

Міністерство освіти і науки України  
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
АЕРОКОСМІЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ  
КАФЕДРА КОМП'ЮТЕРИЗОВАНИХ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ ТА  
ТЕХНОЛОГІЙ

ДОПУСТИТИ ДО ЗАХИСТУ

Завідувач випускової кафедри

В.П. Квасніков

« \_\_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2022 р.

**ДИПЛОМНА РОБОТА**

**(ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА)**

**ЗДОБУВАЧА ОСВІТНЬОГО СТУПЕНЯ «БАКАЛАВР»**

**Тема: «Імпульсний перетворювач постійної напруги»**

Виконавець: \_\_\_\_\_  
(підпис)

студент 4 курсу, АКФ, Федорчук В.М.  
(студент, група, прізвище, ім'я, по батькові)

Керівник: \_\_\_\_\_  
(підпис)

доцент кафедри КЕСТ, Стахова А.П.  
(науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ім'я, по батькові)

Нормоконтролер: \_\_\_\_\_  
(підпис)

Катаєва М.О.  
(П.І.Б)

Київ 2022

**НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ**

Аерокосмічний факультет

Кафедра: комп'ютеризованих електротехнічних систем та технологій

Освітній ступень: «Бакалавр»

Спеціальність: 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»,  
Освітньо-професійна програма «Електротехнічні системи  
електроспоживання»

**ЗАТВЕРДЖУЮ**

Завідувач кафедри

В.П. Квасніков

« \_\_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2022 р.

**ЗАВДАННЯ**

**на виконання дипломного проекту**

**Федорчука Валентина Миколайовича**

(П.І.Б. випускника)

1. Тема проекту «Імпульсний перетворювач постійної напруги» затверджена наказом ректора від «19» квітня 2022 № #396/ст
2. Термін виконання проекту: з \_\_\_\_\_ по \_\_\_\_\_.
3. Вихідні дані до проекту: .....?????.....
4. Зміст пояснювальної записки: .....
5. Перелік обов'язкового ілюстративного матеріалу: .....
6. Календарний план-графік

№ з/п	Завдання	Термін виконання	Підпис керівника
1.	Вивчення інформаційних джерел	19.05.22	
2.	Розділ 1. ОГЛЯД СТАНУ ПРОБЛЕМИ	27.05.22	
3.	Розділ 2. НАЙБІЛЬШ ЕНЕРГОЗАТРАТНІ СИСТЕМИ ІМПУЛЬСНОГО ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ	07.06.22	
4.	Розділ 3. Висновки	09.06.22	
5.	Оформлення пояснювальної записки	14.06.22	

7. Дата видачі завдання: “ 11 ” квітня 2022 р.

Керівник дипломної роботи (проекту) \_\_\_\_\_

(підпис керівника)

Стахова А.П.

(П.І.Б.)

Завдання прийняв до виконання \_\_\_\_\_

(підпис випускника)

Федорчук В.М.

(П.І.Б.)

# ЗМІСТ

РЕФЕРАТ.....	5
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ.....	8
ВСТУП .....	9
РОЗДІЛ 1 ОГЛЯД СТАНУ ПРОБЛЕМИ.....	11
1.1 Формування загальних вимог до джерел живлення радіоелектронної апаратури.....	11
1.2 Технології організації схем живлення. ....	13
1.3 Принцип роботи схем вторинних джерел електроживлення. Переваги і недоліки.....	16
1.3.1. Лінійні стабілізатори.....	16
1.3.2. Імпульсні джерела живлення з ШІМ.....	20
1.3.3. Квазірезонансні і резонансні перетворювачі.....	23
1.4. Огляд раніше виконаних робіт за напрямком дослідження .....	24
1.5 Мета і задачі наукових досліджень.....	28
РОЗДІЛ 2 НАЙБІЛЬШ ЕНЕРГОЗАТРАТНІ СИСТЕМИ ІМПУЛЬСНОГО ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ .....	31
2.1 Основні втрати всередині імпульсного джерела живлення з широтно- імпульсною модуляцією .....	31
2.1.1 Втрати, пов'язані з ключем .....	30
2.1.2 Втрати, пов'язані з вихідним випрямлячем .....	32
2.1.3 Втрати, пов'язані з конденсаторами фільтрів.....	36

2.1.4 Статичні втрати .....	36
2.1.5. Втрати пов'язані з магнітними компонентами.....	38
2.2 Існуючі варіанти модернізації вузлів імпульсного джерела живлення для підвищення коефіцієнту корисної дії .....	42
2.2.1 Синхронний випрямляч .....	42
2.2.2 Активний коректор коефіцієнту потужності.....	44
Висновки .....	47
Перелік умовних позначень, скорочень, термінів .....	48

## РЕФЕРАТ

Бакалаврська робота темою «Імпульсний перетворювач постійної напруги» містить: 35 ілюстрацій, 30 таблиць, 22 джерела.

В даній роботі розглядається один із численної кількості типів конструкцій перетворювачів напруги – напівмостовий AC/DC перетворювач, призначений для роботи в мережах змінного струму з номінальною напругою 230 В. Зважаючи на активний розвиток суспільства, роль електроніки та електронних пристроїв займає одне з перших місць серед інших виробничих галузей. Електронна промисловість почала стрімко розвиватися в середині минулого століття. З 60-тих років і до сьогоднішнього часу середній річний темп зростання електронної промисловості складає 17%. Такого зростання не було ні в одній іншій галузі світової промисловості. Практично немає сфери людської діяльності, де б продукція електронної промисловості не знайшла застосування. Електронна промисловість – найбільш наукомістка галузь.

Варто зауважити, що для роботи електроніки необхідна електрична енергія. Зазвичай для її продукування застосовуються електромеханічні машини (генератори), які приводяться в дію за рахунок спалювання викопного палива, використання енергії від ядерних реакцій, або за допомогою сили повітряних або водних течій. Оскільки електроенергію важко зберігати в таких кількостях, які були б достатні в масштабах держави, необхідно дотримуватися балансу: генерувати рівно стільки енергії, скільки споживається користувачами. Для цього енергетичним компаніям необхідно ретельно прогнозувати навантаження і постійно координувати виробничий процес зі своїми електростанціями. Деяка кількість потужностей при цьому тримається в резерві, щоб у разі виникнення тих чи інших проблем або втрат енергії підстрахувати електромережі. Будь-який електронний пристрій з безліччю параметрів, але всі вони мають один спільний – це коефіцієнт корисної дії (ККД). Більше значення ККД 3 означає менші втрати енергії на її генерування, транспортування, перетворення. Так як для кожного пристрою потрібне своє, індивідуальне живлення з певними визначеними параметрами,

майже у кожному пристрої є свій перетворювач. Перетворювачі можуть володіти різноманітними параметрами і їх величинами, але їхнє основне завдання полягає лише в одному – перетворити електроенергію, що надходить ззовні (у побуті – мережа 220 В 50 Гц, на виробництві – 380 В 3 фази, бортова мережа літака 120 В 400 Гц, 36 В постійного струму і т. д.) у таку, при якій інтелектуальна частина, що безпосередньо виконує певну функцію пристрою, працює прогнозовано, стабільно та не впливає на найближчі інші пристрої, що живляться від спільної мережі Підвищення ККД перетворювачів – актуальна тема, що була актуальною протягом всієї історії електроніки. Адже це суттєво поліпшує характеристики пристрою, робить їх дешевшими у використанні, особливо там, де продукування електроенергії проблематично (північний-південний полюси) або обмежено максимальною потужністю (літаки, автомобілі, плавзасоби, ракети, космічні апарати, автономні об'єкти).

**Мета.** Метою дослідження є проектування імпульсного джерела вторинного електроживлення який зможе змінювати не лише заповненість імпульсів фіксованої частоти, а й частоту імпульсів в залежності від вихідного навантаження, що дозволить, в свою чергу, зменшити динамічні втрати на перемикання силових транзисторів інвертора при низьких вихідних навантаженнях імпульсного джерела живлення.

Для досягнення цієї мети необхідно було сформулювати і вирішити наступні завдання:

- провести аналіз залежності коефіцієнту корисної дії (ККД) від частоти імпульсного джерела живлення;
- провести аналіз стійкості системи в залежності від зміни частоти та вихідного навантаження;
- проаналізувати можливі варіанти підвищення ККД джерела живлення на основі отриманих даних;

- розробити навантажувальний стенд для тестування та отримання головних характеристик джерел живлення.
- оцінити приріст ККД на всьому діапазоні вихідних навантажень джерела живлення. Об'єктом дослідження є можливість керування частотою роботи джерела живлення з технологією широтно-імпульсної модуляції.

**Предметом дослідження** є модернізація та розширення функціональних можливостей ІДЖ, підвищення його ККД.

**Методи дослідження** та досягнення позитивного результату базуються на навантажуванні та знятті параметрів реального макету при зміні частоти. Також аналітичним шляхом оцінено приріст ККД, використовуючи запропонований метод управління.

**Наукова новизна:** полягає у розробленні нового методу підвищення ККД імпульсного блоку живлення, за рахунок керування ШІМ при різних вихідних навантаженнях.

**КЛЮЧОВІ СЛОВА:** ІМПУЛЬСНЕ ДЖЕРЕЛО ЖИВЛЕННЯ, ІНВЕРТОР, ШИРОТНОІМПУЛЬСНА МОДУЛЯЦІЯ, КОЕФІЦІЄНТ КОРЕКЦІЇ ПОТУЖНОСТІ, ОПЕРАЦІЙНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ, ДОДАТНІЙ ЗВОРОТНИЙ ЗВ'ЯЗОК, ВІД'ЄМНИЙ ЗВОРОТНИЙ ЗВ'ЯЗОК, ІНВЕРТОР, КЕРУЮЧИЙ ТРАНСФОРМАТОР.



## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ, СКОРОЧЕНЬ

DTC – Dead Time Control

PFC – Power Factor Correction

БП – багатофазний імпульсний перетворювач

ДЖ – джерело живлення

ДЗЗ – додатній зворотній зв'язок

ДОН – джерело опорної напруги

ЕРС – електрорушійна сила

ІДЖ – імпульсне джерело живлення

ККД – коефіцієнт корисної дії

ОПН – однотактний перетворювач напруги

ОПНЗ – однотактний перетворювач напруги зворотньоходовий

ОПНП – однотактний перетворювач напруги прямо ходовий

ПН – перетворювач напруги

РЕА – радіоелектронна апаратура

ЧІМ – частотно-імпульсна модуляція

ШІМ – широтно імпульсна модуляція

## ВСТУП

Сучасна світова ринкова економіка все гостріше ставить перед вченими та інженерами завдання по створенню конкурентоздатної електронної техніки для виробничої сфери та сфери послуг. Висока інтелектуалізація сучасних систем сприяє росту енергоспоживання. Електронно-обчислювальні пристрої та цифрова техніка потребує підвищення експлуатаційних характеристик зі зменшенням масо-габаритних показників і вартості. Це особливо актуально для електронного обладнання повітряних суден, військових і космічних пристроїв, автономних об'єктів.

Основним визначальним фактором в закінченій системі "маса-габарити-тепловий режим" є джерело живлення. Так як джерело живлення розраховується для роботи на певних «усталених» режимах, при їх відхиленні (зміна навантаження, його зняття) блок в більшості випадків знижує свій коефіцієнт корисної дії.

В системі імпульсного живлення контур управління, який керує широтно-імпульсною модуляцією і синхронними польовими транзисторами, як правило, виконується аналоговим. Перехід на різні варіанти цифрового управління дає багато переваг в порівнянні з аналоговими варіантами. Можливість швидко реагувати на різні запити споживачів (наприклад, щодо ємнісного або індуктивного навантаження) може бути забезпечено простим регулюванням програмного забезпечення для необхідного відгуку джерела живлення.

