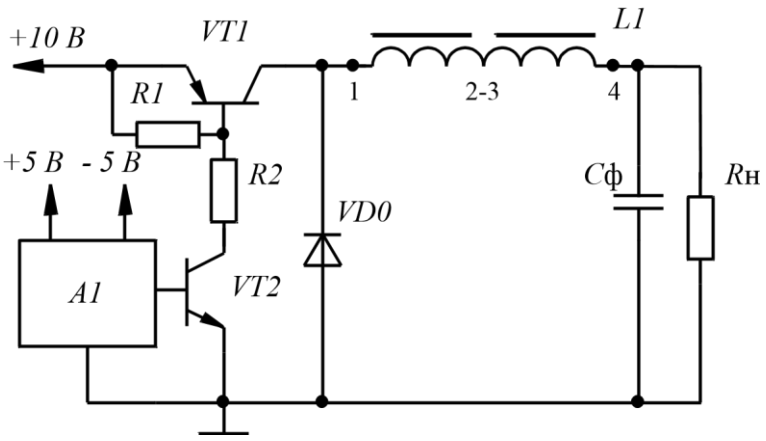

Рисунок 27 - Схема знижувального перетворювача напруги

Для реалізації блока індикації частоти використаємо мікросхеми:

К1533ИВ3, К1533ЛН1, КР514ИД2, АЛС234А.

Основні технічні параметри КТ837Б

Транзистори КТ837Б (рис. 28) кремнієві епітаксиально-дифузійні структури p-n-p перемикачі. Призначені для застосування в підсилювачах і перемикальних пристроях. Корпус пластмасовий із жорсткими виводами.

Маса транзистора 2,5 г.

Основні технічні характеристики транзистора КТ837Б:

• структура транзистора - p-n-p;

• $P_{к\ tmax}$ - розсіювана потужність колектора з тепловідведення - 30 Вт;

• $f_Г$ - гранична частота коефіцієнта передавання струму транзистора 1 мГц;

• $U_{кбо\ max}$ - максимальна напруга колектор-база - 80 В;

• $U_{ебо\ max}$ - максимальна напруга емітер-база -15 В;

• $I_{к\ max}$ - максимально допустимий постійний струм колектора - 7,5 А;

• $I_{кбо}$ - зворотний струм колектора - 0,15 мА;

• h_{21e} - статичний коефіцієнт передавання струму транзистора для схем із загальним емітером - 20... 80;

• $R_{ке\ нас}$ - опір насичення між колектором і емітером: не більш ніж 0,8 Ом.

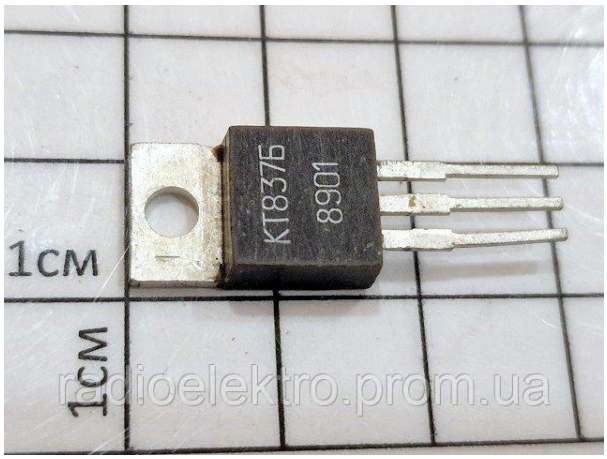

Рисунок 28 – Зовнішній вигляд транзистора КТ837

Аналоги транзисторів КТ837:

КТ837А — 2SD685;

КТ837Б — 2Т7534С;

КТ837В — 2SB834, 2SB906;

КТ837Д — 2N6111.

Транзистори КТ801А (рис. 29) кремнієві сплавно-дифузійні структури n-p-n.

Призначені для застосування в кадровій і строковій розгортках, джерелах вторинного електроживлення.

Випускаються в металосклянному корпусі з гнучкими виводами.

Характеристики:

- структура транзистора - n-p-n;
- розсіююча потужність колектора з тепловідведенням - 5 Вт;
- гранична частота коефіцієнта передавання струму транзистора для схеми із загальним емітером - не менш 10 мГц;
- максимальна напруга колектор-емітер – 80В;
- максимальна напруга емітер-база – 2,5В;
- максимально допустимий постійний струм колектора - 2 А;
- зворотний струм колектор-емітер - 10 мА;
- статичний коефіцієнт передавання струму транзистора - 13... 50;
- опір насичення між колектором і емітером - не більш 2,5 Ом.

Рисунок 29 – Зовнішній вигляд транзистора КТ801

Модуль NE555 є генератором прямокутних імпульсів. Даний модуль можна використовувати для перевірки низькочастотних і високочастотних схем, підсилювачів, радіоприймачів та інших пристроїв.

Модуль зібраний на базі аналогової інтегральної мікросхеми NE555. Мікросхема NE555 є таймером, який формує імпульси зі стабільними характеристиками у часі. Вона складається з 2 діодів, 23 транзисторів та 16 резисторів. Вихідний струм мікросхеми становить 200 мА. У разі зміни напруги

живлення точність мікросхеми не змінюється. Похибка складає близько 1% від розрахункового значення. На модулі присутній підстроювальний резистор, необхідний регулювання частоти прямокутних імпульсів. Діапазон зміни частоти вихідних імпульсів становить від 1 до 100 кГц.

На платі модуля (рис. 30) є 3 виводи:

- VCC - напруга живлення;
- GND - загальний провід («земля»);
- OUT - рівень вихідного сигналу.

