

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ім. ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

Приладобудівний факультет

(повна назва інституту/факультету)

Прилади і системи орієнтації і навігації

(повна назва кафедри)

«На правах рукопису»

УДК 621.373.54

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

_____ Бурау Н. І.
(підпис) (ініціали, прізвище)

“___” _____ грудня 2019 р.

Магістерська дисертація

зі спеціальності 151 – «Автоматизація та комп’ютерно-інтегровані технології»

(код і назва спеціальності)

на тему: _____ «Підвищення ККД лабораторного блоку живлення»

Виконав: студент II курсу, групи ПГ-81мп

(шифр групи)

_____ Пономаренко Андрій Володимирович

(прізвище, ім’я, по батькові)

_____ (підпис)

Науковий керівник _____ доцент, к. т. н. Павловський О. М.

(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали)

_____ (підпис)

Консультант _____ стартап . _____ доцент, д. е. н. Бояринова К. О.,

(назва розділу)

(науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ініціали)

_____ (підпис)

Рецензент _____ асистент, к. т. н. Івасенко В. М.

(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

_____ (підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській
дисертації немає запозичень з праць інших
авторів без відповідних посилань.

Студент _____
(підпис)

Київ – 2019 рік

РЕФЕРАТ

Магістерська дисертація за темою «Підвищення ККД лабораторного блоку живлення» містить: 35 ілюстрацій, 30 таблиць, 2 додатки, 24 джерела.

В даній роботі розглядається один із численної кількості типів конструкцій перетворювачів напруги – напівмостовий АС/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

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).

Метою дисертаційного 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. Розроблено рекомендації по створенню ІДЖ з функціями регулювання вихідної напруги, струму, потужності та частоти.

Практичне значення одержаних результатів. Наведено рекомендації щодо проектування схеми управління силовими ключами (модуль розв’язки низьковольтної і високовольтної сторін, підбір силових ключів, їх принцип керування), що зменшить вплив негативних ефектів від зміни частоти.

Публікації.

1. Пономаренко А. В. Підвищення експлуатаційних характеристик імпульсного перетворювача напруги напівмостового типу / А. В. Пономаренко, О. М. Павловський // Ефективність інженерних рішень у приладобудуванні: науково-практична конференція студентів, аспірантів та молодих вчених: збірник статей – Київ: НТУУ «КПІ ім. І. Сікорського», 2019. – С.45-49.

Ключові слова: імпульсне джерело живлення, інвертор, широтно-імпульсна модуляція, коефіцієнт корекції потужності, операційний підсилювач, додатній зворотний зв'язок, від'ємний зворотний зв'язок, інвертор, керуючий трансформатор.

ABSTRACT

The master's dissertation on "Improving the algorithm of the power supply" contains 35 illustrations, 30 tables, 2 applications, 20 sources.

In this paper, we consider one of the many types of designs of voltage converters - a half-bridge AC/DC converter, designed to operate in AC networks with a nominal voltage of 230 V.

Despite the active development of society, the role of electronics and electronic devices occupies one of the first places among other manufacturing sectors. The electronics industry began to develop rapidly in the middle of the last century. From the 60s until today, the average annual growth rate of the electronics industry is 17%. There was no such growth in any other industry in world industry. There is practically no sphere of human activity wherever the products of the electronic industry are used. Electronic industry is the most high-tech industry.

It is worth noting that the operation of electronics requires electrical energy. Usually, electromechanical machines (generators) are used to generate it, which are driven by burning fossil fuels, using energy from nuclear reactions, or using the power of air or water currents. Since it is difficult to store electricity in quantities that would be sufficient at the national level, it is necessary to maintain a balance: to generate exactly as much energy as is consumed by users. For this, energy companies need to carefully forecast loads and constantly coordinate the production process with their power plants. At the same time, a certain number of capacities is kept in reserve, so that in the event of any problems or energy losses, insure the power grids.

Any electronic device with many parameters, but they all have one thing in common - is the coefficient of performance (COP). A higher value of efficiency means less energy loss for its generation, transportation, transformation. Since each device requires its own, individual power supply with certain specific parameters, almost every device has its own converter.

Converters can have different parameters and their values, but their main task is reduced to one thing - to convert electric energy coming from outside (in everyday life - a 220 V 50 Hz network, in production - 380 V 3 phases, an aircraft on-board network of 120 V 400 Hz, 36 in direct current, etc.) to the one in which the intelligent part that directly performs a certain function of the device works predictably, stably and does not affect the nearest other devices that are powered by a common network.

Improving the efficiency of converters is a hot topic that has been relevant throughout the history of electronics. After all, this significantly improves the characteristics of the device, makes them cheaper to use, especially where power generation is problematic (north-south poles) or limited by maximum power (airplanes, cars, boats, rockets, spacecraft, autonomous objects).

The aim of the study is to develop an algorithm for the operation of a pulsed secondary power source that can change not only the occupancy of pulses of a fixed frequency, but also the frequency of the pulses depending on the output load, which, in turn, will reduce the dynamic loss of switching the inverter power transistors at low pulse output loads power source.

To achieve this goal, it was necessary to formulate and solve the following tasks:

- analyze the dependence of the coefficient of performance (COP) on the frequency of the switching power supply;
- analyze the stability of the system depending on changes in frequency and output load;
- analyze possible options for improving the efficiency of the power source based on the data obtained;
- design a load stand for testing and obtaining the main characteristics of power supplies.
- evaluate the increase in efficiency over the entire range of output loads of the power source.