Можливість налаштування програмного забезпечення дозволяє підтримувати різні топології за допомогою однієї апаратної платформи, а можливо, і міняти топологію системи прямо в процесі експлуатації, ґрунтуючись на зміні вхідної напруги, наприклад при зниженні напруги акумулятора. Також можлива "польова" підтримка систем за допомогою оновлення вбудованого програмного забезпечення. Використання однієї апаратної платформи з можливістю налаштування програмного забезпечення може дати цілий ряд переваг в області виробництва і постачання. Завдяки

зниженню кількості компонентів, здатності автоматично компенсувати допуски на компоненти, відсутності допусків на компоненти в 14 контурному фільтрі, а також значно спрощеною процедурою перевірки після завершення виробництва, підвищується технологічність виробництва пристроїв з цифровим управлінням. Зниження кількості компонентів також є перевагою при проектуванні джерел живлення невеликого розміру.

## РОЗДІЛ 1

### ОГЛЯД СТАНУ ПРОБЛЕМИ

#### **1.1 Формування загальних вимог до джерел живлення радіоелектронної апаратури**

На сьогоднішній день електронне обладнання займає важливе місце в житті людини. Технології присутні в майже кожній сфері діяльності людства. Питання використання систем живлення електричною енергією для сучасних технологій є дуже важливим. Адже від стабільності параметрів та надійності джерел живлення залежить весь технологічний пристрій, гаджет або система. Практично вся РЕА вимагає одного або кількох джерел живлення.

Розглянемо сфери діяльності людства, де застосовуються блоки живлення та їх конструктивні відмінності. Деяке уявлення про сфери використання джерел живлення можна отримати з діаграми, наведеної маркетингологами компанії MEAN WELL на дистриб'юторській конференції 2010 р. Вона відображає ситуацію на ринку в цілому, оскільки джерела живлення цієї компанії представлені у всіх перерахованих сегментах (рис. 1.1). Для вуличних світлодіодних світильників потрібні ДЖ потужністю в десятки-сотні ват, з вбудованим коректором коефіцієнта потужності, високим ступенем захисту від зовнішніх впливів IP і широким діапазоном робочих температур.

У системах промислової автоматики прийнято монтувати модулі та пристрої на DIN-рейку. Для такого монтажу ДЖ випускаються в спеціальних корпусах. Різноманітність модульних джерел живлення, що застосовуються в приладах, пристроях і системах телекомунікацій, надзвичайно велике. (Наприклад, PoL (Point-of-Load) – перетворювачі для живлення процесорів і ПЛІС, що видають великі струми при низькій напрузі живлення) [1]. До ПП для медичної техніки застосовується ряд вимог, обумовлених специфікою

застосування. Вони повинні мати підвищену електричну міцність ізоляції «вхід-вихід», «вхід-корпус» і «вихід-корпус» і малі струми витoku відповідно до вимог міжнародних. Основна мета цих вимог – безпека пацієнтів [1].

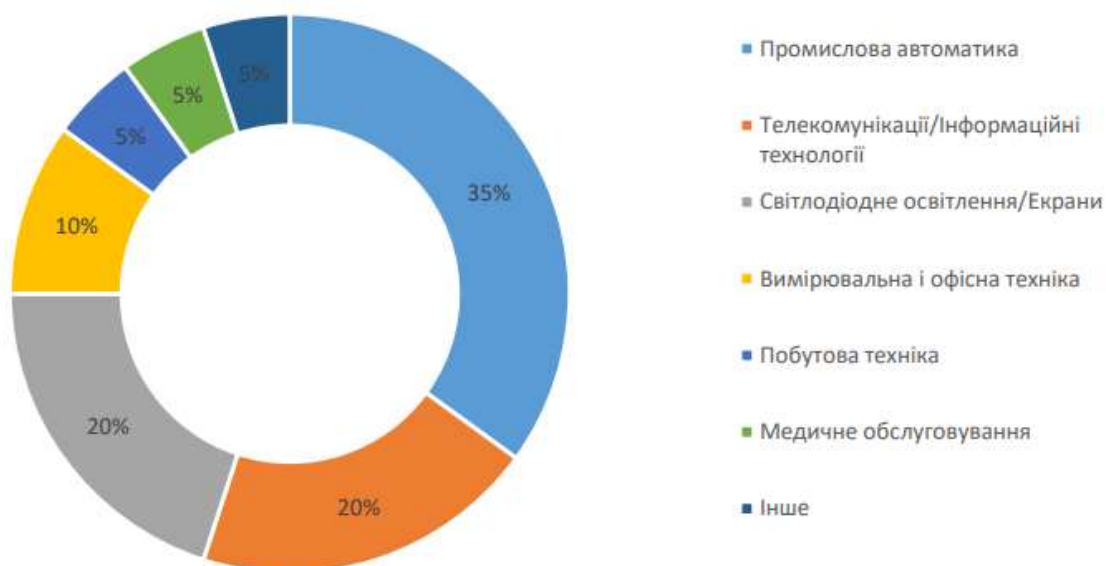


Рис. 1.1. Світовий розподіл продажів джерел живлення (на прикладі компанії MEAN WELL)

До джерел живлення для електронних блоків і систем, що встановлюються на рухомих об'єктах, застосовується ряд специфічних вимог, обумовлених місцем установки. Вони повинні мати стійкість до механічних впливів – ударів і вібрацій, а також широкий діапазон робочих температур. На транспортному засобі мережа живлення нестабільна, тому перетворювач повинен мати широкий діапазон вхідної напруги. Апаратура, встановлювана на літаки і супутники, повинна бути стійкою до радіаційного впливу [1].

Окремо слід винести програмовані ДЖ. Вони призначені для застосування в випробувальному і вимірювальному промисловому обладнанні, в складі автоматизованих систем, в медицині, обороні, виробництві напівпровідникових виробів і т.п [1]. Наведений огляд

використання ДЖ – це лише опорні точки при виборі його застосування. Насправді, конфігурацій і відмінностей у схемі та роботі ДЖ безліч. Кожне ДЖ індивідуально розробляється для конкретного

## **1.2 Технології організації схем живлення.**

В загальній класифікації можна виділити три основних типи джерел живлення: 1. Первинні. До них відносять перетворювачі різних видів енергії в електричну, прикладом може служити акумулятор, що перетворює хімічну енергію в електричну. 2. Вторинні. Вони не генерують електроенергію, а служать лише для її перетворення з метою забезпечення необхідних параметрів (напруги, струму, пульсацій напруги і т. п.) 3. Третинні. Джерело живлення обладнання, що підключається до вторинного джерела живлення. Вторинне джерело живлення можна класифікувати за безліччю ознак: вихідна потужність, вхідні і вихідні напруги, вихідний струм, тип навантаження, необхідна енергоефективність, масо-габаритні показники, ізолюваний або неізолюваний перетворювач, рівень шумів, рівень пульсацій вихідної напруги та струму, рівень тепловиділення, ціна, технологічність конструкції, термін експлуатації і т. д. В середині системи живлення можна виділити наступні три основні технології (типи схем):

1. Лінійні стабілізатори.

2. Імпульсні джерела живлення з широтно-імпульсною модуляцією (pulsewidth modulation. PWM). 3. Резонансна технологія імпульсних джерел живлення з високим ККД. Кожна з цих технологій має свої переваги перед іншими, і тому повинна піддаватися ретельній оцінці в зіставленні з іншими факторами, щоб можна було визначити оптимальну суміш технологій, яка б задовольняла потреби кінцевого виробу [2].

Лінійні стабілізатори використовуються переважно в стаціонарному обладнанні, в якому виділення тепла і невисокий ККД не грають вирішальної ролі на відміну від низької вартості і коротких термінів розробки. Вони дуже популярні в якості вбудованих на плату стабілізаторів в розподілених системах живлення, в яких розподілена напруга становить менше 40 VDC (direct current, DC). Для продуктів, що живляться від лінії електропостачання змінного струму (alternating current, AC) перед лінійним стабілізатором з міркувань безпеки має бути розміщений каскад джерела живлення, необхідний для забезпечення діелектричної ізоляції. Лінійні стабілізатори можуть продукувати рівень напруги нижчий за їхню вхідну напругу, і кожен такий стабілізатор може виробляти тільки один рівень вихідної напруги [2]. ККД лінійних стабілізаторів знаходиться в діапазоні між 35 і 50 відсотками. Втрати обумовлюються розсіюванням теплової енергії на основному силовому елементі, який гасить на собі частину вхідної напруги до необхідного вихідного рівня.

Імпульсні джерела живлення з широтно-імпульсною модуляцією

Імпульсні джерела живлення з ШІМ значно ефективніші та гнучкіші у використанні, ніж лінійні стабілізатори. Вони зазвичай використовуються в переносних виробках, в авіації і автомобілебудуванні, в невеликих вимірювальних приладах, автономних пристроях і особливо в тих додатках, в яких потрібні високий ККД і кілька вихідних напруг. Вони важать значно менше лінійних стабілізаторів, оскільки вимагають меншого тепловідведення для тих же вихідних параметрів. Однак, дані джерела живлення більш дорогі і вимагають більше часу на їх розробку [2].

Резонансна технологія імпульсних джерел живлення з високим коефіцієнтом корисної дії.

Цей варіант базових імпульсних джерел живлення з ШІМ знайшов своє місце в додатках, від яких також потрібні мінімальна вага і найменші розміри, і, що

найважливіше, – знижений рівень випромінюваного шуму (перешкод). Зазвичай такі джерела живлення використовуються в обладнанні повітряних суден, електроніці космічних кораблів, легкому ручному обладнанні і модулях. Недоліком цієї технології джерел живлення є те, що на їх проектування йде найбільше часу, а їх вартість зазвичай перевищує вартість двох розглянутих вище технологій [2].

У промисловому виробництві простежується тенденція відходу від лінійних стабілізаторів (за винятком вбудованих в плату стабілізаторів) і переходу до імпульсних джерел живлення з ШІМ. Резонансні і квазірезонансні імпульсні джерела живлення з'являються повільно. Проте, в процесі розвитку технології їх проектування спрощується. У табл. 1.1 наведені деякі підсумки, які допоможуть прийняти компромісне рішення щодо вибору відповідної технології проектного джерела живлення [2].

Таблиця 1.1.

Порівняння чотирьох технологій джерел живлення

<b>Показник</b>	<b>Лінійний стабілізатор</b>	<b>Імпульсний стабілізатор з ШІМ</b>	<b>Імпульсний стабілізатор з резонансним переходом</b>	<b>Квазірезонансний імпульсний стабілізатор</b>
Вартість	Низька	Висока	Висока	Дуже висока
Маса	Висока	Невелика	Невелика	Невелика
RF-шум	Відсутній	Високий	Середній	Середній
ККД	35-50%	70-85%	78-92%	78-92%
Декілька виходів	Ні	Так	Так	Так



### **1.3 Принцип роботи схем вторинних джерел електроживлення.**

#### **Переваги і недоліки.**

##### 1.3.1. Лінійні стабілізатори

В лінійному стабілізаторі для зниження рівня вхідної напруги до стабілізованого вихідного використовується змінна провідність активного електронного елемента. При цьому він втрачає багато енергії у вигляді тепла маючи, відповідно, дуже низький рівень ККД. Лінійні джерела живлення займають значну нішу в додатках де невисокий ККД таких джерел не відіграє суттєвого значення. До таких додатків відноситься стаціонарне наземне обладнання, для якого примусове повітряне охолодження – не проблема. Сюди ж відносяться прилади, в яких споживач настільки чутливий до електричного шуму, що вимагає електрично «тихого» джерела живлення. Серед таких приладів можна назвати аудіо- та відео- підсилювачі, радіоприймачі тощо.

Лінійні стабілізатори популярні також в якості локальних, вбудованих в плату стабілізаторів. В даному випадку платі необхідно лише кілька ват, тому ще кілька ват, що пішли в тепло, можуть бути нейтралізовані за допомогою простого радіатора. Якщо необхідна гальванічна розв'язка від вхідного джерела змінного струму, то вона забезпечується трансформатором змінного струму або магістральною системою живлення. [2] Зазвичай лінійні стабілізатори особливо актуальні для додатків, які потребують не більше 10 Вт вихідної потужності. При вихідній потужності більше 10 Вт обов'язковий тепловідвід стає настільки громіздким і дорогавартісним, що більш привабливими стають імпульсні джерела живлення [2] Всі джерела живлення – лінійні або більш складні імпульсні – працюють за одним базовим принципом.