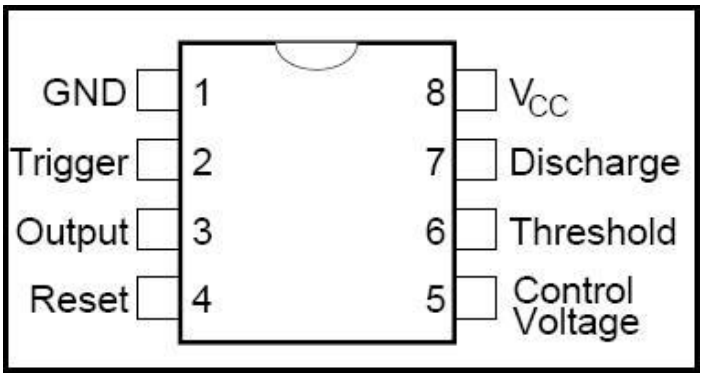

Рисунок 30 – Розпіновка виводів таймера NE555

Високий рівень вихідного сигналу дорівнює напрузі 1,5, а низький - 0,25 В. Подається живлення на модуль від зовнішнього джерела живлення, платформи Arduino, або іншого мікроконтролерного пристрою. Діапазон напруги живлення модуля складає від 5 ... 15 В. Схема таймера та осцилограми його роботи, наведені на рис. 5 і рис. 6, відповідно.

Технічні характеристики генератора імпульсів NE555:

- напруга живлення 5 ... 15В;
- діапазон робочих частот - 0,001...100 кГц;
- вихідний струм - 200 мА;
- робоча температура - 0 ... 70 °С;
- розміри модуля - 29 х 12 х 10 мм;
- вага - 3 Г.

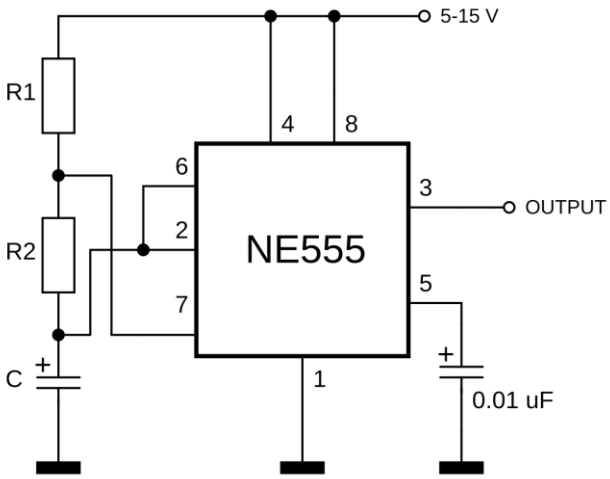

Рисунок 31 – Схема таймера в автоколивальному режимі

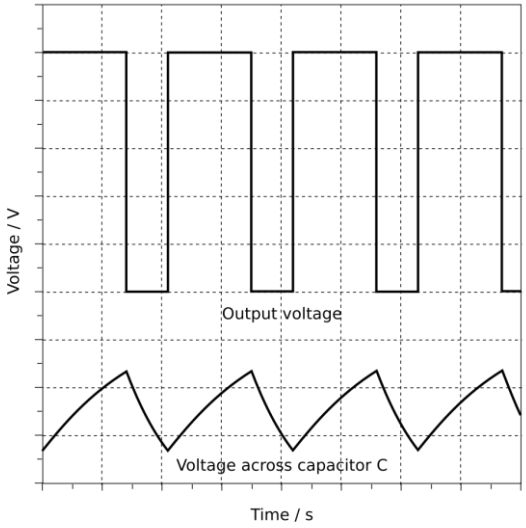

Рисунок 32 – Осцилограми роботи таймера в автоколивальному режимі

Мікросхема КР514ІД2 виготовлена за біполярною технологією з p-n переходом та призначена для застосування у пристроях відображення цифрової, знакової та буквеної інформації.

Мікросхеми КР514ІД2 є дешифратором для семисегментного напівпровідникового цифрового індикатора з роз'єднаними катодами сегментів. Призначені для роботи в електронній апаратурі як дешифратор логічних сигналів із двійкового коду 8-4-2-1 у семисегментний код для живлення цифрових напівпровідникових індикаторів. Випускаються у 14-вивідному пластмасовому

корпусі з двостороннім розташуванням виводів для монтажу в отвори друкованої плати. Схема підключення КР514ИД наведена на рис. 33.

Маркуються цифро-літерним кодом на корпусі мікросхеми.

Містять 124 інтегральні елементи.

Корпус типу 201.14-1, маса трохи більше 1,0 г.

Технічні умови: бК0.348.103-02ТУ.

КР514ІД2 виконана з виходом "відкритий колектор" та призначена для індикаторів із загальним анодом. Резистори на виходах обов'язкові і за Uпит індикатора =5В становлять R=300 Ом.

Імпортний аналог: MDS101 (MSD101).

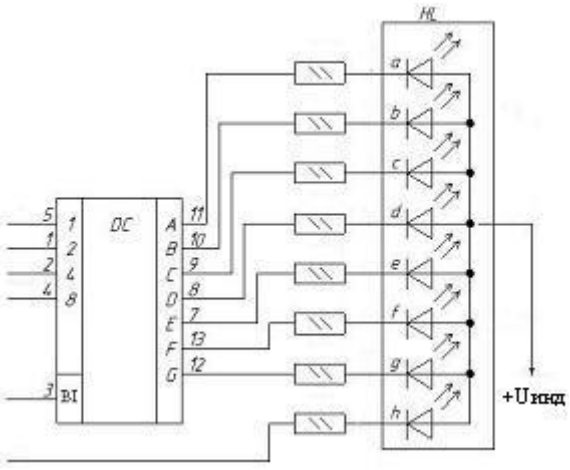

Рисунок 33 – Схема підключення КР514ИД

Короткий технічний опис на **індикатор АЛС324А1.**

Однорозрядні цифро-літерні індикатори АЛС324А1 з висотою цифри 7,5 мм із семи сегментів із децимальною точкою. Виготовляються на основі світлодіодних структур галій-фосфор-миш'як за епітаксійно-дифузійною технологією.