The object of the study is the ability to control the frequency of the power supply with pulse-width modulation technology.

The subject of the study is the modernization and expansion of the functionality of the IDJ, improving its efficiency.

Methods of research and achievement of a positive result are based on loading and removal of parameters of the real layout at change of frequency. An increase in the efficiency was also analytically estimated using the proposed management method.

Scientific novelty: is to develop a new method of increasing the efficiency of the pulse power supply, through the control of PWM at different output loads. Recommendations for creating IDJ with functions of regulation of output voltage, current, power and frequency are developed.

The practical significance of the results obtained. Recommendations are given for designing a power key management scheme (low and high voltage side junction module, selection of power keys, their control principle), which will reduce the effect of the negative effects of frequency change.

Publications.

1. Ponomarenko AV Increasing the operational characteristics of a half-bridge type pulse converter / AV Ponomarenko, OM Pavlovsky // Efficiency of engineering solutions in instrument making: scientific-practical conference of students, graduate students and young scientists: collection of articles - Kiev: NTU «KPI them. I. Sikorsky », 2019. - P.45-49.

Keywords: *switching power supply, inverter, pulse-width module, power correction factor, operational amplifier, positive feedback, negative feedback, inverter, control transformer.*

ЗМІСТ

РЕФЕРАТ	2
ABSTRACT.....	6
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ	12
ВСТУП	13
РОЗДІЛ 1 ОГЛЯД СТАНУ ПРОБЛЕМИ.....	15
1.1 Формування загальних вимог до джерел живлення радіоелектронної апаратури.....	15
1.2 Технології організації схем живлення.	17
1.3 Принцип роботи схем вторинних джерел електроживлення. Переваги і недоліки.....	20
1.3.1. Лінійні стабілізатори.....	20
1.3.2. Імпульсні джерела живлення з ШІМ.....	23
1.3.3. Квazірезонансні і резонансні перетворювачі.....	27
1.4 Огляд раніше виконаних робіт за напрямком дослідження	28
1.5 Мета і задачі наукових досліджень	32
РОЗДІЛ 2 НАЙБІЛЬШ ЕНЕРГОЗАТРАТНІ СИСТЕМИ ІМПУЛЬСНОГО ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ.....	35
2.1 Основні втрати всередині імпульсного джерела живлення з широтно-імпульсною модуляцією	35
2.1.1 Втрати, пов'язані з ключем	35
2.1.2 Втрати, пов'язані з вихідним випрямлячем.....	37
2.1.3 Втрати, пов'язані з конденсаторами фільтрів	40
2.1.4 Статичні втрати.....	41

2.1.5	Втрати, пов'язані з магнітними компонентами.....	42
2.2	Існуючі варіанти модернізації вузлів імпульсного джерела живлення для підвищення коефіцієнту корисної дії.....	46
2.2.1	Синхронний випрямляч	46
2.2.2	Активний коректор коефіцієнту потужності.....	48
2.3	Висновки до другого розділу.....	50
РОЗДІЛ 3 МОДИФІКАЦІЯ АТХ БЛОКУ ЖИВЛЕННЯ ДЛЯ ПРОВЕДЕННЯ ЕКСПЕРИМЕНТІВ		52
3.1	Малопотужне джерело живлення (Standby power supply)	56
3.2	Вхідний силовий каскад напівмостового типу	61
3.3	Узгоджувальний каскад.....	63
3.4	ШІМ-контролер.....	67
3.5	Висновки до третього розділу	72
РОЗДІЛ 4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ		73
4.1	Обладнання, необхідне для проведення тестів	73
4.1.1	Навантажувальний стенд	73
4.1.2	Система моніторингу вхідних параметрів	75
4.2	Методика зняття параметрів (тестування) ІДЖ.....	76
4.3	Висновки до четвертого розділу.....	89
РОЗДІЛ 5.....		91
5.1	Розробка стартап-проекту «Power Stage»	91
5.2	Опис ідеї.....	92
5.3	Технологічний аудит ідеї проекту.....	94
5.4	Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту.....	95
5.5	Розроблення ринкової стратегії проекту	104

5.6 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту	107
5.7 Висновки до п'ятого розділу	110
ВИСНОВКИ.....	112
ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРИ.....	114
Додаток А.....	117
Додаток Б	122

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ

DTC – Dead Time Control

PFC – Power Factor Correction

БІП – багатофазний імпульсний перетворювач

ДЖ – джерело живлення

ДЗЗ – додатний зворотній зв'язок

ДОН – джерело опорної напруги

ЕРС – електрорушійна сила

ІДЖ – імпульсне джерело живлення

ККД – коефіцієнт корисної дії

ОПН – одноктактний перетворювач напруги

ОПНЗ – одноктактний перетворювач напруги зворотньоходовий

ОПНП – одноктактний перетворювач напруги прямоходовий

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

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 маркетологами 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 ІІІ 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].