Всі джерела живлення містять у собі замкнутий контур негативного зворотного зв'язку. Єдине призначення цього контуру – утримувати постійне

значення вихідної напруги. На рис. 1.2. показані головні складові послідовного лінійного стабілізатора [2]. Лінійні стабілізатори бувають тільки знижувальними. Це означає, що вхідна напруга має бути вищою, ніж вихідна. Існує два типи лінійних стабілізаторів: паралельні (shunt) і послідовні (series-pass).

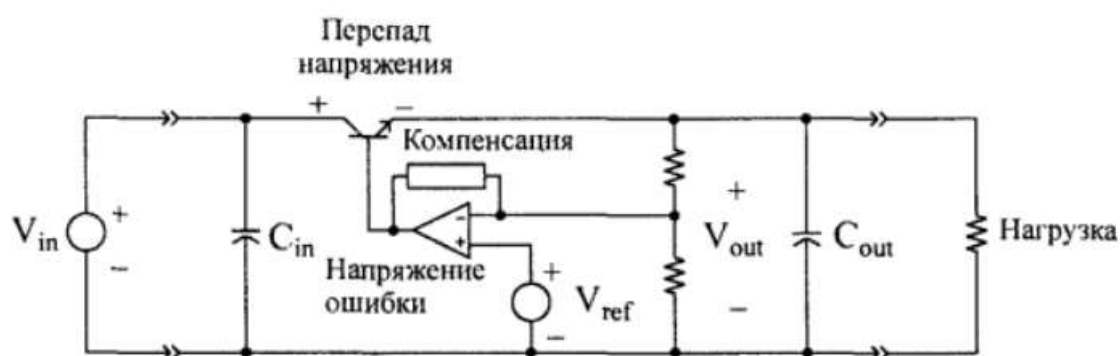


Рис. 1.2. Базовий лінійний стабілізатор

Паралельний стабілізатор (стабілізатор з паралельним включенням регулюючого елемента) – це стабілізатор напруги, підключений паралельно навантаженню. Джерело нерегульованого струму з'єднано з джерелом більш високої напруги, паралельний стабілізатор приймає вихідний струм для підтримки постійної напруги на навантаженні з урахуванням змінного вхідного напруги і струму навантаження. Поширеним прикладом такого стабілізатора є стабілізатор на стабілітрони.

Послідовний лінійний стабілізатор більш ефективний, ніж паралельний, і в якості послідовно включеного регулюючого елемента використовує активний напівпровідник між вхідним джерелом і навантаженням [2]. Послідовно включений прохідний елемент працює в лінійному режимі. Це означає, що він не проектувався для роботи в повністю ввімкненому (ON) або повністю вимкненому (OFF) режимі, а працює в "частково ввімкненому" режимі.

Контур негативного зворотного зв'язку визначає ступінь електропровідності, яку повинен приймати прохідний елемент для забезпечення необхідного рівня вихідної напруги [2]. Основою контуру негативного зворотного зв'язку є операційний підсилювач з великим коефіцієнтом посилення, що називається підсилювачем напруги помилки. Його призначення – постійно порівнювати різницю між високостабільною опорною напругою і вихідною напругою. Якщо ця різниця становить хоча б мілівольти, то виконується коригування електропровідності прохідного елемента. Стабільна опорна напруга подається на неінверсний вхід операційного підсилювача і зазвичай нижче, ніж вихідна напруга. Вихідна напруга ділиться до рівня опорного і подається на інверсний вхід операційного підсилювача.

Таким чином, при номінальному вихідному напрузі центральна точка подільника вихідної напруги ідентична опорній напрузі [2]. Напруга помилки посилюється відповідно при збільшенні різниці між опорним і вихідним значенням. Напруга помилки безпосередньо керує електропровідністю прохідного елемента, підтримуючи тим самим номінальну вихідна напругу стабілізатора. Зі збільшенням навантаження вихідна напруга падає, що призводить до підвищення вихідної потужності підсилювача, а це забезпечує більший струм до навантаження. Аналогічно, при зменшенні навантаження вихідна напруга буде зростати, відповідно

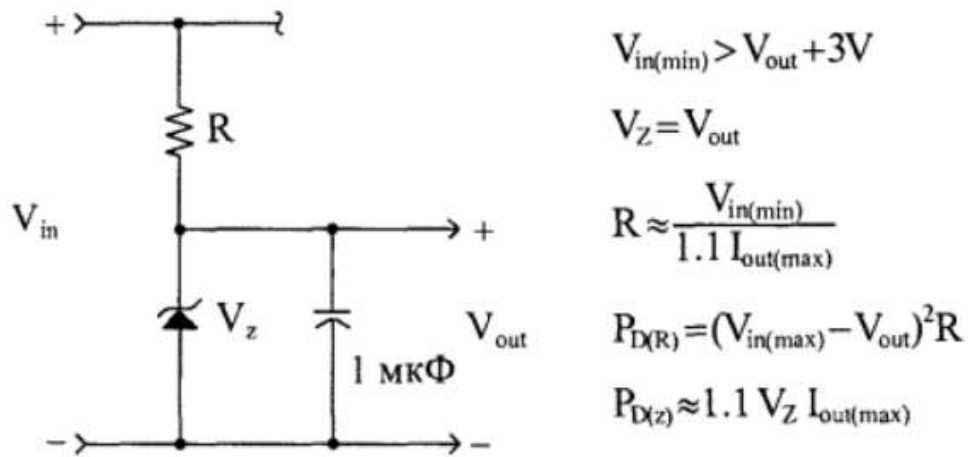


Рис. 1.3. Паралельний стабілізатор на стабілітроні

підсилювач помилки знизить струм через прохідний елемент на навантаження [2].

Швидкість, з якою підсилювач помилки відповідає на будь-які зміни на виході, і наскільки точно підтримується необхідний рівень вихідної напруги, залежить від компенсації контуру зворотного зв'язку підсилювача помилки. Компенсація зворотного зв'язку реалізується розміщенням елементів всередині подільника напруги та між негативним входом і виходом підсилювача помилки. Його конструкція реалізує те, наскільки виконується посилення при постійному струмі, що, в свою чергу, визначає точність вихідної напруги. Він також визначає ступінь посилення при підвищеній частоті і смузі пропускання, що в свою чергу визначає час, що витрачається на реакцію після зміни вихідного навантаження, або тривалість перехідних процесів [2]. Принцип дії лінійного стабілізатора дуже простий. Точно такий ланцюг присутній у всіх стабілізаторах, включаючи більш складні імпульсні стабілізатори. Контур зворотного зв'язку по напрузі виконує кінцеву функцію джерела живлення: підтримує рівень вихідної напруги [2].

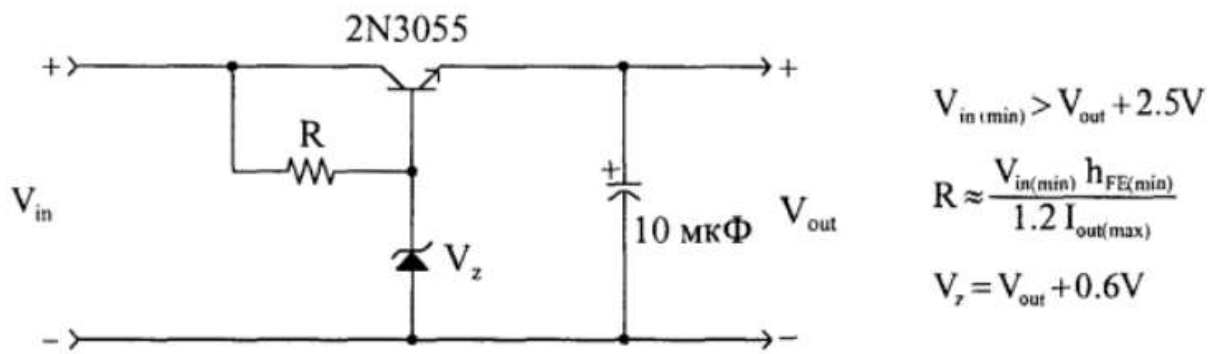


Рис. 1.4. Дискретний біполярний послідовний стабілізатор

### 1.3.2. Імпульсні джерела живлення з ШІМ

Роботу імпульсних джерел живлення зрозуміти досить просто. На відміну від лінійних стабілізаторів, в яких використовується потужний транзистор в лінійному режимі, імпульсні джерела живлення з ШІМ засновані на потужних транзисторах в стані насичення і відсічки. У цих станах добуток "вольти  $\times$  ампері" на потужному транзисторі завжди дає малий результат (насичення – мала напруга, великий струм; відсічка – велика напруга, малий струм). Ця величина, яка називається  $E_1$ , всередині пристрою живлення, є внутрішніми втратами всіх потужних напівпровідників [2]. Більш ефективне функціонування імпульсного джерела живлення з ШІМ "нарізкою" вхідної постійної напруги на імпульси, амплітуда яких дорівнює величині вхідної напруги, а робочий цикл регулюється схемою управління імпульсного регулятора. Як тільки вхідна напруга перетворюється в змінну з прямокутною формою хвилі, амплітуда може бути збільшена або зменшена за допомогою трансформатора. Додаткові вихідні напруги можна отримати шляхом додавання до перетворювача вторинних обмоток. Зрештою, форми хвилі змінної напруги фільтруються для забезпечення постійного рівня вихідної напруги [2].

Схема управління, основна мета якої полягає в підтримці стабільної вихідної напруги, працює точно так само, як і схема управління лінійного типу. Тобто, функціональні блоки, опорна напруга і підсилювач помилки такі ж як в лінійних стабілізаторах. Різниця полягає в тому, що вихід підсилювача помилки тут поміщений в каскаді перетворювача напруги перед схемою управління силовим перемикачем (ключем) [2].

За принципом роботи можна виділити 3 основні групи:

- однокатні перетворювачі напруги (ОПН);
- двотактні;
- резонансні і квазірезонансні перетворювачі.

У свою чергу, однокатні перетворювачі поділяються на ПН зі зворотним включенням діоду (ОПНЗ) (зворотньоходові) рис. 1.5, а, та з прямим включенням діоду (ОПНП) (прямоходові) рис. 1.5, б.

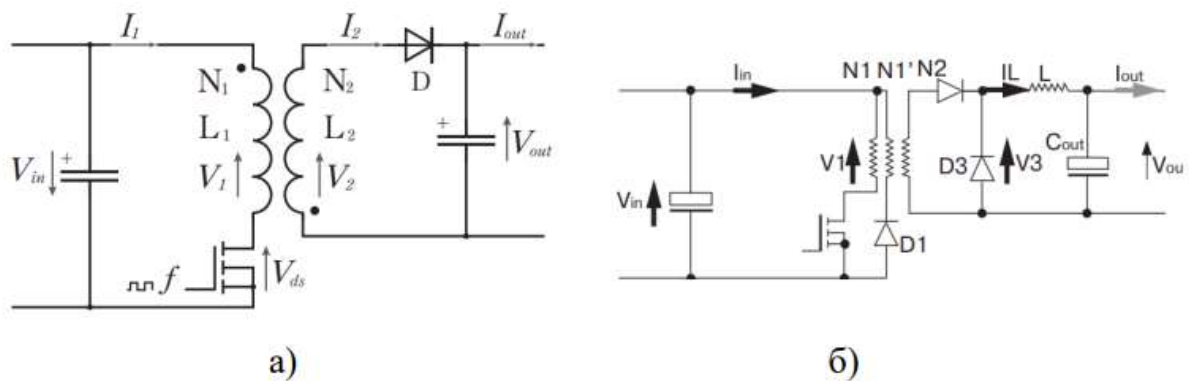


Рис. 1.5. Схеми ОПН:

а) зворотньоходові (Flyback);

б) прямоходові (Forward).

Принцип роботи зворотньоходового ПН полягає в тому, що коли ключ знаходиться у відкритому стані (замкнутий), енергія запасається в трансформатором/індукторі, при розімкненому ключі енергія передається в

навантаження) [2]. На відміну від зворотньоходової схеми, в трансформаторі прямоходового перетворювача (рис. 1.1., б) енергія не запасається. Коли ключ відкритий, до первинної обмотки N1 прикладається напруга живлення  $V_{in}$ . На обмотці N2 з'являється напруга, відкривається діод D2, струм протікає через індуктор LC-фільтр в навантаження. Коли ключ розмикається, відкривається діод D3, енергія, запасена в індукторі L, надходить в навантаження. Розмагнічування трансформатора відбувається через додаткову обмотку і діод D1.