Використовуються для роботи у електронній апаратурі загального призначення. Випускаються у пластмасовому корпусі. Зовнішній вигляд та розпіновка виводів АЛС324А1,зображені на рис. 34 та рис. 35, відповідно.

Маса трохи більше 2,5 Г.

Кліматичне виконання: УХЛ.

Технічні умови: аА0.336.269ТУ.

Виготовляються на основі світлодіодних структур галій-фосфор-миш'як за епітаксійно-дифузійною технологією. Імпортний аналог: 5082-7740.

Використовуються для роботи у електронній апаратурі спеціального призначення. Колір світла – красний.

Рисунок 34 – Зовнішній вигляд індикатора АЛС324А1

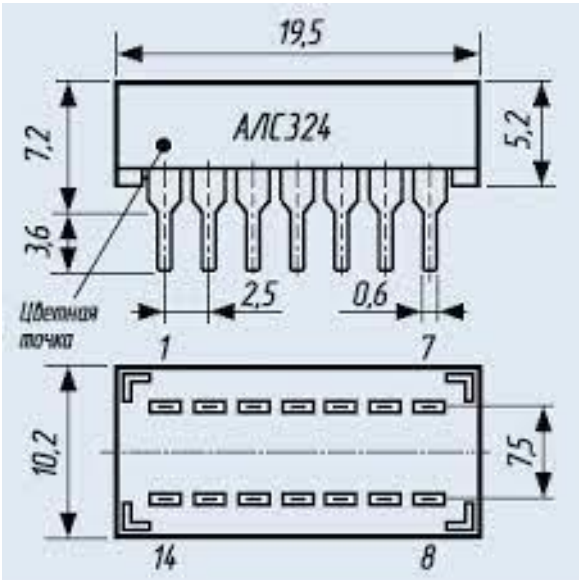

Рисунок 35 – Роспіновка виводів індикатора АЛС324А1

КД213А потужний випрямлячий діод. Зовнішній вигляд діода (рис. 36)

Технічні параметри:

- максимальна постійна напруга - 200В;
- максимальна імпульсна зворотна напруга - 200В;
- максимальний прямий (випрямлений за півперіод) струм - 10А;
- максимально допустимий прямий імпульсний струм -100А;

- максимальна пряма напруга, 1В за Iпр. - 10А;

- робоча температура - 60...125°С. Корпус kd23;

- робоча частота – 100 кГц.

Рисунок 36- Зовнішній вигляд діода КД213А

КД522 – діод кремнієвий, епітаксійно-планарний, імпульсний.

Цей діод призначений для застосування в імпульсних радіоелектронних пристроях. Діод типу КД522 випускається у скляному корпусі з гнучкими виводами. Позначення типу діодів КД522 здійснюється на його корпусі за допомогою умовного маркування чорними кільцевими смугами з боку позитивного (анодного) виводу:

2Д522Б – однією смугою;

КД522А – двома;

КД522В – трьома.

Маса діода трохи більше 0,15 р.

Основні технічні характеристики діода КД522А:

- максимальна постійна зворотна напруга - 30 В;

- максимальний прямий струм – 100 мА;

- постійна пряма напруга - не більше 1,1 В за Iпр - 100 мА;

- постійний зворотний струм - не більше 2 мкА за Uзв - 30 В;

- час зворотного відновлення - 0,004 мкс;

- загальна ємність – 4 пФ.

4.2 Розрахунок основних вузлів принципової схеми

4.2.1 Розрахунок дроселя для чоперної схеми перетворювача напруги.

Індуктивні елементи високочастотних джерел живлення проектуються індивідуально для конкретної розробки. Початковими даними для розрахунку дроселя є індуктивність L та струм навантаження Ін. Враховуючи, що індуктивність дроселя більша критичної, струм навантаження прирівнюємо до струму дроселя.

Дросель необхідно спроектувати так, щоб тепло достатньо ефективно розсіювалось у навколишньому середовищі, а дросель не перегрівався.

Енергоємність дроселя Ем = $L \cdot I_н^2$ /2, пов'язана з об'ємом, який займає феромагнетик, співвідношенням:

$$V_м = \sqrt[4]{(\frac{5 \cdot 10^3 \cdot E_м}{\mu_c \cdot \alpha \cdot \Delta T})^3} = \sqrt[4]{(\frac{5 \cdot 10^3 \cdot L \cdot L_н^2}{\mu_c \cdot \alpha \cdot \Delta T \cdot 2})^3},$$ де

μ_c – еквівалентна проникність осердя;

α - коефіцієнт тепловіддачі;

ΔТ - допустимий перегрів. [$V_м$] – в $см^3$.

Коефіцієнт тепловіддачі для індуктивності в повітрі:

$\alpha = 1{,}2 \cdot 10^{-3}$ Вт/($см^2 \cdot {}^0C$).

Вибираємо проникність $\mu_c = 100$, допустимий перегрів ΔТ = 40^0С,

L = 50 мкГн, тоді мінімальний об'єм осердя:

$$V_м = \sqrt[4]{(\frac{5 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}5^2}{100 \cdot 1{,}2 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 2})^3} = 0{,}6см^3.$$

Вибираємо із стандартного ряду осердя Ш5*5 із ферта 2500НМС1 з параметрами:

- площа вікна S_0 – 52 $мм^2$;
- площа перетину S - 25 $мм^2$;
- довжина середньої магнітної лінії l - 43,1мм;
- постійна магнітна проникність $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$.