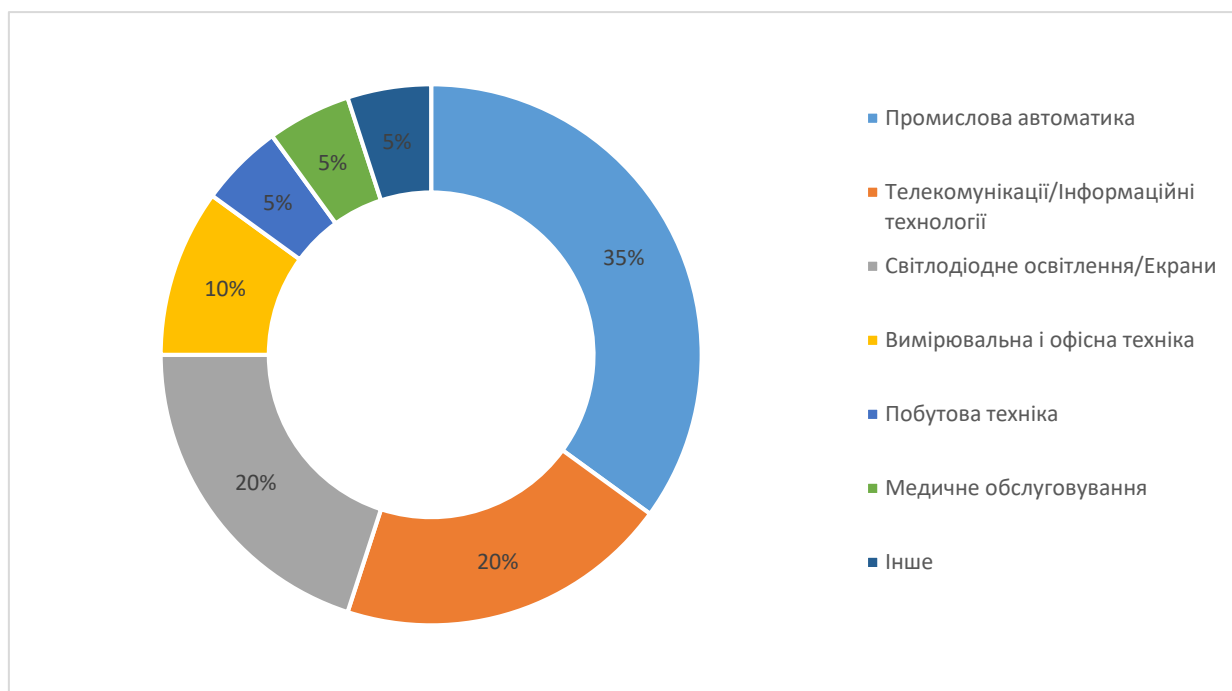


Рис. 1.1. Світовий розподіл продажів джерел живлення (на прикладі компанії MEAN WELL)

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

пристрою з конкретними, заздалегідь визначеними, параметрами та майже ніколи не взаємозамінне між різними галузями їхнього застосування.

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.

Всередині системи живлення можна виділити наступні три основні технології (типи схем):

1. Лінійні стабілізатори.
2. Імпульсні джерела живлення з широтно-імпульсною модуляцією (pulse-width 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

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

Показник	Лінійний стабілізатор	Імпульсний стабілізатор з ШІМ	Імпульсний стабілізатор з резонансним переходом	Квазірезонансний імпульсний стабілізатор
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

Приблизний час розробки	1 тиждень	8 людино-місяців	10 людино-місяців	10 людино-місяців
-------------------------	-----------	------------------	-------------------	-------------------

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). Паралельний

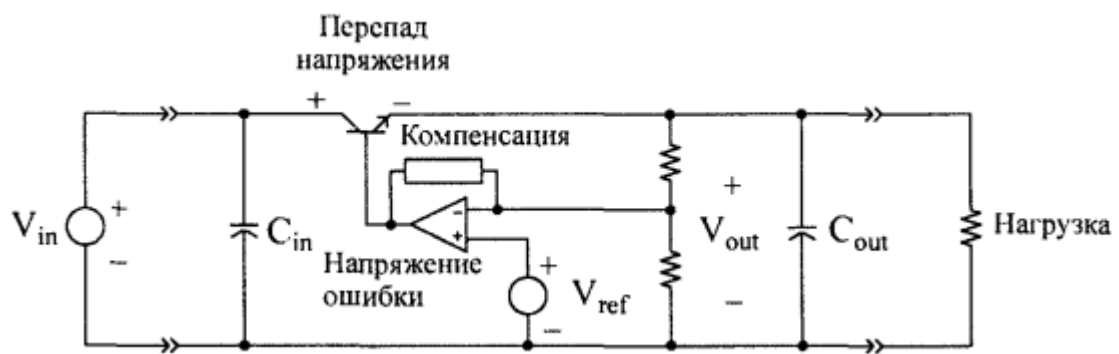


Рис. 1.2. Базовий лінійний стабілізатор

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 стабілітроні. 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 елементу. 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