Двотактні діляться на ПН з напівмостовою схемою ввімкнення (HalfBridge) рис. 1.6, а, і з мостовою схемою ввімкнення (Full-Bridge) рис. 1.6, б.

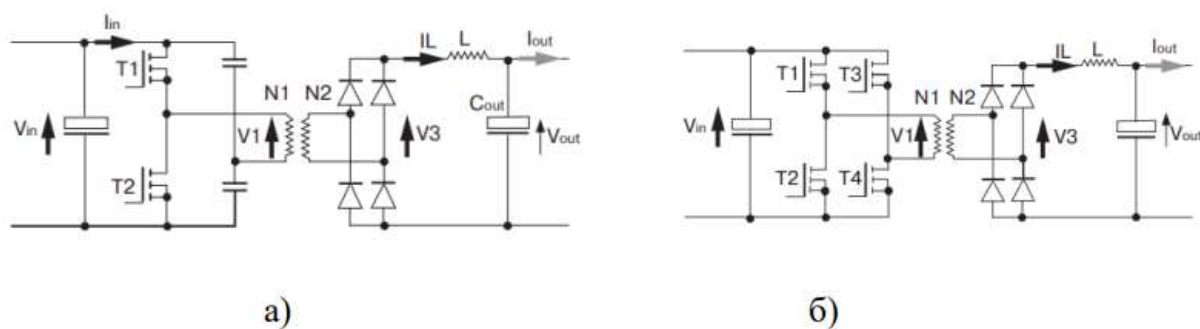


Рис. 1.6. Двотактні схеми ПН:

а) напівмостова (Half-Bridge);

б) мостова (Full-Bridge).

В напівмостовому ПН (рис. 1.6, а) енергія передається в навантаження протягом двох напівперіодів циклу. Схема дозволяє отримувати великі вихідні потужності. Коли замкнутий верхній ключ T1, на первинну обмотку N1 подається позитивна напруга, рівна  $V/2$  (напруга на конденсаторах ділиться рівно навпіл). На вторинній обмотці з'являється позитивна напруга, кратна коефіцієнту трансформації, що надходить через діагональ діодного моста і LC-фільтр в навантаження. Після цього витримується пауза («dead time») до повного закриття верхнього транзистора і відкривається нижній транзистор. На первинну обмотку надходить напруга негативної полярності, на вторинній

обмотці з'являється також негативна напруга і через другу діагональ надходить через LC-фільтр в навантаження [2]. Коли жоден з ключів не замкнений («dead time»), індуктор віддає в навантаження накопичену енергію. Якщо струм в індукторі не падає до нуля, то такий режим роботи називається безперервним, якщо струм падає до нуля, то це переривчастий режим.

Переривчастий режим характеризується великими струмами, що призводить до підвищених втрат потужності в ключах і вихідних діодах. На відміну від напівмостової схеми в мостовій (рис. 1.6, б) використовуються чотири транзистори. Мостовий перетворювач застосовується в потужних схемах від одиниць до десятків кіловат, що дозволяє знизити струми в первинній обмотці в два рази в порівнянні з напівмостовою схемою. Коли замкнута пара ключів T1 і T4, до первинної обмотки N1 прикладається напруга живлення  $V_{in}$ . На вторинній обмотці N2 з'являється напруга, яка проходить через діагональ випрямного мосту та LC-фільтр і подається на навантаження. Потім пара ключів T1 і T4 розмикається, після паузи замикаються ключі T2 і T3 і на первинну обмотку подається напруга  $V_{in}$  негативної полярності

### 1.3.3. Квазірезонансні і резонансні перетворювачі

Мостова схема, як і напівмостова, може працювати в безперервному режимі або в переривчастому. Резонансні перетворювачі використовуються, коли необхідно зменшити втрати на комутацію і підвищити його ефективність. На рис 1.7 показаний напівмостовий LLC-перетворювач. У резонансних схемах в ланцюг первинної обмотки додається конденсатор або дросель (в даному випадку дросель), щоб реалізувати комутацію при нульовій напрузі (ZVS – Zero Voltage Switching) або нульовому струмі (ZVC – Zero Current Switching). Для отримання повністю резонансної схеми необхідно змінювати коефіцієнт заповнення і частоту комутації так, щоб в цикл



комутації укладався цілий період резонансної частоти.

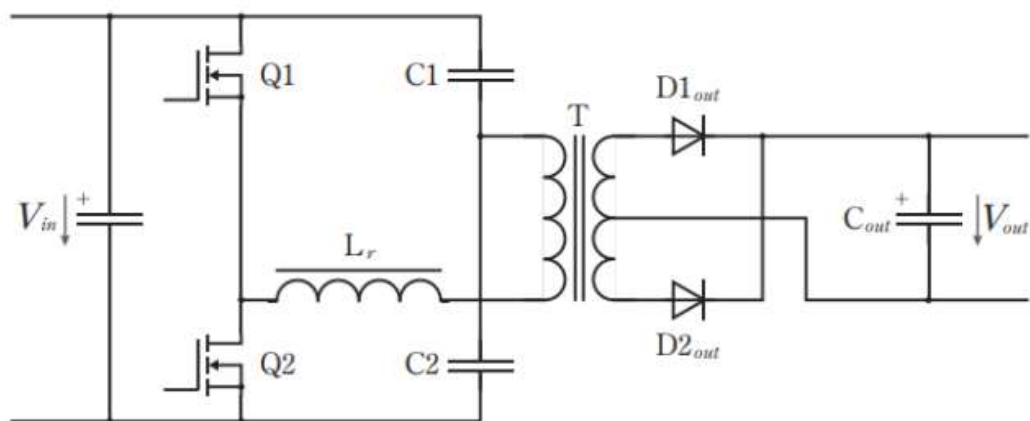


Рис. 1.7. Схема резонансного перетворювача

Резонанс відбувається в ланцюзі, що складається з індуктивності розсіювання і конденсаторів. Зазвичай індуктивність розсіювання точно невідома, тому в ланцюг вводять додатковий дросель  $L_r$  для налаштування резонансного контуру. Резонансний перетворювач, по суті, є джерелом струму, отже, немає необхідності використовувати дросель у вихідному фільтрі.

#### 1.4 Огляд раніше виконаних робіт за напрямком дослідження

У статті [3] було запропоновано алгоритм вибору концепції побудови надпотужних блоків і систем електроживлення, заснований на виборі оптимального значення потужності одиничного блоку живлення і кількості  $N$  блоків, з яких може бути синтезована надпотужна система вторинного електроживлення. Оптимальний одиничний блок, який має максимальне значення ККД при мінімальних габаритах, може бути розроблений шляхом вибору оптимальної частоти перетворення імпульсного блоку живлення і компонентів електронного ключа.

Оптимізація параметрів як силового ВЧтрансформатора, так і інших моткових виробів, визначається вибором феромагнітних матеріалів, в тому числі і для згладжуючих дроселів, які використовуються у вхідній і вихідній

частині блоку живлення. Основні етапи вибору концепції надпотужної системи електроживлення проілюстровані прикладом синтезу системи з вихідною потужністю 30,0 кВт (150 В / 200 А). У статті [4] висвітлено підхід використання багатофазного принципу перетворення і регулювання електричної енергії в багатофазних імпульсних перетворювачах (БПП), що сприяє підвищенню ККД, питомої потужності і надійності; зниження вартості і масо-габаритних показників; поліпшенню якості вихідних параметрів і електромагнітної сумісності.

В роботі [5] проведено дослідження (аналіз і моделювання) пульсацій струмів імпульсних перетворювачів модульної структури з однофазним і багатофазним принципом перетворення з силовими каналами інвертуючого типу з граничним режимом функціонування. Граничний режим дозволяє зменшити втрати при перемиканні силових комутуючих елементів, підвищити ККД, поліпшити динамічні характеристики. Відомо, що резонансний і квазірезонансний тип перетворювачів, в порівнянні з традиційними (широотно-імпульсними перетворювачами), володіє більшим ККД, меншими масою і габаритами, кращими динамічними характеристиками і рядом інших позитивних якостей. Але незважаючи на всі переваги, квазірезонансні перетворювачі мають деякі недоліки, які перешкоджають його широкому впровадженню. До таких недоліків можна віднести: більш складну систему управління, ніж в широко-імпульсних перетворювачах, необхідність застосування високочастотних силових ключів, використання частотно-імпульсної модуляції (ЧІМ). Ще один з недоліків частотно-імпульсного управління проявляється в збільшенні пульсацій вихідної напруги і струму при широкому діапазоні регулювання. Всі ці аспекти було розглянуто в статті [6].

В статті [7] проведено порівняльний аналіз статичних втрат в напівпровідникових ключах традиційного ПН з ШІМ і квазірезонансного ПН з перемиканням ключового елемента (КЕ) при нульових значеннях струму. В

роботі [8] пропонується метод широтно-імпульсного регулювання мостовим перетворювачем напруги постійного струму, напруга живлення якого змінюється в широкому діапазоні, заснований на зміні частоти комутації транзисторів мостового інвертора, реалізований у вигляді пропорційноінтегрального регулятора з можливістю регулювання параметрів. Розроблений метод дозволяє поліпшити динамічні характеристики системи і обмежити максимальний струм, комутований транзисторами. Спроектований закон управління дозволяє отримати бажану стабілізацію напруги на навантаженні.

Широкий діапазон зміни параметрів навантаження та напруги мережі живлення обумовлює можливість виникнення нелінійних явищ які призводять до багаторазового збільшення змінної складової струму і напруги навантаження, різкого погіршення якості перетворення електричної енергії, а також до непередбачуваних відмов обладнання. Для кожного поєднання опору навантаження і вхідної напруги встановлюються певні значення струмів, які змінюють індуктивність дроселя, що входить до більшості імпульсних систем перетворення енергії. Наступне обчислення індуктивності дроселя з метою визначення межі стійкості експлуатаційного процесу та вироблення керуючого впливу розглядається в роботі [9]. В роботах [10], [11] розглядаються питання розробки універсального імпульсного джерела живлення з мікропроцесорним управлінням та модернізації блоків живлення, які використовуються в бортовій апаратурі замовлень серії «Союз». Проводиться аналіз застосованих схемотехнік, пошук шляхів модернізації. Розробляється і експериментально перевіряється схема нового перетворювача.

Розглядається схема цифрової телеметрії блоку живлення. Стаття [12] присвячена визначенню шляхів підвищення якості імпульсних джерел живлення, побудованих на прямому ході. Проведено коротку класифікацію топологій імпульсних блоків живлення. Описано загальні підходи щодо зменшення втрат. Велику увагу було надано впливу шумів імпульсних блоків

живлення як на мережу так і на навантаження. Висвітлено технологічні та схемотехнічні рішення щодо покращення якості вихідного струму. Зі статті [13] можна почерпнути технічні підходи при розробці, проектуванні та конструюванні імпульсних блоків живлення. До недоліків статті можна віднести малу кількість математичних викладок. У більшості випадків імпульсний блок живлення має в своєму складі моткові вибори, в яких не завжди можливо явно виявити дефект на етапі складання пристрою. В статті [14] запропоновано метод швидкого тестування імпульсних трансформаторів комп'ютерних блоків живлення та інверторів моніторів, який дозволяє оцінити наявність коротко замкнутих витків та знайти місце локалізації несправності та несправний радіоелемент. Дана стаття спрямована на перевірку цілісності обмоток трансформаторів. У якій запропоновано та продемонстровано метод перевірки за допомогою генератора імпульсів та осцилографа. Проте, запропонований метод потребує подальшого вдосконалення з метою розробки та практичної реалізації пристрою, який без вимірювальних приладів, проводив би діагностику працездатності імпульсних трансформаторів та дроселів. В статті [15] запропоновано схемні рішення по модернізації комп'ютерного блока живлення АТХ-350 для використання його в якості лабораторного з можливістю безступінчастого регулювання струму та напруги. Розроблені універсальні підходи з модернізації схеми керування були використані для практичної реалізації лабораторного блока живлення, характеристики якого відповідають заданим вимогам. Стаття [16] висвітлює розробку та практичну реалізацію лабораторної установки для дослідження широтно-імпульсного перетворювача напруги, яка має працювати в трьох типових режимах: симетричному, несиметричному та в режимі регулювання шпаруватості. В роботі наведено блок-схеми, діаграми, часові-діаграми моделювання роботи схем, що дозволяє детальніше та чіткіше зрозуміти основну структуру та принцип роботи установки.