Розрахуємо об’єм осердя:

$$V_{\text{ш}} = \sqrt[4]{\left[\frac{SS_0}{0.13}\right]^3} = \sqrt[4]{\frac{52 \cdot 10^{-2} \cdot 0.5^2 \cdot 10^{-2}}{0{,}13}} = 0{,}8\text{см}^3.$$

Осердя підходить за тепловими умовами.

Величина немагнітного зазору осердя: $\delta = l_0 / \mu_c = 43{,}1/100 = 0{,}43$мм.

При виготовленні дроселю необхідно підложити прокладки із термоплівки товщиною 0,2 мм.

Число витків обмотки дроселю:

$$w = \sqrt{\frac{L \cdot l_0}{\mu_0 \cdot \mu_c \cdot S}} = \sqrt{\frac{50 \cdot 10^{-6} \cdot 43 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 100 \cdot 25 \cdot 10^{-6}}} = 26.$$

Максимальна магнітна індукція в осерді:

$$B = \frac{L \cdot I_{\text{н}}}{w \cdot S} = \frac{50 \cdot 10^{-6} \cdot 5}{26 \cdot 25 \cdot 10^{-6}} = 0{,}38\text{Тл} < 0{,}4\text{Тл}.$$

Вибираємо дріт ПЕВ-2 перетином 1,2мм та визначаємо коефіцієнт заповнення вікна дротом:

$$\text{Кзм} = \frac{S_{\text{м}} \cdot S_{\text{к}}}{S_0} = \frac{26 \cdot 1{,}2 + 0{,}05 \cdot 52}{52} = 0{,}55,$$

Де $S_{\text{м}}$ – площа міді у вікні осердя;

$S_{\text{к}}$ – площа поперечного перетину каркасу (5% від площі вікна).

Обмотка розміститься у вікні осердя без проблем.

4.2.2 Розрахунок індуктивності дроселя бустерної схеми перетворювача напруги.

Початкові дані для розрахунку максимальної індуктивності дроселя Lmax:

- $t_{\text{з max}} = 0{,}6$мсек – інтервал заряду індуктивності;
- $\gamma_{\text{max}} = 0{,}6$ – максимальний коефіцієнт заповнення;
- $U_{\text{ж}} = 18$В – напруга живлення схеми;

- $U_н$ = 30В – напруга на навантаженні;
- $I_н$ = 0,1 А – струм у навантаженні;
- $P_н = U_н \cdot I_н = 30 \cdot 0,1 = 3,0$Вт – потужність навантаження;
- f = 2,6 кГц – частота генератора.

$$L_{max} = \frac{U_ж \cdot U_н \cdot \gamma_{max}}{2 \cdot P_н \cdot f} = \frac{18 \cdot 30 \cdot 0,6}{2 \cdot 3 \cdot 2,6 \cdot 10^3} = 0,0207\text{Гн} = 20,7\text{мГн}.$$

Мінімальну індуктивність дроселя розрахуємо за формулою:

$$L_{min} = \frac{U_{жmin} \cdot \gamma}{I\text{н}_{max} \cdot f}, \text{де}$$

$U_{жmin}$ = 10В – мінімальна напруга живлення;

I $н_{max}$ = 0,3 А – максимальний струм у навантаженні;

γ_{max} = 0,6 – максимальний коефіцієнт заповнення.

$$L_{min} = \frac{10 \cdot 0,6}{2 \cdot 0,3 \cdot 2,6 \cdot 10^3} = \frac{0,006}{1,56} = 0,00384\text{Гн} = 3,85\text{мГн}.$$

В нашому випадку $L_{max} > L_{min}$. У противному випадку імпульсний перетворювач не зможе виконувати вимоги до нього за струмом, або потужністю. В якості індуктивності дроселя L, рекомендується прийняти L_{min} = 3,85мГн.

Величина зарядного струму визначається за формулою:

$i_з = \frac{U_ж \cdot t_з}{L_{min}}$, де $t_з = 0,9 / f = 0.9 / 2,6 \cdot 10^3 = 0,35$мсек. Тоді

$$i_з = (10 \cdot 10^{-3} \cdot 0,35) / 3,85 = 0,002\text{А}.$$

Діючий струм через ключ (транзистор):

$$I_{VT} = I_L \sqrt{\frac{\gamma}{2}}, \quad \text{де} \quad I_L = 2 \cdot I_н = 2 \cdot 0,3 = 0,6A, \text{тоді}$$

$$I_{VT} = 0,6 \cdot \sqrt{\frac{0,6}{2}} = 0,254A.$$

Для максимального режиму при коефіцієнті заповнення γ = 0,9, струм ключа

$$I_{VT} = 0{,}67 \cdot I_L = 0{,}67 \cdot 0{,}6 = 0{,}4\text{А}.$$

Час паузи заряду та розряду індуктивності дроселя:

$$t_з = 0{,}9/\ f = 0{,}9/\ 2{,}6 = 0{,}346 \text{ мсек},$$

$$t_р = (1- \gamma)\ /\ f = (1 – 0{,}9)\ /\ 2{,}6 = 0{,}038\text{мсек}.$$

Критичний коефіцієнт заповнення:

$\gamma_{кр} = 1 - \sqrt{\frac{r}{R}}$, де $r = r_ж + r_{др} + r_{VD}$ - опір розрядного та зарядного ланцюга дроселя (рис. 37).