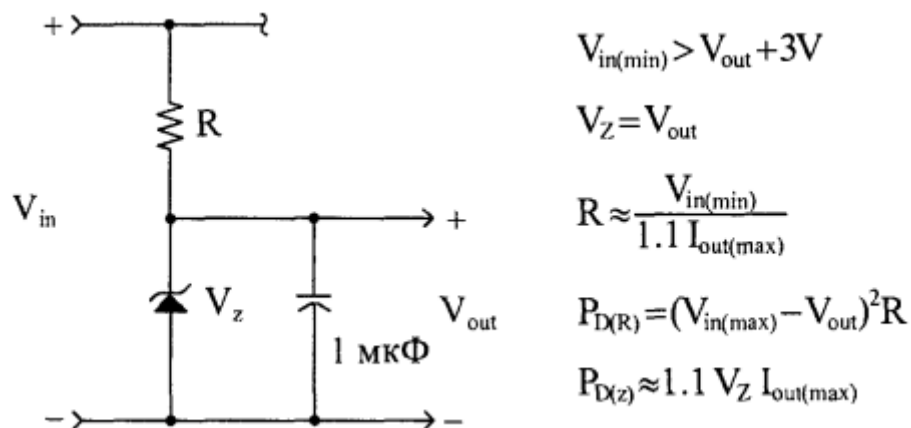


Рис. 1.3. Паралельний стабілізатор на стабілітроні

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 смугі 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].

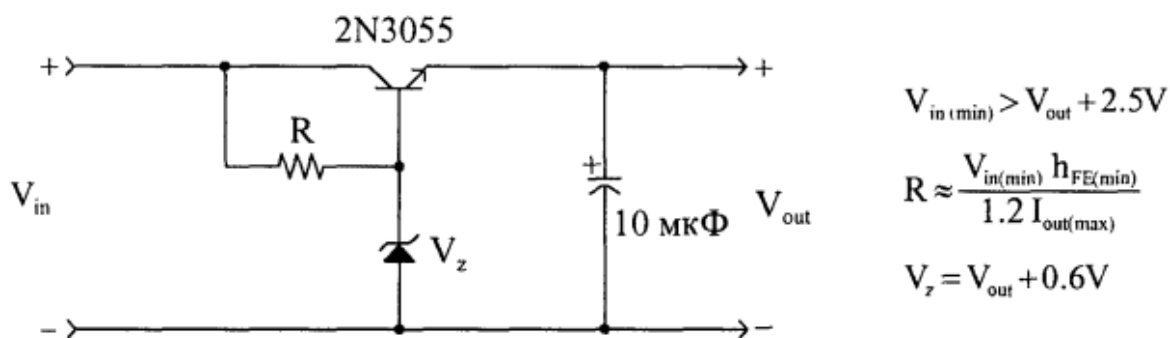


Рис. 1.4. Дискретний біполярний послідовний стабілізатор

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 ампери" на потужному транзисторі завжди дає малий результат (насичення – мала напруга, великий струм; відсічка – велика напруга, малий струм). Ця величина, яка називається E_I , 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:

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

У свою чергу, однотактні 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.

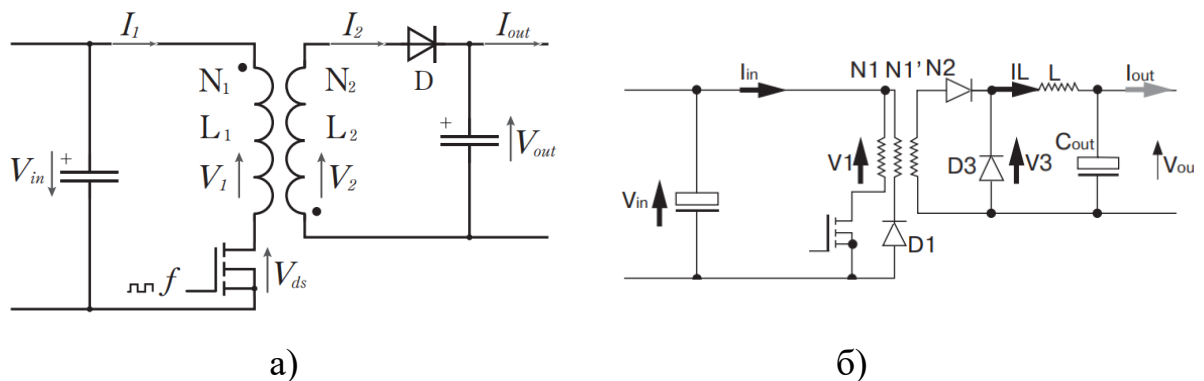


Рис. 1.5. Схеми ОПН:

- а) зворотньоходові (Flyback);
- б) прямоходові (Forward).

Принцип роботи зворотньоходового ПН полягає в тому, що коли ключ знаходиться у відкритому стані (замкнутий), енергія запасється в трансформаторі/індукторі, при розімкненому ключі енергія передається в навантаження) [2].

На відміну від зворотньоходової схеми, в трансформаторі прямоходового перетворювача (рис. 1.1., б) енергія не запасється. 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 (Half-Bridge) рис. 1.6, а, і з мостовою схемою ввімкнення (Full-Bridge) рис. 1.6, б.