## 1.5 Мета і задачі наукових досліджень

Отже, враховуючи оглянутий список проведених робіт науковцями, сучасні топології схем та методи мінімізації втрат імпульсних блоків живлення, можна дійти наступних висновків:

1. Використання напівпровідникових елементів з малим часом перемикання дозволяє зменшити динамічні втрати – втрати на перемикання.
2. Використання напівпровідникових елементів з малим значенням прямого падіння напруги на основних силових елементах дозволяє зменшити статичні втрати.
3. Застосування методів перемикання при нульовому струмі або нульовій напрузі дозволяє мінімізувати рівень електромагнітних шумів, які виникають навколо джерела живлення та здійснюють вплив на близько розташовані чутливі електронні прилади.
4. Активні методи корекції коефіцієнту потужності дозволяють мінімізувати майже до нуля негативний вплив ємнісного навантаження на електромережу. Що також в свою чергу впливає на загальну ефективність блоку живлення.
5. Підвищення частоти роботи блоку живлення дозволяє зменшити розміри магнітопроводу силових трансформаторів. Також, при підвищенні частоти вихідні згладжуючі багатоступінчаті LC-фільтри працюють ефективніше. Це також позитивно впливає на їхні габарити.
6. Застосування схеми активного випрямлення напруги дозволяє використовувати транзистори з мінімальним прямим падінням. Проте, для їхнього керування необхідна додаткова система, яка в певні моменти часу буде відкривати або закривати ключ. Це однозначно ускладнює систему, але це ускладнення дуже доцільне, де важливий високий ККД, низьке тепловиділення та раціональне використання енергії. В менш технологічних

блоках використовуються діоди Шотки, які суттєво знижують ККД імпульсного блоку живлення.

7. Використання мікроконтролера для коригування параметрів у реальному часі, моніторингу системи та збору даних – вузька та дороговартісна спеціалізація приладів. На їхню розробку йде максимальна кількість часу.

Однак, це дозволяє найбільш гнучко налаштувати блок живлення (лабораторний блок живлення, програмований блок живлення – необхідні для дослідницьких та експериментаторських робіт в лабораторіях і спеціально обладнаних місцях).

В підсумок усього вище сказаного можна додати, що робота блоку живлення максимально ефективна лише в одній точці на певній потужності. Зважаючи на те, що не всі блоки живлення мають змогу працювати на точно визначене, певне, стає навантаження, коригування параметрів останнього до вимог навантаження (динамічне навантаження) займає важливе місце у підвищенні загального рівня ККД. Пропонується розробити певний алгоритм, який дозволить коригувати параметри в залежності від навантаження. А саме – зміна частоти роботи для зменшення динамічних втрат на перемикання силових транзисторів при пониженому вихідному навантаженні.

**Метою дослідження** є проектування імпульсного джерела вторинного електроживлення який зможе змінювати не лише заповненість імпульсів фіксованої частоти, а й частоту імпульсів в залежності від вихідного навантаження, що дозволить, в свою чергу, зменшити динамічні втрати на перемикання силових транзисторів інвертора при низьких вихідних навантаженнях імпульсного джерела живлення.

Для досягнення цієї мети необхідно було сформулювати і вирішити наступні завдання:

- провести аналіз залежності коефіцієнту корисної дії (ККД) від частоти імпульсного джерела живлення;
- провести аналіз стійкості системи в залежності від зміни частоти та вихідного навантаження;
- проаналізувати можливі варіанти підвищення ККД джерела живлення на основі отриманих даних;
- спроектувати навантажувальний стенд для тестування та отримання головних характеристик джерел живлення.
- оцінити приріст ККД на всьому діапазоні вихідних навантажень джерела живлення.

**Об'єктом дослідження** є можливість керування частотою роботи джерела живлення з технологією широтно-імпульсної модуляції.

**Предметом дослідження** є модернізація та розширення функціональних можливостей ІДЖ, підвищення його ККД.

## **РОЗДІЛ 2 НАЙБІЛЬШ ЕНЕРГОЗАТРАТНІ СИСТЕМИ ІМПУЛЬСНОГО ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ**

### **2.1 Основні втрати всередині імпульсного джерела живлення з широтно-імпульсною модуляцією**

Для того щоб збільшити ККД імпульсного джерела живлення, необхідно ідентифікувати і приблизно оцінити різні втрати. Втрати всередині імпульсного джерела живлення можна грубо розбити на три категорії: втрати перемикачів, втрати на електропровідність, статичні і резистивні втрати. Ці втрати зазвичай зустрічаються в комбінації один з одним, а розглядаються окремо. Області, в яких виникають основні втрати, можна виявити у вузлах змінного струму всередині секції живлення. В одному або декількох вузлах, в залежності від того, використовується чи ні ізолюючий трансформатор, можна виявити перехідні процеси при перемиканні і стану провідності ключів і випрямлячів. Найбільш інформативним вузлом змінного струму є сток або колектор ключа. Другим найбільш важливим вузлом змінного струму є анод вихідного випрямляча. Ці вузли будуть в центрі нашої уваги при роботі по підвищенню ККД імпульсного джерела живлення.

#### **2.1.1 Втрати, пов'язані з ключем**

Ключ є одним з двох найбільш значних джерел втрат всередині типового ІДЖ. Втрати можна розбити на дві категорії: втрати на електропровідність (conduction losses) і втрати перемикачів (switching losses). Втрати першого типу виникають, коли ключ знаходиться в замкнутому стані після стабілізації коливань управління і перемикачів. Втрати перемикачів відбуваються, коли ключ переходить в новий робочий стан. Коливання управління і перемикачів виникають в перехідному стані. Ці періоди і їх типові форми сигналу показані на рис. 2.1.



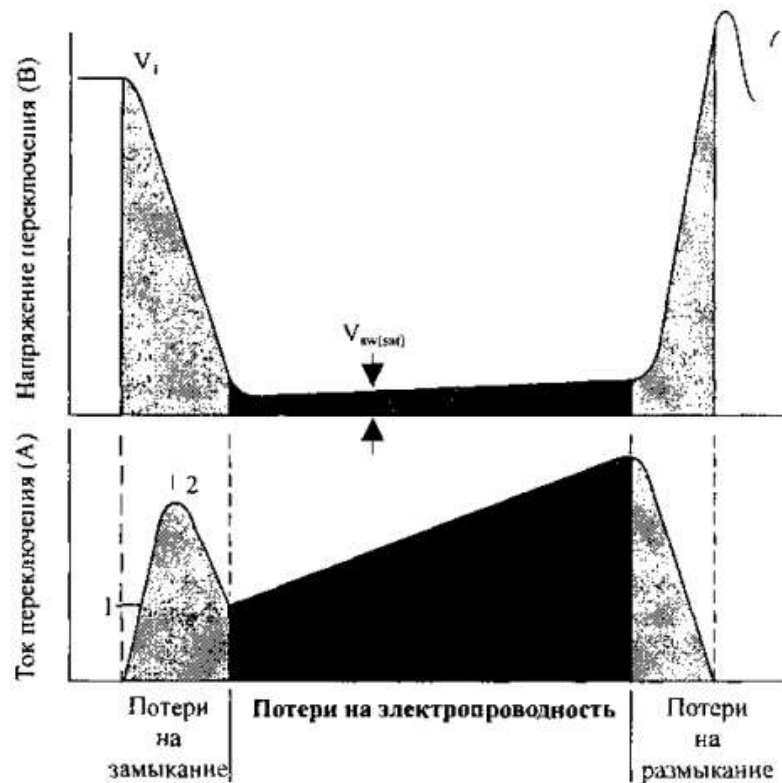


Рис. 2.1. Втрати на ключі

Втрати на електропровідність ( $t_2$ ) обчислюються як добуток напруги на контактах ключа і протікаючого через нього струму. Ці сигнали зазвичай практично лінійні, і втрати потужності в цей період можна обчислити за формулою (2.1):

$$P_{D(\text{conduct})} = V_{\text{sat}} \cdot I_{\text{sat}} \quad (2.1)$$

Для управління цими втратами зазвичай намагаються мінімізувати падіння напруги на ключі в період часу його замикання. Для цього ключ необхідно ввести в стан насичення. Такі стани представлені формулами (2.2 а, б). Вони ідентифікуються перезбудженням бази або затвора таким чином, що струм через колектор або стоку керується зовнішніми елементами, а не самим ключем.

$$\text{Біполярний транзистор: } P_{D(\text{conduct})} = V_{CE} \cdot I_C \quad (2.2, \text{ а})$$

$$\text{МОП-транзистор: } P_{D(\text{conduct})} = R_{DC(\text{on})} \cdot (I_D)^2 \quad (2.2, \text{ б})$$

Втрати перемикання під час перехідних процесів ключа більш складні як за своєю природою, так і за своїм вкладом. Коливання, що демонструють втрати, можна побачити тільки за допомогою осцилографа з зондом напруги, підключеним до контактів стоку і витоку (колектора і емітера) і струмовим зондом, який заміряє струм через сток (колектор). Метод визначення величини втрат в період всіх перехідних процесів при перемиканні повинен бути ретельно вивчений за допомогою зондів з екранованими кабелями і короткими з'єднувальними дротами. Це пов'язано з тим, що неекрановані дроти сприймають перешкоди, які випромінюються іншими частинами джерела живлення, і, таким чином, неточно показують форму кривої. Після отримання чітких сигналів можна апроксимувати площі під обома кривими як суму елементарних площ простих трикутників або прямокутників. Наприклад, втрати на замикання на рис. 2.1 можна записати у вигляді наступної формули (2.3):

$$P_{D(\text{turn-on})} = f_{sw} \left[ V_1 / 2 (I_1 + (I_2 - I_1) / 2) \right] t_{\text{turn-on}} \quad (2.3)$$

Цей результат (у ватах) справедливий тільки для періоду перехідних процесів при замиканні ключа. Для отримання загальних втрат всередині ключа до результату формули (2.3) слід додати втрати на розмикання ключа і втрати на електропровідність.

### 2.1.2 Втрати, пов'язані з вихідним випрямлячем

Втрати на вихідному випрямлячі складають від 40 до 65% загальних втрат всередині типового імпульсного джерела живлення з асинхронним випрямлянням. З цієї причини вміст даного підрозділу дуже важливий.

Форми сигналу, що мають відношення до вихідного випрямляча, представлені на рис. 2.2.

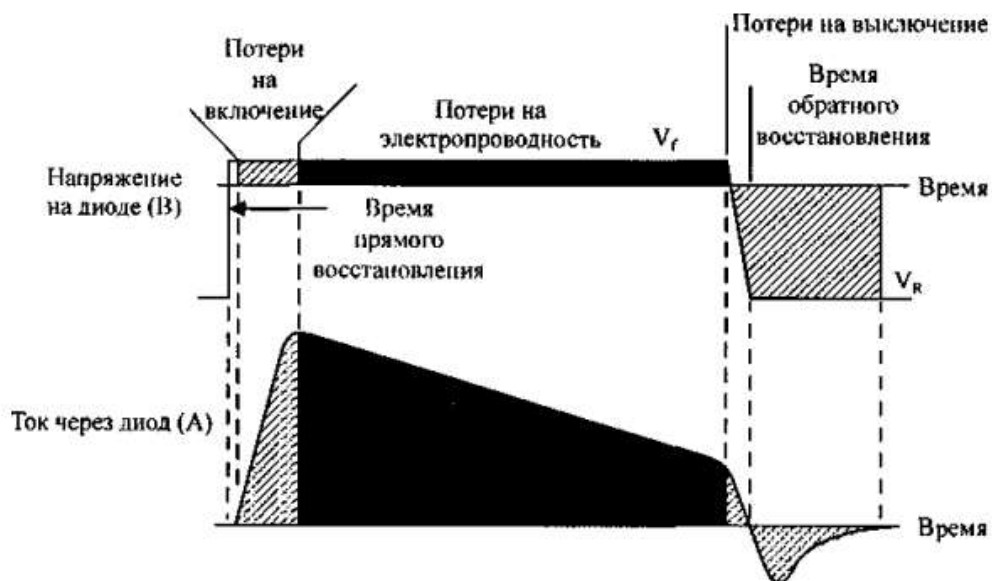


Рис. 2.2. Втрати на випрямлячі

Втрати на випрямлячі знову-таки можна розбити на три періоди: втрати на включення, втрати на електропровідність і втрати на вимикання. Втрати на електропровідність відбуваються, коли коливання напруги і струму стабілізуються, і випрямляч знаходиться в стані провідності. Ці втрати контролюються шляхом вибору випрямляча з найнижчим падінням прямої напруги для заданого робочого струму. Діоди з р-n-переходом мають більш плоску вольт-амперну характеристику в прямому напрямку, але характеризуються досить великим падінням напруги (0,7-1,1 В). У діодів Шотки більш низька напруга "зламу" (0,3-0,6 В), але у них більш резистивна вольт-амперна характеристика. Це означає, що, в порівнянні з р-n-діодами, пряма напруга при великих струмах зростає більш істотно. Кількість втрат можна обчислити таким же способом, який продемонстрований у формулі (2.3), розбивши ділянки перехідних процесів на елементарні прямокутні і трикутні області, які потім використовуються для підрахунку втрат в цей період.