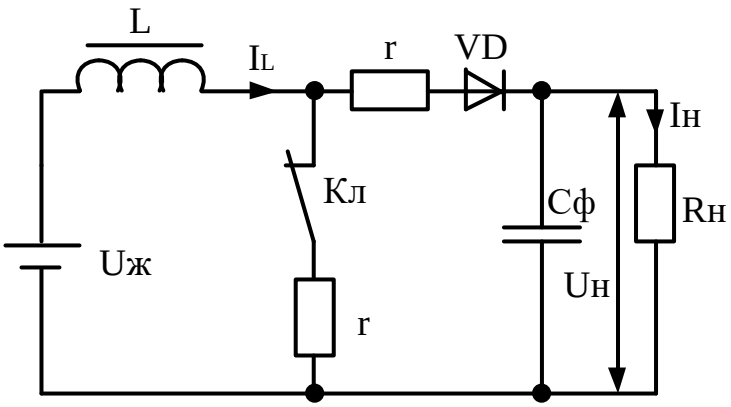

Рисунок 37 – Бустерна схема для розрахунку критичного коефіцієнта

Реальну регулювальну характеристику перетворювача можна побудувати за даним виразом:

$$U_н = \frac{U_ж}{\left(1 + 2\frac{r}{R_н}\right)(1 - \gamma)}.$$

Як видно з формули при збільшенні активного опору ланцюга дроселя r, напруга на навантаженні знижується. При певній величині $\gamma = \gamma_{кр}$, регулювальна характеристика перетворювача набуває падаючого характеру. Це відбувається тому, що падіння напруги на паразитному опорі r уже не може бути скомпенсованим зростанням струму в індуктивності.

Якщо $r = r_ж + r_{др} + r_{VD} = 10$ Ом, а $R_н = 100$ Ом, критичний коефіцієнт заповнення дорівнює:

$$\gamma_{кр} = 1 - \sqrt{\frac{r}{R}} = 1 - \sqrt{\frac{10}{100}} = 1 - 0{,}32 = 0{,}68.$$

На практиці коефіцієнт заповнення вибирають не більше 0,8 …0,9, а коефіцієнт підвищення напруги не більше 5.

4.2.3 Розрахунок частоти таймера на мікросхемі NE555

На виході генератора (рис. 38) генеруються прямокутні імпульси. Цей процес можна описати наступними рівняннями:

$t_1 = \ln 2 \cdot (R_1 + R_2) \cdot C$ - тривалість високого рівня;

$t_2 = \ln 2 \cdot R_2 \cdot C$ - тривалість низького рівня;

$T = \ln 2 \cdot (R_1 + 2R_2) \cdot C$ - період слідування імпульсів;

$$f = \frac{1}{T} = 1/(\ln 2 \cdot (R_1 + 2 \cdot R_2) \cdot C)$$

Наприклад, при номіналах: R1 = 5 кОм, R2 = 2 кОм, C = 47 мкФ, маємо:

$$t_1 \approx 0,693 \cdot 7000 \cdot 0,000047 \approx 0,228_{\text{с}};$$

$$t_2 \approx 0,693 \cdot 2000 \cdot 0,000047 \approx 0,0651_{\text{с}};$$

$$T \approx 0,693 \cdot 9000 \cdot 0,000047 \approx 0,293_{\text{с}};$$

$$f \approx \frac{1,44}{9000 \cdot 0,000047} \approx 3,41 \text{ кГц}.$$

Якщо необхідно тривалість низького рівня більша тривалості високого, необхідно під’єднати у схему діод, анод якого приєднаний до виводу 7, а катод до виводу 6 мікросхеми ИЕ555. У цьому випадку конденсатор С буде заряджатися через резистор R1 (а R2 при цьому буде накоротко замкнутий діодом) і тривалість високого рівня буде визначатись за формулою:

$$t_1 = \ln 2 \cdot R_1 \cdot C \approx 0,693 \cdot R_1 \cdot C.$$

При розрядці струм буде протікати від конденсатора С через резистор R2 до контакту 7 мікросхеми, призначеного для розрядки конденсатора. Резистор R1 в розрядці не приймає участі, відповідно, тривалість низького рівня така:

$$t_2 = \ln 2 \cdot R_2 \cdot C \approx 0,693 \cdot R_2 \cdot C \text{ с.}$$

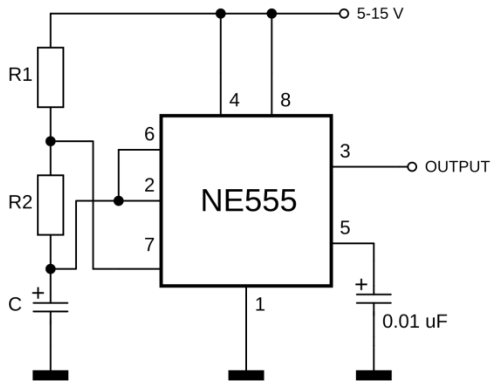

Рисунок 38 – Генератор імпульсів

$T = \ln 2 \cdot (R_1 + R_2) \cdot C \approx 0,693 \cdot (R_1 + R_2) \cdot C$ - повний період

$f = 1/(\ln 2 \cdot (R_1 + R_2) \cdot C)$ - частота.

Таким чином, під‘єднавши змінний резистор до виводів мікросхеми 8 і 2, а середній контакт до виводу 7, можна отримати простий ШІМ регулятор з постійною частотою та плавною регуліровкою коефіцієнта заповнення в ддиапазоні 1… 99%.

Наприклад, при номіналах: R1 = 2,5 кОм, R2 =7,5 кОм, С = 147 мкФ, маємо:

$$t_1 \approx 0,693 \cdot 2500 \cdot 0,000147 \approx 0,254 \text{ с;}$$

$$t_2 \approx 0,693 \cdot 7500 \cdot 0,000147 \approx 0,764 \text{ с;}$$

$$T \approx 0,693 \cdot 10000 \cdot 0,000147 \approx 1,019 \text{ с;}$$

$$f \approx \frac{1}{0,6931472 \cdot 10000 \cdot 0,000147} \approx 0,981 \text{ кГц.}$$

5 ТЕХНІКО-ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

5.1 Розрахунок собівартості виготовлення пристрою

Розрахунок собівартості пристрою за статтями витрат, називається калькуляцією.