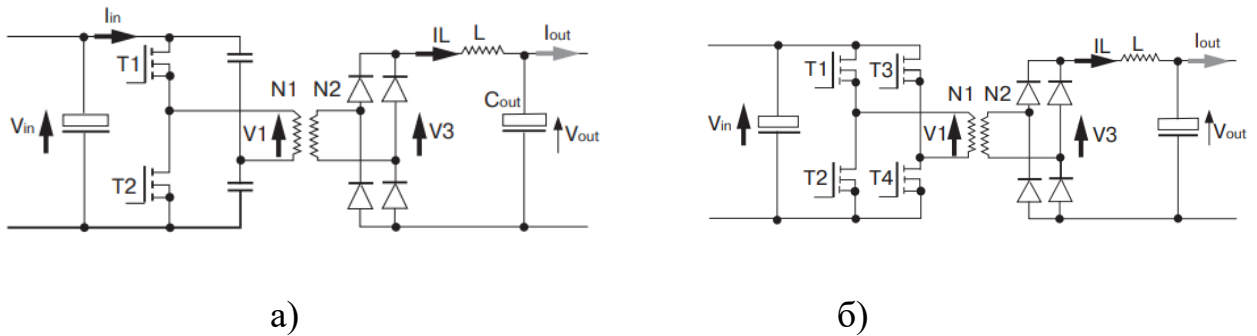


Рис. 1.6. Двотактні схеми ПН:

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 замкнутий («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. Квazірезонансні 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.

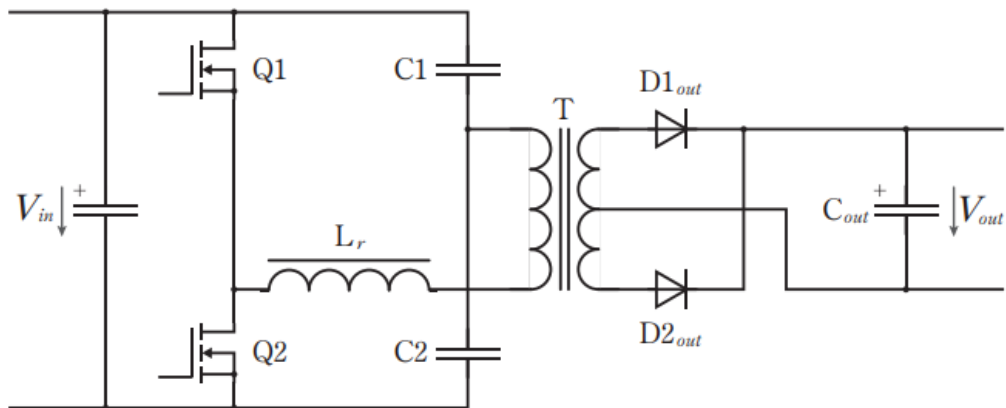


Рис. 1.7. Схема резонансного перетворювача

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 ВЧ-трансформатора, 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 (БІП), 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 (широтно-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 широтно-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 пропорційно-інтегрального 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 налаштовувати 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, стаłe 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 дисертаційного 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.

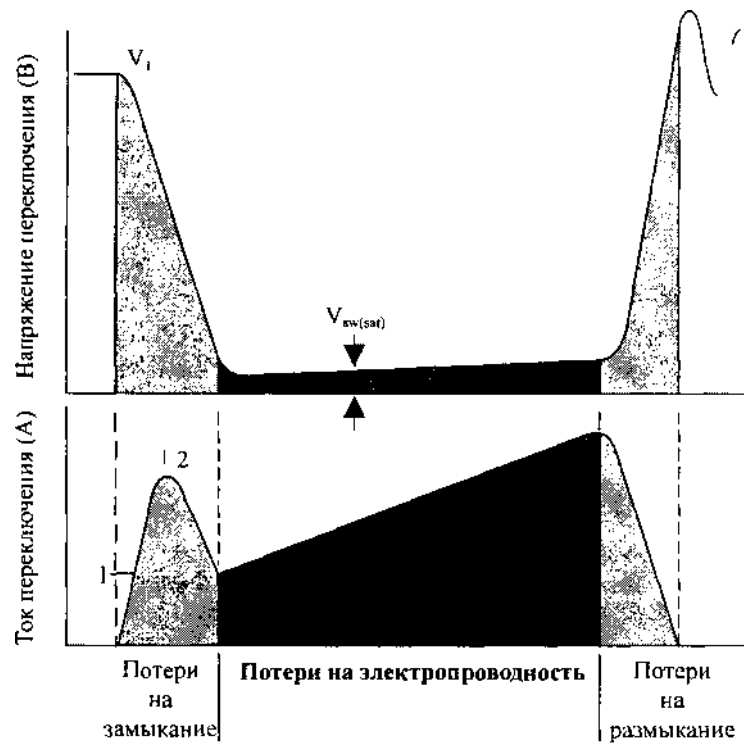


Рис. 2.1. Втрати на ключі

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):

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

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.