Аналіз втрат перемикання вихідного випрямляча значно складніший. Внутрішня поведінка самого випрямляча є джерелом проблем всередині локальних контурів. У момент ввімкнення перехідні процеси контролюються характеристикою прямого відновлення випрямляча. Час прямого відновлення ( $P_{frr}$ ) – це час, необхідний діоду, щоб почати проводити прямий струм після подачі на його виводи прямої напруги. Для р-n-діодів з накопиченням заряду цей час може становити від 5 до 15 нс. Випрямлячі на діодах Шотки можуть іноді давати більш тривалу характеристику прямого відновлення через високе значення ємностей їх внутрішнього переходу. Хоча ці втрати і незначні, вони можуть створювати інші проблеми всередині джерела живлення. В період прямого відновлення індуктор або трансформатор мають незначний імпеданс навантаження, оскільки ключ розімкнутий, і ланцюг випрямляча продовжує залишатися розімкнутим. Це дозволяє запасеній енергії створювати "дзвін" у формі напруги до тих пір, поки випрямляч, нарешті, не почне проводити прямий струм і не зафіксує електричний сигнал.

Під час перехідних процесів виключення поведінка випрямляча визначається характеристикою зворотного відновлення. Для р-n-діодів вона обумовлена носіями, перехопленими всередині р-n-переходу, коли до виводів діода прикладається зворотна напруга. Ці носії, що мають обмежену рухливість, повинні змінити напрямок і покинути р-n-перехід з того боку, з якою вони спочатку надійшли. Це виглядає так, як ніби після подачі зворотної напруги через діод протікає зворотний струм. Пов'язані з цим втрати можуть бути значними, оскільки зворотна напруга може швидко піднятися до дуже високих рівнів перш ніж заряд повністю зникне з області р-n-переходу. Зворотний струм може бути також відображено через будь-який силовий трансформатор і доданий до втрат всередині ключа під час перехідного процесу замикання. Він може виглядати як сплеск струму в період замикання ключа (рис. 2.1). Явище, подібне зворотному відновленню, може також виникати в випрямлячах на високовольтних діодах Шотки. Це обумовлено не носіями, а високою ємністю р-n-переходу, характерною для цього типу діодів

Шотки. Високовольтні діоди Шотки відносяться до діодів з зворотною напругою пробою понад 60 В.

### 2.1.3 Втрати, пов'язані з конденсаторами фільтрів

Конденсатори вхідного і вихідного фільтрів не є значними джерелами втрат в ІДЖ, хоча і можуть істотно впливати на його експлуатаційну довговічність. Некоректно вибрані вхідні конденсатори можуть привести до того, що джерело живлення буде вести себе так, як ніби його ККД нижче реального значення. Кожен конденсатор має невеликий послідовний опір і індуктивність, залежний від його ємності. Еквівалентний послідовний опір (ESR) і еквівалентна послідовна індуктивність (ESL) є паразитними елементами, зумовленими конструкцією конденсатора. Обидва ці елементи прагнуть ізолювати внутрішню ємність конденсатора від сигналу на його контактах. Отже, конденсатор матиме кращі характеристики по постійному струму, але гірше працюватиме на частоті перемикування джерела живлення. Вхідні і вихідні конденсатори є тільки джерелами (або приймачами) високочастотних струмів, створюваних ключем або вихідним випрямлячем.

Так, вивчивши форму цих струмів, можна точно визначити їх величину, що протікають через ESR таких конденсаторів, що неминуче призводить до внутрішнього нагрівання. Одне із завдань при проектуванні конденсаторів у складі фільтрів полягає в забезпеченні підтримки внутрішнього нагрівання конденсатора на досить низькому рівні, який гарантував би задану довговічність джерела живлення. Обчислення дійсних втрат потужності, що створюються ESR конденсатора, виконують за формулою (2.4):

$$P_{D(esr)} = (I_{sw})^2 R_{ESR} - \text{вхідний конденсатор} \quad (2.4, a)$$

$$P_{D(esr)} \approx (I_D)^2 R_{ESR} - \text{підвищувальний вихідний конденсатор} \quad (2.4, b)$$

Тут проблеми викликає не тільки резистивна частина моделі конденсатора. Якщо друкована плата скомпонована асиметрично між паралельно включеними конденсаторами, то індуктивність доріжок призведе до незбалансованого нагрівання конденсаторів і зменшить довговічність самого гарячого конденсатора.

#### 2.1.4 Статичні втрати

Статичні втрати пов'язані з усіма функціями, необхідними для роботи схем живлення. Це – всі ланцюги, пов'язані з мікросхемою контролера і будь-якими ланцюгами зворотного зв'язку де-небудь в джерелі живлення. Статичні втрати зазвичай невеликі в порівнянні з іншими втратами всередині джерела, але їх також можна проаналізувати, щоб внести деякі підвищення. Перша схема, яка може «з'їсти» значну частину потужності, – це схема запуску. Тут постійний струм обумовлений вхідною напругою, так що схеми управління і драйвери отримують достатньо енергії для запуску джерела живлення. Якщо схема запуску не зупиняє протікання струму після успішного запуску, то, в залежності від вхідної напруги, всередині цієї схеми може постійно розсіюватися до 3 Вт потужності.

Другим значним джерелом втрат є схема драйвера ключа. Для потужних біполярних транзисторів, використовуваних в якості ключів, струм керування базою має бути більшим, ніж максимальний струм колектора (стоку), поділений на коефіцієнт посилення ( $h_{fe}$ ) транзистора. Типовий коефіцієнт посилення потужних транзисторів знаходиться в діапазоні 5-15. Це означає, наприклад, що при максимальному струмі 10 А потрібно струм, що протікає через базу, в межах 0,66-2,0 А. Керуюча напруга між базою і емітером становить 0,7 В і, якщо цей струм не обумовлений напругою, дуже близьким до зазначеної величині, то будуть отримані значні втрати. Потужними польовими МОП-транзисторами можна керувати з меншими втратами, ніж потужними біполярними транзисторами. До контакту затвора МОП-транзистора підключені два еквівалентних конденсатора: між затвором і

витоком ( $C_{iss}$ ) і між витокон і стоком ( $C_{rss}$ ). Втрати, які дає драйвер затвора польового МОП-транзистора, створюються через зарядки конденсаторів затвора від додаткової напруги для переводу транзистора в провідний стан, а також при розрядці цих конденсаторів на землю при замиканні МОП-транзистора. Формула для обчислення втрат драйвера затвора має наступний вигляд (2.5):

$$P_{D(gate)} = 0,5 f_{sw} \left( C_{iss} (V_{drive})^2 + C_{rss} (V_D)^2 \right). \quad (2.5)$$

Єдине, що можна зробити з цими втратами – вибрати польовий МОП транзистор з низькими значеннями ( $C_{iss}$ ) і ( $C_{rss}$ ) і по можливості низькою максимальною напругою управління затвором.

#### 2.1.5 Втрати, пов'язані з магнітними компонентами

Існує три основні види втрат, пов'язані з трансформаторами і індукторами: гістерезисні втрати, втрати від вихрових струмів і резистивні втрати. Ці втрати слід контролювати при проектуванні і конструюванні трансформатора або індуктора. Гістерезисні втрати визначають, наскільки велика площа всередині кривої намагнічування охоплюється протягом кожного робочого циклу (рис. 2.3). Площа, охоплена частинною петлею (minor-loop), відповідає кількості роботи, необхідної для прикладання сили до магнітних доменів всередині сердечника, щоб деякі з них залишилися переорієнтованими (залишкова магнітна індукція). Чим більша площа охоплення, тим вищі гістерезисні втрати. Ці втрати визначаються виразом (2.6):

$$P_{hyst} \approx k_h V_c f_{sw} (B_{max})^2, \quad (2.6)$$

де:  $h_k$  – постійна гістерезисної втрати для даного матеріалу;  $V_c$  – площа сердечника,  $\text{см}^2$ ;  $\omega f$  – частота перемикачів, Гц;  $B_{\text{max}}$  – максимальне відхилення робочої магнітної індукції.

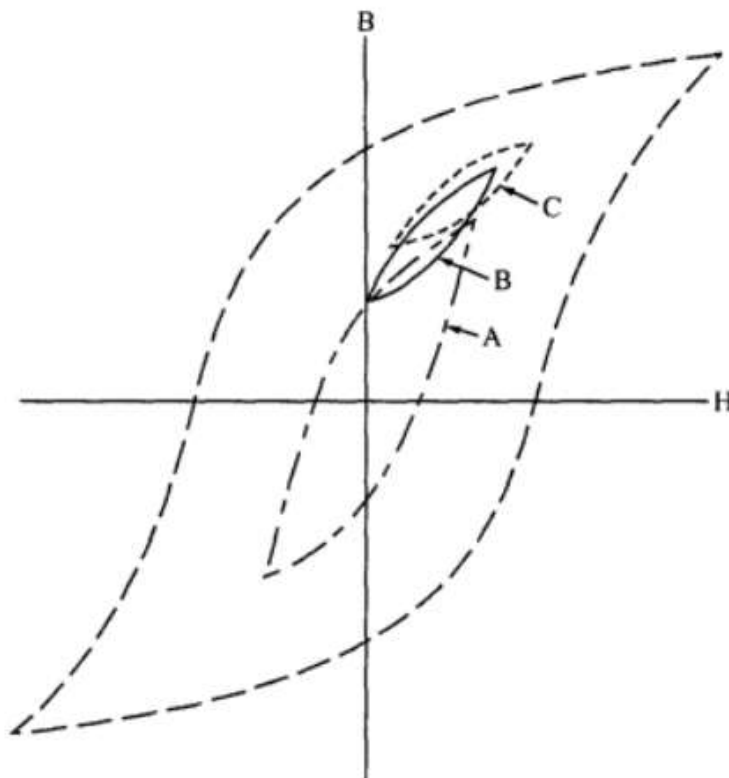


Рис. 2.3. Частинні петлі гістерезису для різних магнітних

Крива А – це крива намагнічування всередині трансформатора прямоходового перетворювача «пушпульного» типу (наприклад, пушпульний, напівмостовий, мостовий). Крива В характерна для зворотньоходових перетворювачів, що працює в переривчастому режимі. Крива С відповідає роботі дроселя прямоходового фільтру і зворотньоходового трансформатора, що працює в безперервному режимі. Як видно з цієї формули, втрати пропорційні частоті роботи і квадрату максимальної робочої магнітної індукції ( $B_{\text{max}}$ ). Хоча ці втрати не такі істотні, як втрати всередині ключа і випрямлячів, вони можуть перетворитися в проблему, якщо з ними належним чином не розібратися. При частоті 100 кГц  $B_{\text{max}}$  має скласти близько 50%



магнітної індукції насичення матеріалу ( $B_{sat}$ ). При частоті 500 кГц  $B_{max}$  має бути не більше 25% від  $B_{sat}$ , а при частоті 1 МГц  $B_{max}$  має становити приблизно 10% від  $B_{sat}$ . Ці оцінки базуються на поведінці феритового матеріалу, який зазвичай використовується в ІДЖ (ЗС8 і т. п.). Втрати від вихрових струмів значно менші, ніж гістерезисні втрати, але значно зростають при підвищенні робочої частоти. Це видно з наведеної нижче формули (2.7):

$$P_{eddy} \approx k_c V_c (f_{sw})^2 (B_{max})^2, \quad (2.7)$$

де  $k_c$  – постійна втрат від вихрового струму для даного матеріалу.