Витрати, пов'язані з виробництвом і реалізацією пристрою, групуються за наступними статтями:

− матеріали та комплектуючі;

− основна заробітна плата;

− додаткова заробітна плата;

− відрахування на соціальні заходи;

− витрати на утримання і експлуатацію устаткування;

− загальновиробничі витрати;

− адміністративні витрати; − витрати на збут.

Витрати на матеріали та комплектуючі вироби визначаються виходячи з ціни за одиницю комплектуючих та їх необхідної кількості (табл. 9).

Таблиця 9 – Розрахунок витрат на комплектуючі

№ з/п	Найменування комплектуючих	Кількість, шт	Ціна за од., грн	Вартість, грн
	Конденсатори			
	К50-35.50В-2200мкФ±20%	2	17	34
	КМ-4а 0,01 мкФ М750	2	1,3	2,6
	КД2а – 10 нФ Н50	2	0,95	1,9
	КД2а – 6,8 нФ Н50	2	0,95	1,9
	КД2а – 4,7 нФ Н50	2	0,95	1,9
	КД2а – 3,3 нФ Н50	2	0,95	1,9
	КД2а – 2,7 нФ Н50	2	0,95	1,9
	КД2а –1,5нФ Н50	2	0,95	1,9
		Діоди		
	KD213A	3	15	45
	KD522A	14	3,5	49

Продовження таблиці 9

		Індикатори		
	АЛС324А	4	17	68
	Транзистори			
	КТ837Б	2	37	74
	КТ801А	2	21	42
	Перемикачі			
	ТП1-2	7	14	98
	ПГЗ-5ПЗН	2	19	38
	Мікросхеми			
	NE555	2	18	36
	К1533ИВ3	4	24	96
	К1533ЛН1	4	11	44
	КР514ИД2	4	13	52
		Резистори		
	С2-33-0,5 Вт-1,2 кОм	6	0,8	4,8
	С2-33-0,5 Вт-100 Ом	4	0,8	3,2
	ПТМН -0,5-Вт-1,0 Ом	7	1,2	8,4
	С2-33-1,0 Вт-51 кОм	1	1,1	1,1
	С2-33-0,5 Вт-1,2 кОм	1	0,8	0,8
	С2-33-0,25 Вт-360 Ом	2	0,7	1,4
	С2-33-0,25 Вт-680 Ом	2	0,7	1,4
	С2-33-0,25 Вт-1,0 кОм	41	0,7	28,7
	С2-33-0,25 Вт-300 Ом	30	0,7	21
	СП3-35-0,5 Вт-100 кОм	2	12	24
	ППБ-3а-3Вт-150 Ом	1	17	17
	ППБ-3а-3Вт-330 Ом	1	17	17
	Всього			818,8

Таблиця 10 – Приклад розрахунку витрат на сировину та матеріали

Матеріал, сировина	Одиниця виміру	Норма витрати	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн.
Склотекстоліт	$м^2$	0,05	95	4,75
Каніфоль	кг	0,04	16	0,64
Флюс	кг	0,02	140	2,8
Припій	Кг	0,06	260	15,6
Лак	Кг	0,01	565	29,4
Сумарні витрати				53,2

З урахуванням транспортно-заготівельних витрат ($k_{т-з}$=5÷15%) вартість комплектуючих та матеріалів складе:

КМ = (818,8+53,2) (100+10)/100 = 959 грн.

Витрати на основну заробітну плату (Зо):

$$Зо = \sum_{i=1}^{n} Тг_i \cdot Нч_i \cdot n$$

де $Тг_i$ – годинна тарифна ставка окремого спеціаліста (інженера електронщика, лаборанта тощо), що задіяний у виробництві пристрою (установки), грн/год;

$Нч_i$ – витрачений час робітником на виробництво і наладку пристрою (установки);

n – кількість працівників, які задіяні у виробництві пристрою (установки).

Годинна тарифна ставка розраховується, виходячи з величини місячного окладу спеціаліста:

$$Тг_i = \frac{Тм_i}{Вф_i \cdot 8} = \frac{8000}{23 \cdot 8} = 44 \text{ грн.}$$

$Тм_i$ – місячний оклад (ставка) спеціаліста, грн;

$Вф_i$ – фактично відпрацьований час за розрахунковий період (місяць), днів.

$$Зо = \sum_{i=1}^{n} Тг_i \cdot Нч_i \cdot n = 44 \cdot 40 \cdot 4 = 7040 \text{ грн.}$$

Додаткова заробітна плата (10÷30% від Зо):

$$Зд = Зо \cdot \frac{Кд}{100} = 7040 \cdot \frac{25}{100} = 1760 \text{ грн.}$$

де Кд – відсоток додаткової заробітної плати.