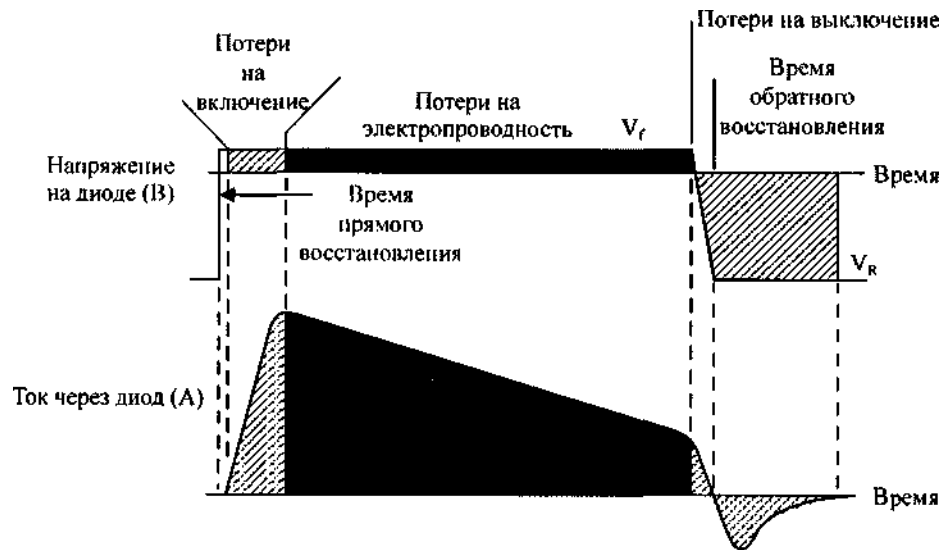


Рис. 2.2. Втрати на випрямлячі

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 перемикання 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):

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

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

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 витоком і стоком (C_{rss}). Втрати, які дає драйвер затвора польового МОП-транзистора, створюються через зарядки конденсаторів затвора від додаткової напруги для переведення 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: k_h – постійна гістерезисної втрати для даного матеріалу; V_c – площа сердечника, см^2 ; f_{sw} – частота перемикачів, Гц; B_{\max} – максимальне відхилення робочої магнітної індукції.

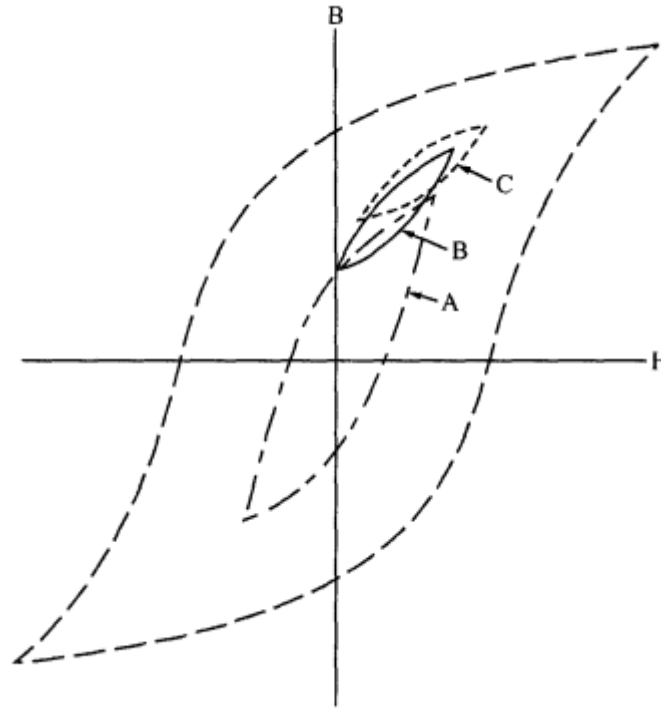


Рис. 2.3. Частинні петлі гістерезису для різних магнітних компонентів

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_{\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_{\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):

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

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 скін-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):

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

де: mr – відношення опору по змінному струму до опору по постійному струму; r_{DC} – опір дроту по постійному струму, Ом; f_{sw} – частота перемикачів, Гц; μ_r – відносна магнітна проникність матеріалу дроту; r_m – 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 осевої 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

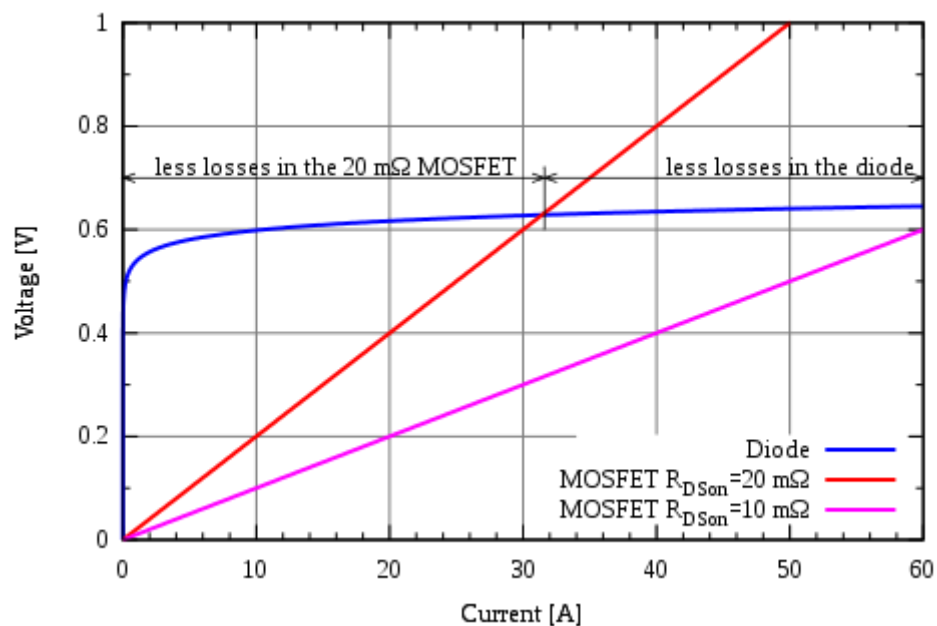


Рис. 2.4. Падіння напруги на діоді та MOSFET. Властивість низького опору MOSFET зменшує омичні втрати порівняно з діодним випрямлячем (нижче 32 А в цьому випадку), що демонструє значне падіння напруги навіть при дуже низьких рівнях струму. Паралельне з'єднання двох MOSFET (рожева крива) додатково зменшує 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.