Вихрові струми (eddy current) – це кругові струми, індуковані в великих областях всередині жил оточуючих проводів і структур через присутність сильних магнітних полів. Для зменшення таких втрат звичайний розробник може зробити зовсім небагато. Резистивні втрати пов'язані з опором обмоток трансформатора або індуктора. Існує дві форми резистивних втрат: по постійному струму і скин-ефекту. Резистивні втрати по постійному струму являють собою добуток опору деякого відрізка проводу в обмотці і квадрата значення RMS форми струму. Скін-ефект (skin-effect) – це ефективне збільшення опору дроту через «виштовхування» струму від центру проводу до його поверхні під дією сильних магнітних полів змінного струму. Струм протікає по меншій площі поперечного перерізу, що еквівалентно зменшенню діаметру дроту. Дві описані вище форми резистивних втрат об'єднані в наступному рівнянні (2.8):

$$mr \approx r_{DC} \sqrt{\frac{8\pi^2 \cdot 10^{-7} f_{sw} \mu_r}{r_m}}, \quad (2.8)$$

де:  $mr$  – відношення опору по змінному струму до опору по постійному струму;  $r_{DC}$  – опір дроту по постійному струму, Ом;  $f_{sw}$  – частота

перемикань, Гц;  $\mu_r$  – відносна магнітна проникність матеріалу дроту;  $m r$  – питомий опір матеріалу провідника.

Одножильний провід можна замінити трубчастим з товщиною стінки, яка визначається за формулою (2.9):

$$dw = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{10^7 r_m}{f_{sw} \mu_r}}, \quad (2.9)$$

Індуктивність розсіювання (представлена невеликим індуктором розташованого послідовно з обмоткою) призводить до того, що деяка частина магнітного потоку не взаємодіє з сердечником, а йде в навколишнє повітря і матеріали. Його поведінка не контролюється трансформатором або індуктором, тому будь-який внесений в обмотку імпеданс, про який йде мова, не впливає на поведінку індуктора розсіювання. Індуктивність розсіювання призводить до проблеми, оскільки вона перехоплює енергію, яка не передається на навантаження і призводить до "дзвону" всередині оточуючих компонентів. Значення індуктивності розсіювання, що проявляється обмоткою, контролюється фізичною конструкцією трансформатора або індуктора. Воно варіює від пристрою до пристрою, але наближається до номінального. Розглянемо деякі узагальнені емпіричні правила.

До зниження індуктивності розсіювання, що спостерігається в обмотці, призводять:

- фізичне подовження обмотки;
- зменшення фізичної відстані до сердечника;
- використання методик тісної взаємодії обмоток;
- використання подібного коефіцієнта трансформації (близького до 1:1)

Для Ш-подібного сердечника, використовуваного в перетворювачах постійного струму, можна очікувати індуктивність розсіювання в межах 3-5%

індуктивності обмотки. У автономних перетворювачів витік, демонстрований первинною обмоткою, може досягати 12% індуктивності обмотки, якщо трансформатор повинен строго відповідати вимогам норм безпеки. Плівка, необхідна для ізоляції обмоток, робить їх коротше і відсуває від сердечника і один від одного. Проте, паразитні втрати, зумовлені індуктивністю розсіювання, можна приборкати. У разі використання магнетиків постійного струму, де-небудь вздовж лінії магнітної індукції сердечника зазвичай необхідний повітряний зазор. У феритових сердечниках цей зазор розташований в центральному стрижні сердечника. Магнітний потік виходить з одного кінця сердечника і тече у напрямку до протилежного кінця. При цьому потік відштовхує сам себе, в результаті чого лінії магнітної індукції "випинаються" в сторону від осьової лінії сердечника. Наявність повітряного зазору створює область великої напруженості магнітного поля, яка може привести до виникнення всередині суміжних проводів або всередині найближчих до сердечника металевих структур вихрових струмів.

## **2.2 Існуючі варіанти модернізації вузлів імпульсного джерела живлення для підвищення коефіцієнту корисної дії**

### **2.2.1 Синхронний випрямляч**

Падіння напруги на діодах випрямляча не дозволяє збільшити його ККД вище певної межі. Шунтуванням або заміною кожного діода електронним ключем можна подолати цю межу. Однак через складність вузла управління електронними ключами синхронні випрямлячі застосовуються лише в професійній обладнанні електроживлення.

Заміна діода активно керованим комутаційним елементом, таким як MOSFET, є основою активного випрямлення. MOSFET має дуже низький опір при ввімкненому стані ( $R_{DS(on)}$ ). Вони можуть бути виготовлені з опором на рівні від 10 мОм і нижче. Падіння напруги на транзисторі значно нижче падіння напруги на діоді Шотки, що означає зменшення втрат потужності та

підвищення ефективності. Однак падіння напруги на MOSFET описується законом Ома, відповідно, при великих струмах падіння напруги може перевищувати падіння напруги на діоді. Це обмеження зазвичай вирішується або шляхом розміщення декількох транзисторів паралельно, тим самим зменшуючи струм через кожен окремий транзистор, або за допомогою пристрою з більшою активною площею. Схема управління активного випрямлення зазвичай використовує компаратори для фіксації напруги вхідного змінного струму та відкривання

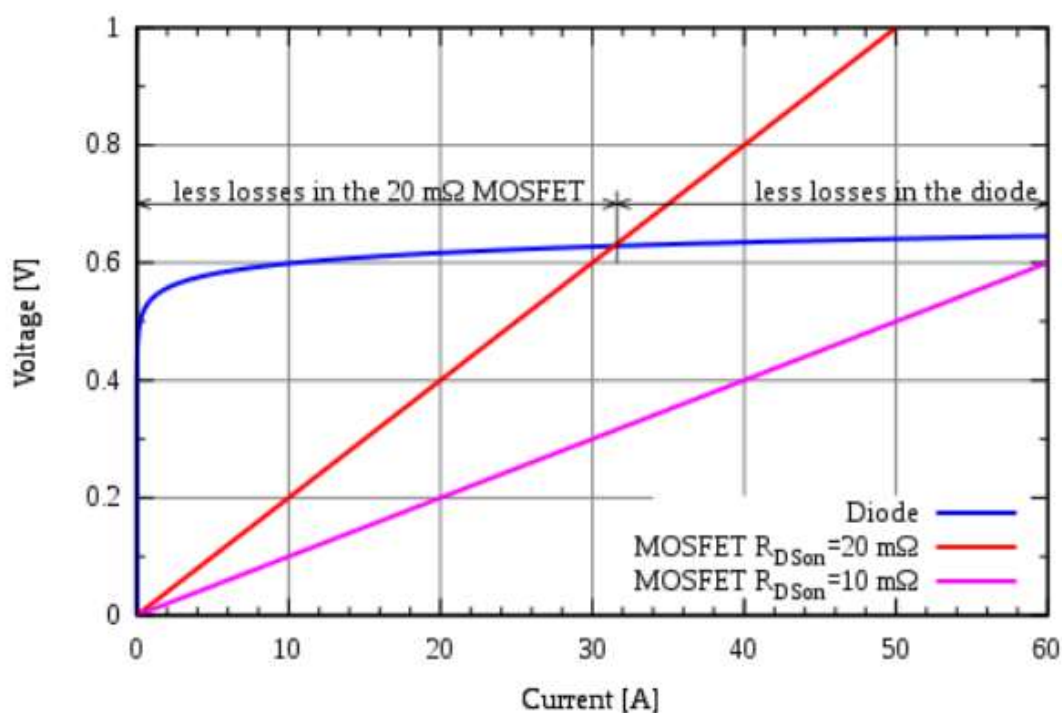


Рис. 2.4. Падіння напруги на діоді та MOSFET.

Властивість низького опору MOSFET зменшує омичні втрати порівняно з діодним випрямлячем (нижче 32 А в цьому випадку), що демонструє значне падіння напруги навіть при дуже низьких рівнях струму. Паралельне з'єднання двох MOSFET (рожева крива) додатково зменшує втрати, тоді як паралельне поєднання декількох діодів не суттєво зменшить падіння напруги. [18] транзисторів в потрібні моменти, щоб дозволити струму протікати в

правильному напрямку. Час дуже важливий, тому що необхідно уникати короткого замикання на вході (ввімкнення одного транзистора до того, як вимкнеться інший). Використання активного випрямлення для перетворення змінного та постійного струму дозволяє конструкції зазнавати подальших вдосконалень (з більшою складністю), наприклад, активної корекції коефіцієнта потужності, що виключає наявність реактивних струмів.

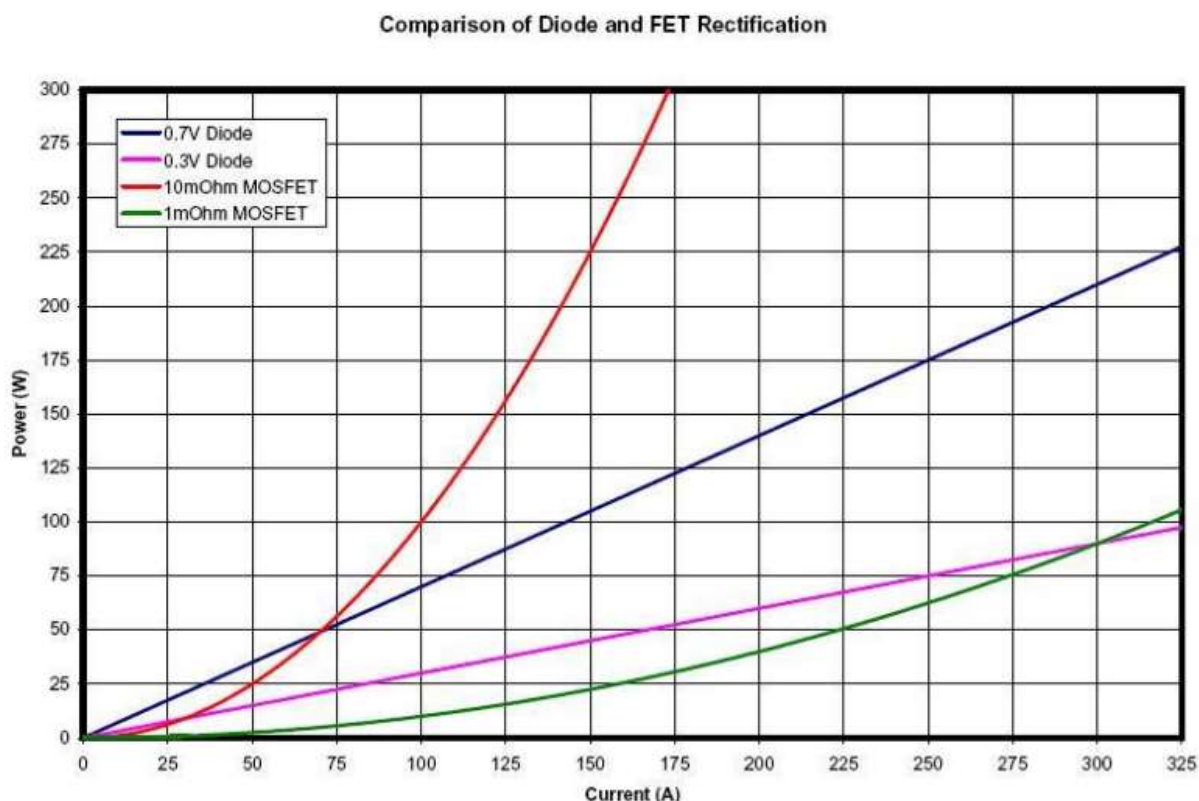


Рис. 2.5. Графік тепловиділення в залежності від струму в 4 пристроях. [18]

### 2.2.2 Активний коректор коефіцієнту потужності

Корекція активного коефіцієнта потужності (PFC – Power Factor Correction) відноситься до методу збільшення коефіцієнта потужності (PF – Power Factor) за допомогою активних електронних схем зі зворотним зв'язком, які контролюють форму споживаного струму. У звичайних джерелах живлення без PFC AC-DC великий конденсатор фільтру « $C_o$ » розміщується безпосередньо після мостового випрямляча (рис. 2.6). При цьому в лінійному блоці живлення випрямляч підключається через низькочастотний

трансформатор, а в автономному блоці перемикаючого режиму живиться від входу змінного струму. В обох випадках, коли "Co" заряджається майже до піку випрямленої напруги, більшу частину часу діоди будуть зміщені в зворотному напрямку і не працюватимуть.