Відрахування на соціальні заходи містять відрахування від суми основної і додаткової зарплати за встановленими ставками:

- на державне страхування від нещасних випадків;

- на обов'язкове державне соціальне страхування на випадок безробіття;

- у зв'язку з тимчасовою втратою працездатності і витратами, зумовленими народженням дитини і похованням

$$Всз = (Зо + Зд) \cdot \frac{36{,}3}{100} = (7040 + 1760) \cdot \frac{36{,}3}{100} = 3194 \text{ грн.}$$

Витрати на утримання та експлуатацію устаткування складають 120-150% від основної заробітної плати:

$$В_{УЕУ} = Зо*1{,}4 = 7040*1{,}4 = 9856 \text{ грн.}$$

Загально виробничі витрати визначаються із відомостей по аналізу повної собівартості виробу і в середньому можуть складати 130-250 % від основної заробітної плати.

$$В_{ЗВ} = 7040*1{,}8 = 12672 \text{ грн.}$$

Виробнича собівартість визначається як сума статей витрат:

$$С_В = КМ + Зо + З_Д + В_{СЗ} + В_{УЕУ} + В_{ЗВ.}$$

$$С_В = 959+7040+1760+3194+9856+12672 = 35481 \text{ грн.}$$

Адміністративні витрати визначаються із відомостей по аналізу повної собівартості виробу і в середньому можуть складати 140-200% від основної заробітної плати.

$$В_А = Зо*1{,}5 = 7040* 1{,}5 = 10560 \text{ грн.}$$

Зовнішні виробничі витрати, які мають зв'язок зі збутом виробів, складають 5-10% від виробничої собівартості:

$$В_{ЗВ} = С_В * 0,1 = 35481*0,1 = 3548 \text{ грн.}$$

Повна собівартість:

$$ПС = С_В + В_А + В_{ЗВ} = 35481 + 10560 + 3548 = 49589 \text{ грн.}$$

Прибуток визначається виходячи з нормативу (показника) рентабельності виробництва продукції, який встановлює підприємство

$$R = \frac{П}{С} \cdot 100\%,$$

де R – рентабельність пристрою в розмірі 30% від його собівартості.

Таблиця 11 – Калькуляція собівартості пристрою

Стаття калькуляції	Витрати, грн
Матеріали та комплектуючі	959
Витрати на основну заробітну плату	7040
Додаткова заробітна плата	1760
Відрахування на соціальні заходи	3194
Витрати на утримання і експлуатацію устаткування	9856
Загальновиробничі витрати	12672
Виробнича собівартість	**35481**
Адміністративні витрати	10560
Витрати на збут	3548
Повна собівартість пристрою	**49589**

Відповідно оптова ціна пристрою визначається:

$$Ц_{опт} = C + \frac{R \cdot C}{100},$$

$$Ц_{опт} = 49589 + \frac{49589 \cdot 0{,}3}{100} = 49737\ грн.$$

Визначення відпускної ціни пристрою. Відпускна ціна включає податок на додану вартість:

$$Ц_{розд} = Ц_{опт} \cdot 1{,}2,$$

де 20% - ПДВ.

$$Ц_{розд} = 49737 \cdot 1{,}2 = 59684\ грн.$$

ВИСНОВКИ

З розглянутих схем імпульсних стабілізаторів випливає, що на їх виході можна отримати регульовану напругу більше або менше вхідної як прямої, так і зворотної полярності. Напруга в них регулюється без застосування великогабаритних елементів, зокрема трансформаторів.

В імпульсних стабілізаторах напруги ключем (транзистором) керують за допомогою ланцюга зворотного зв'язку, який змінює тривалість імпульсів або пауз відповідно до відхилення вихідної напруги від заданої, тобто. ланцюг зворотного зв'язку перетворює безперервний сигнал (відхилення вихідної напруги) імпульсний (дискретний). Це перетворення безперервного сигналу на дискретний називається квантуванням.

Режим розривних струмів для чоперной схеми небажаний, тому слід вибирати індуктивність дроселя фільтра такою, щоб його уникнути. У режимі безрозривних струмів дроселя, струм безперервно тече як у навантаженні, так і в індуктивному елементі. Режим розривних струмів характеризується тим, що в індуктивному елементі струм час від часу переривається.

В навантаженні струм не переривається ніколи в силу того, що конденсатор, виділяючи постійну складову, виконує роль еквівалента ЕРС. Максимальна величина струму в індуктивному елементі, ні в якому разі не повинна перевищувати допустимий струм транзисторного ключа.

У реальних перетворювачах підвищення коефіцієнта передачі до нескінченності немає, оскільки, починаючи з деякого значення коефіцієнта заповнення, збільшення енергії, споживаної від джерела за період, дорівнює втратам у перетворювачі.

Це значення відповідає максимуму коефіцієнта передачі. При перевищенні критичного коефіцієнта заповнення, регулювальна характеристика **Uн = f (γ)** набуває падаючий характер із-за наявності паразитного опору елементів схеми. Він не може бути скомпенсованим зростанням струму в індуктивності.

ЛІТЕРАТУРА

1. Перетворювальна техніка : підручник / Ю. П. Гончаров, О. В. Будьонний та ін. ; за ред. В. С. Руденка. – Харків : Фоліо, 2019. − Ч. 2. – 360 с.

2. Шавьолкін О. О. Перетворювальна техніка : навч. посібник / О. О. Шавьолкін, О. М. Наливайко. – Краматорськ : Донбаська ДМА, 2019.– 328 с.

3. ttp://pcbfab.ru

4. http://www.petrocom.ru

5 http://www.gaw.ru/html.cgi/components/adc/adc_7.htm

6. Бойко В. І. Основи технічної електроніки : у 2 кн. Кн. 2 Схемотехніка : підручник / В. І. Бойко, А. М. Гурій, В. Я. Жуйков та ін. – Київ : Вища школа, 2020. – 510 с.