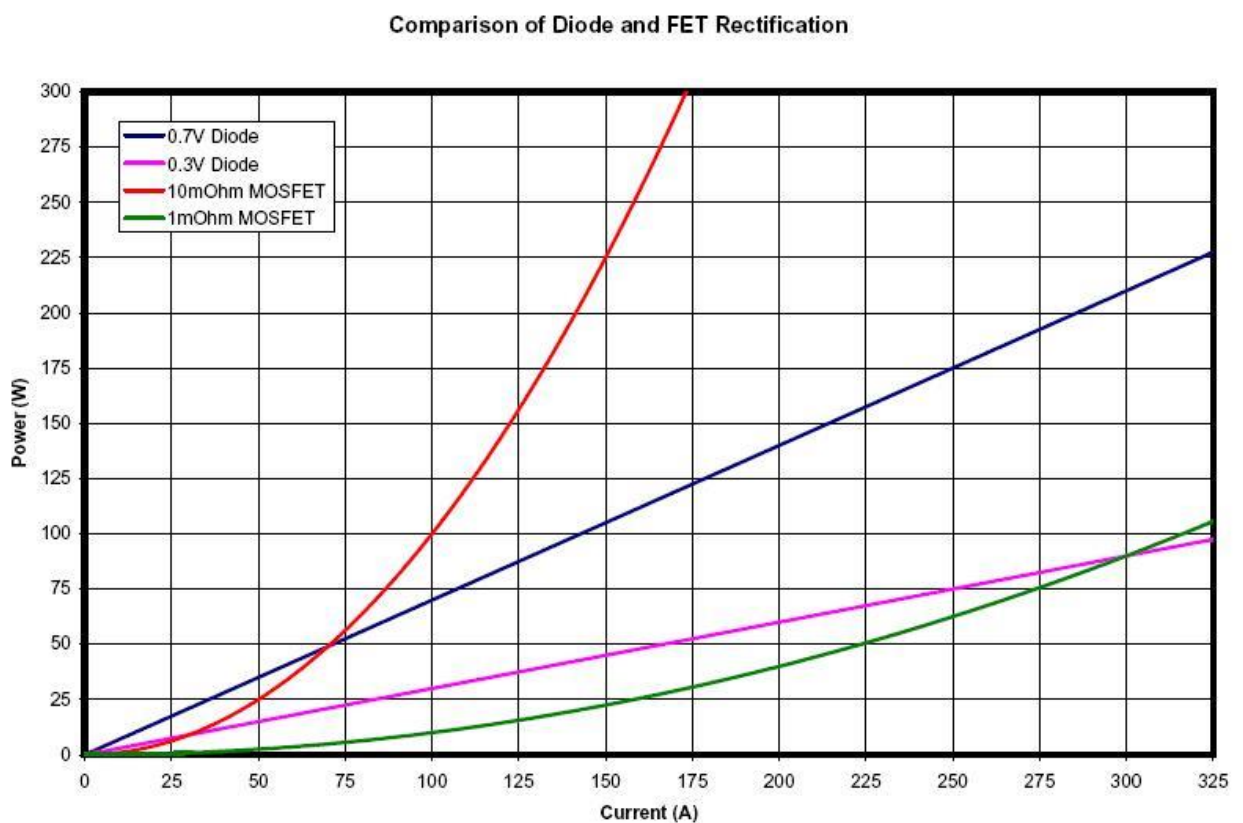


Рис. 2.5. Графік тепловиділення в залежності від струму в 4 пристроях. [18]

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 «Co» 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

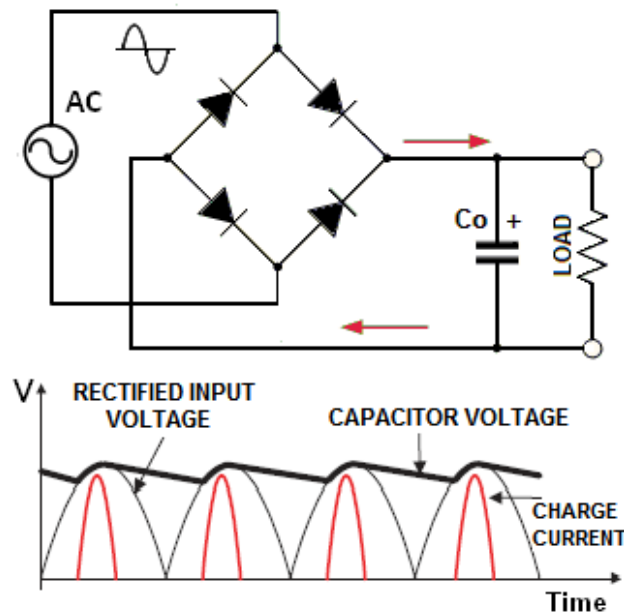


Рис. 2.6. Часова діаграма заряду конденсатора (форма напруги та струму заряду конденсатора) суміщена з вихідною формою напруги діодного мосту.[19]