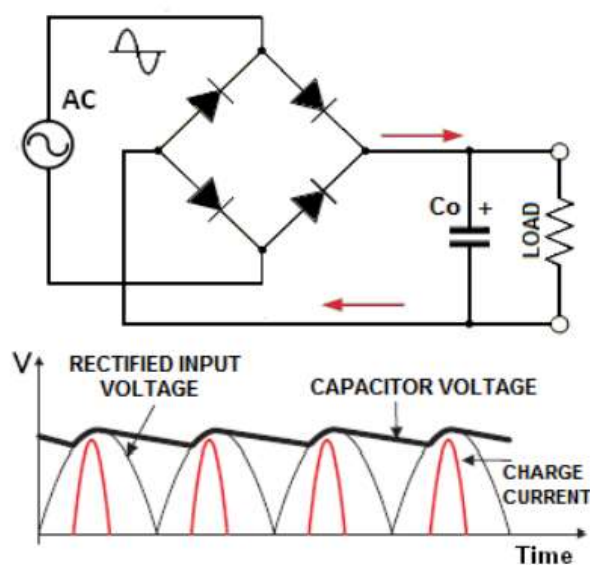


Рис. 2.6. Часова діаграма заряду конденсатора (форма напруги та струму заряду конденсатора) суміщена з вихідною формою напруги діодного мосту.[19]

Тому такий блок живлення буде отримувати енергію від лінії короткими імпульсами лише тоді, коли миттєва вхідна напруга перевищує напругу на конденсаторі. Це супроводжується виникненням гармонік, рівень яких може перевищувати діючий стандарт (наприклад, EN61000-3-2) і негативно впливати на інших споживачів. Для споживання постійного синусоїдного струму протягом його усього циклу можна розмістити індуктивність перед «Co». У пасивному PFC індуктор великий і неконтрольований. Зазвичай він коригує PF до 0,7-0,85. На практиці пасивний метод застосовується лише в малих блоках живлення (як правило, потужністю нижче 100 Вт), коли високий PF не потрібен і регулювання постійного зв'язку не є необхідним. У більшості інших застосувань використовується активний метод. Це концептуальна схема активного перетворювача PFC. Індуктор "L" тут керується напівпровідниковим вимикачем (позначається "Q").

Цей вимикач керується ланцюгом управління та перемикається на частоті "F", набагато більшій, ніж частота мережі. Розглянемо, як працює ця схема. Під час "ton" струм в індукторі збільшується на  $\Delta I+ = V_{in} \times t_{on} / L$ . Коли перемикач

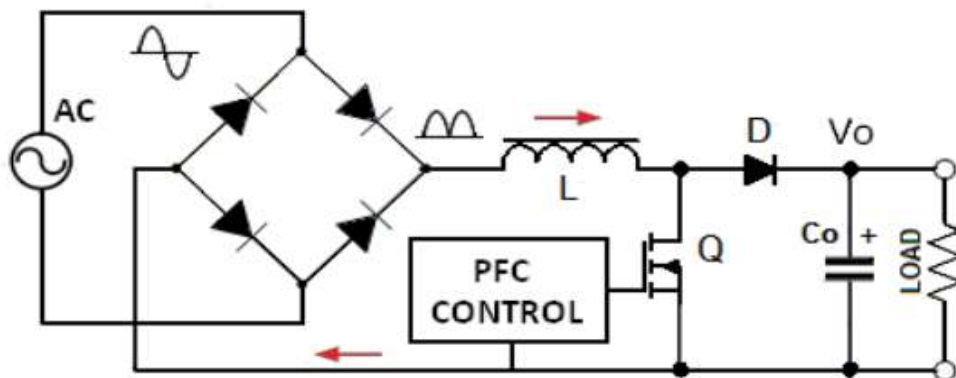


Рис. 2.7. Активна схема PFC

відкривається, напруга на "L" повертається назад, і він вивільняє всю або частину накопиченої енергії через діод "D". Під час позаминулого струму індуктора "toff" зменшується на  $\Delta I- = (V_o - V_{in}) \times t_{off} / L$ . Зміна частоти протягом одного періоду "T" дорівнює  $\Delta I = \Delta I+ - \Delta I- = (V_{in} - V_o + D \times V_o) / LF$ , де  $D = t_{on} / T$  – робочий цикл,  $F = 1/T$ . Ми можемо бачити, що, змінюючи робочий цикл "D", ми можемо змінювати  $\Delta I$ . Якщо ми зробимо це правильно, ми можемо синтезувати бажану форму  $I(t)$

## Висновки

З усього вищесказаного можна зробити висновок, що використання сучасних і високовартісних компонентів та напівпровідників поліпшує ситуацію з ККД. Використання складних систем, таких як активне випрямлення вихідного струму, активна корекція коефіцієнту потужності, точне управління силовими ключами, застосування ключів силового інвертору з технологією MOSFET спрощує досягнення високих значень ККД, але суттєво збільшує складність схеми, знижує надійність через збільшення кількості елементів, зменшує її здатність до ремонту, підвищує кінцеву вартість пристрою. Варто також зауважити, що вихідна потужність має корелюватись з потужністю, яка споживається. Зазвичай, оптимальне значення споживаної потужності коливається від 50 % до 80 % від максимальної потужності. На таку роботу розраховують імпульсні джерела живлення. При великому відхиленні від цього діапазону перетворювач втрачає свої «переваги», що призведе до необгрунтованої витрати коштів та «преміальне» рішення. На ринку представлено широкий вибір імпульсних джерел живлення з гнучкою комплектацією: від найдешевших з використанням «мінімальної» компонентної бази, що працює майже без запасу характеристик напівпровідників, то «топових» рішень з ККД не менше 90% в діапазоні навантаження 10-100% від максимальної потужності (сертифікат 80 PLUS Titanium). Кожен з них має як свої переваги так і недоліки, та має повне право на своє існування.



## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СКОРОЧЕНЬ, ТЕРМІНІВ

1. Chip News. Силовая электроника. #7 (120) – 2007.
2. Браун М. Источники питания. Расчет и конструирование.: Пер. с англ. / Браун М. – К.: "МК-Пресс", 2007. - 288 с., ил.
3. Эраносян С. Сверхмощные импульсные блоки питания: выбор концепции / С. Эраносян, В. Ланцов // Современная Электроника. – 2010 – №8. – С. 46-55.
4. Кочетков А.В. Влияние режима работы силовых каналов понижающего типа на выходные пульсации многофазных импульсных преобразователей постоянного напряжения / А.В. Кочетков // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2011, № 1 – С. 133-136.
5. Кадацкий А.Ф. Пульсации токов импульсных преобразователей постоянного напряжения модульной структуры с граничным режимом функционирования с силовыми каналами инвертирующего типа / А.Ф. Кадацкий, А.П. Русу, Т.Н. Ерыкалина // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2013, № 2 – С. 47-61.
6. Ревко А.С. Широтно-импульсная модуляция в квазирезонансных преобразователях / А. С. ревка, Д. М. Брика // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск: Силова електроніка та енергоефективність. Ч. 5. – 2006. – С. 125-128.
7. Горяшин Н. Н. Оценка статических потерь мощности в квазирезонансном преобразователе напряжения / Н. Н. Горяшин, А. А. Соломатова // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета имени академика М. Ф. Решетнева. – 2011. – С. 13-19.
8. Александрова С.А. Синтез закона управления мостового преобразователя напряжения с мягким переключением на основе изменения частоты коммутации транзисторов / С.А. Александрова, А.П. Баев, Н.А. Николаев, О.В.

Слита // Научнотехнический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2018. Т. 18. № 4. – С. 700-703.

9. Годовников Е. А. Идентификация индуктивности дросселя в импульсных преобразователях напряжения на основе микропроцессорной техники / Е. А. Годовников, Е. Ю. Клепарская // Вестник югорского государственного университета. 2013 г. Выпуск 2 (29). С. 66-70.

10.Цыганов Д. О. Проектирование импульсного источника питания с микроконтроллерным управлением / Д. О. Цыганов, М. И. Федосейкин, В. Н. Дмитриев, В. В. Никулин // Огарёв-Online – 2015. – С. 1-5.

11.Светлаков В.А. Модернизация источника вторичного электропитания для бортовой аппаратуры заказов серии «союз» / В.А. Светлаков, И.Г. Пронькин, А.М. Бельков // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». – 2018. Т. 18, № 1. С. 47- 55.

12.М. І. Хіль. Підвищення якості імпульсних джерел живлення РЕА. / М. І. Хіль, Д. Г. Єгоров, О. В. Шевченко Вісник східноукраїнського національного університету імені Володимира Даля №17(188) – 2012. – С. 228-233.

13.С. М. Цирульник. Метод оперативного тестування імпульсних трансформаторів комп'ютерної техніки / С. М. Цирульник, Б. Андерсон, В. І. Роптанов //Вінницький національний технічний університет. 2018

14.О. Д. Майданський. Імпульсний лабораторний блок живлення на базі мікросхеми TL494 із стабілізацією струму та напруги. / О. Д. Майданський Д. П. Проценко // Вінницький національний технічний університет. 2018.

15. Єрьоменко Є.І. лабораторна установка для дослідження широтноімпульсного перетворювача напруги / Єрьоменко Є.І., магістрант, Димко С.С., асистент НТУУ «КПІ», кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу // . 2015.

- 16.Бабурин М. Компоненты для построения источников питания/М. Бабурин, А. Павленко – Группа компаний «Симметрон», 2013. – 96 с.
- 17.Active rectification [Електроний ресурс] / Wikipedia - The Free Encyclopedia – 7 November 2019. Режим доступу:  
[https://en.wikipedia.org/wiki/Active\\_rectification](https://en.wikipedia.org/wiki/Active_rectification)
- 18.The basics of active power factor correction [Електроний ресурс] / LAZAR's power factor correction guide – 2013, 2017 Lazar Rozenblat. All rights reserved. Режим доступу: <http://www.powerfactor.us/active.html>
- .Texas Instruments [Електроний ресурс] / TL494 Pulse-Width-Modulation Control Circuits. Режим доступу: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl494.pdf>
- 19.Мироненко П.С. Стенд для перевірки працездатності низькочастотних інерціальних модулів / П.С. Мироненко, О.М. Павловський // Вісник НТУУ «КПІ» Серія «Приладобудування» - 2018.-№56 (2), с. 7-13
- 20.Мироненко П.С. Комплекс спеціалізованого стендового обладнання для контролю характеристик низькочастотних акселерометрів / П.С. Мироненко, О.М. Павловський // Вісник НТУУ «КПІ» Серія «Приладобудування» - 2019.- №57 (21), с. 14-19
- 21.Платов І.М. Порівняння можливостей C/C++ компіляторів для вирішення інженерних / І.М. Платов , О.М. Павловський // Вісник інженерної академії України.-2018.-№4-С. 65-69
- 22.О.М. Павловський Переваги використання відладочних плат Stm32discovery у навчальному процесі на кафедрі ПСОН/ І.М. Платов , О.М. Павловський // XI всеукраїнська науково-практична конференція студентів та аспірантів «ПОГЛЯД У МАЙБУТНЄ ПРИЛАДОБУДУВАННЯ», 15-16 травня 2018 року, КПІ ім. Ігоря Сікорського, м. Київ, Україна.-С.49-52.