7. https://eprints.kname.edu.ua/55278/1/2019%20печ%2080Л%20СП_2019.pdf

8.https://ela.kpi.ua/server/api/core/bitstreams/1eeac1d4-e1a7-4a0f-ae14-09084b385d72/content

9.https://ela.kpi.ua/server/api/core/bitstreams/18756636-d5f2-42a5-b7d2-703138c088db/content

10. https://vinnitsa.info/article/shim-kontrolery-dlya-sonyachnykh-elektrostantsiy-pryznachennya-ta-osoblyvosti-funktsionuvannya

11. Новгородцев А. І. , Середа І. М. Плавний старт імпульсного стабілізатора з ШІМ. ЕлІТ Фізика, електроніка, електротехніка ФЕЕ - 2024 Матеріали та програма міжнародної наукової конференції молодих вчених (Суми, 22-26 квітня 2024 року) Суми, Сумський державний університет 2024

Поз. обозн.	Наименование	Кол.	Примечание
	Диоды		
VD1 VD2	*KD213A*	*2*	
VD3-VD10	*КД522А*	*8*	
	Конденсатори		
C1	*К50-35.50В-2200мкФ*±20%	*1*	
C2	КМ-4а 0,01 мкФ М750	*1*	
C3	КД2а – 10 нФ Н50	*1*	
C4	КД2а – 6,8 нФ Н50	1	
C5	КД2а – 4,7 нФ Н50	1	
C6	КД2а – 3,3 нФ Н50	*1*	
C7	КД2а –2,7нФ Н50	*1*	
C8	КД2а –1,5нФ Н50	*1*	
	Мікросхеми		
DA1	NE555	*1*	
DD1	*К1533ИВ3*	*1*	
DD2	К1533ЛН1	*1*	
DD3	*КР514ИД2*	1	
DD4	К1533ИВ3	1	
DD5	*К1533ЛН1*	1	
DD6	*КР514ИД2*	1	
	Індикатори		
HL1,HL2	*АЛС324А*	*2*	

					ЕлІТ 8.171.00.10 516 ПЭ	
Изм.	*Лист*	*№ докум.*	*Подпись*	*Дата*		
Разраб.		.Симоненко			Лабораторний стенд дослідження імпульсних перетворювачів напруги знижувального типу. Перелік елементів.	*Лит.* / *Лист* 68 / *Листов* 2
Провер.		Новгородцев				
Реценз.						*СумГУ ЕСм - 31*
Н. Контр.		Новгородцев				
Утверд.		Опанасюк				

Поз. обозн.	Наименование	Кол.	Примечание
	Перемикачі		
SA1-SA4	*ТП1-2*	*4*	
SA5	*ПГЗ-5П3Н*	*1*	
	Резистори		
R1	*С2-33-0,5 Вт-1,2 кОм*	*4*	
R2	*С2-33-0,5 Вт-100 Ом*	*1*	
R3 - R6	*ПТМН -0,5-Вт-1,0 Ом*	*4*	
R7	*С2-33-1,0 Вт-51 кОм*	*1*	
R8, R9	*С2-33-0,5 Вт-1,2 кОм*	*2*	
R10	*С2-33-0,25 Вт-360 Ом*	*1*	
R11	*С2-33-0,25 Вт-680 Ом*	*1*	
R12- R31	*С2-33-0,25 Вт-1,0 кОм*	*20*	
R32-R46	*С2-33-0,25 Вт-300 Ом*	*15*	
Rp1	*СП3-35-0,5 Вт-100 кОм*	*1*	
Rн1	*ППБ-3а-3Вт-150 Ом*	*1*	
	Транзистори		
VT1	*КТ837Б*	1	
VT2	*КТ801А*	1	

Поз. обозн.	Наименование	Кол.	Примечание
	Диоды		
VD1	*КД212А*	*1*	
VD3-VD8	*КД522А*	*6*	
		1	
	Конденсатори	*1*	
С1	*К50-35.50В-2200мкФ*±20%	*1*	
С2	КМ-4а 0,01 мкФ М750	*1*	
С3	КД2а – 10 нФ Н50	*1*	
С4	КД2а – 6,8 нФ Н50	1	
С5	КД2а – 4,7 нФ Н50	1	
С6	КД2а – 3,3 нФ Н50	*1*	
С7	КД2а –2,7нФ Н50	*1*	
С8	КД2а –1,5нФ Н50	*1*	
	Мікросхеми		
DA1	NE555	*1*	
DD1	*К1533ИВ3*	*1*	
DD2	К1533ЛН1	*1*	
DD3	*КР514ИД2*	1	
DD4	К1533ИВ3	1	
DD5	*К1533ЛН1*	1	
DD6	*КР514ИД2*	1	
	Індікатори		
HL1,HL2	*АЛС324А*	*2*	

					ЕлІТ 8.171.00.10 516 ПЭ	
Изм.	*Лист*	*№ докум.*	*Подпись*	*Дата*		
Разраб.		.Симоненко			Лабораторний стенд дослідження імпульсних перетворювачів напруги підвищувального типу. Перелік елементів.	*Лит.* / *Лист* 70 / *Листов* 2
Провер.		Новгородцев				
Реценз.						
Н. Контр.		Новгородцев				*СумГУ ЕСм - 31*
Утверд.		Опанасюк				

Поз. обозн.	Наименование	Кол.	Примечание
	Перемикачі		
SA6-SA8	ТП1-2	3	
SA9	ПГЗ-5П3Н	1	
	Резистори		
R1	С2-33-0,5 Вт-1,2 кОм	1	
R2	С2-33-0,5 Вт-100 Ом	1	
R3 – R5	ПТМН -0,5-Вт-1,0 Ом	3	
R6,R7	С2-33-1,0 Вт-100 Ом	2	
R8	С2-33-0,5 Вт-1,0 кОм	1	
R9	С2-33-0,25 Вт-360 Ом	1	
R10	С2-33-0,25 Вт-680 Ом	1	
R11- R30	С2-33-0,25 Вт-1,0 кОм	20	
R31-R45	С2-33-0,25 Вт-300 Ом	15	
Rp1	СП3-35-0,5 Вт-100 кОм	1	
Rн1	ППБ-3а-3Вт-330 Ом	1	
	Транзистори		
VT1	КТ837Б	1	
VT2	КТ801А	1	