будуть зміщені в зворотному напрямку і не працюватимуть. 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 " t_{on} " струм в індукторі збільшується на $\Delta I_+ = V_{in} \times t_{on} / L$. Коли перемикач

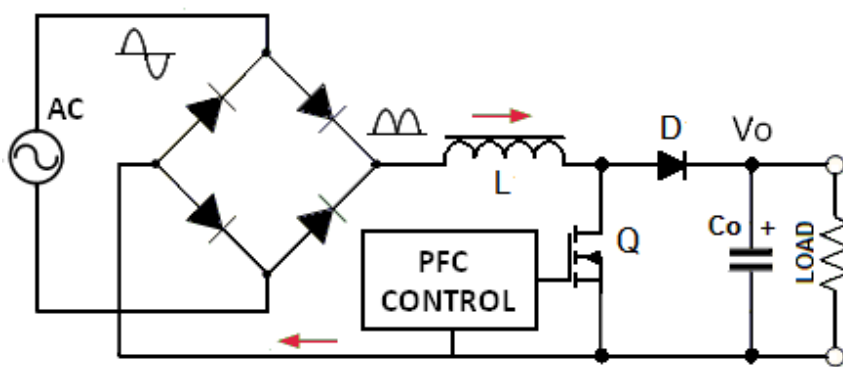


Рис. 2.7. Активна схема PFC

відкривається, напруга на "L" повертається назад, і він вивільняє всю або частину накопиченої енергії через діод "D". Під час позаминулого струму індуктора " t_{off} " 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 ΔI . Якщо ми зробимо це правильно, ми можемо синтезувати бажану форму $I(t)$.

2.3 Висновки до другого розділу

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 необґрунтованої 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.

РОЗДІЛ 3

МОДИФІКАЦІЯ АТХ БЛОКУ ЖИВЛЕННЯ ДЛЯ ПРОВЕДЕННЯ ЕКСПЕРИМЕНТІВ

Схема імпульсного джерела живлення складається з частин, представлених на рис 3.1.

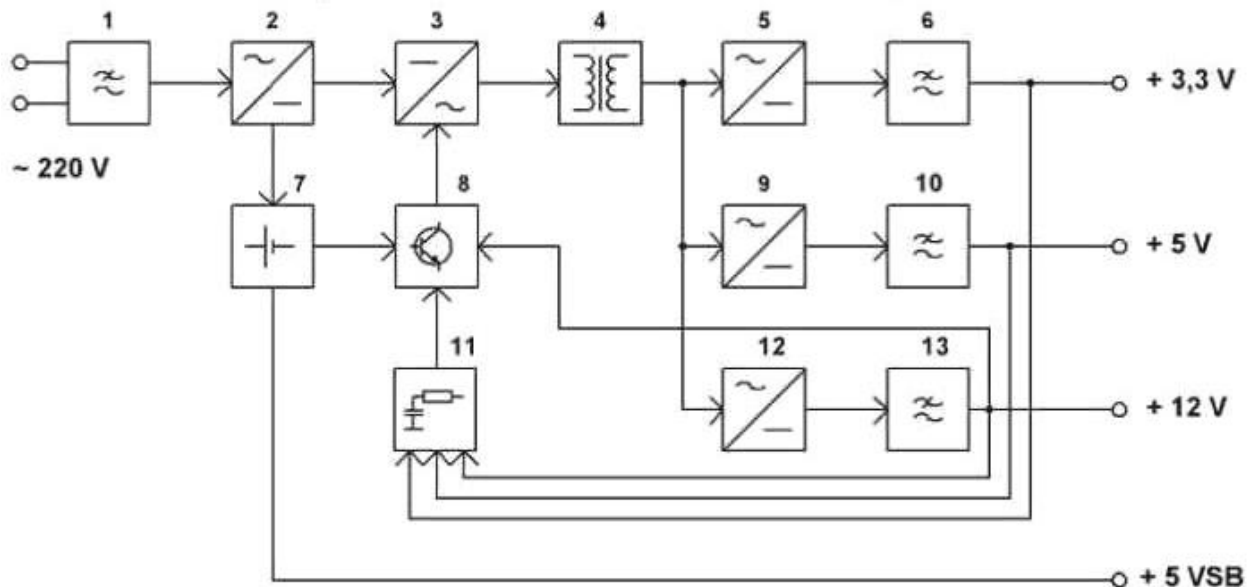


Рис. 3.1. Спрощена структурна схема ІДЖ ISO-450PP:

1 – вхідний фільтр, 2 – високовольтний випрямляч, 3 – основний інвертор, 4 – імпульсний трансформатор, 5 – випрямляч каналу +3,3 В, 6 – фільтр каналу +3,3 В, 7 – малопотужне джерело живлення, 8 – схема керування, 9 – випрямляч каналу +5 В, 10 – фільтр каналу +5 В, 11 – ланцюг зворотного зв’язку, 12 – випрямляч каналу +12 В, 13 – фільтр каналу +12 В.

Для всіх розглянутих в першому розділі схем імпульсних перетворювачів характерний загальний принцип організації процесу регулювання і стабілізації вихідних параметрів – імпульсна модуляція. На рис. 3.3. представлена структурна схема організації процесу перетворення з контролем вихідної напруги і струму. Саме за такою схемою управління буде працювати експериментальне ІДЖ (ISO-450PP).

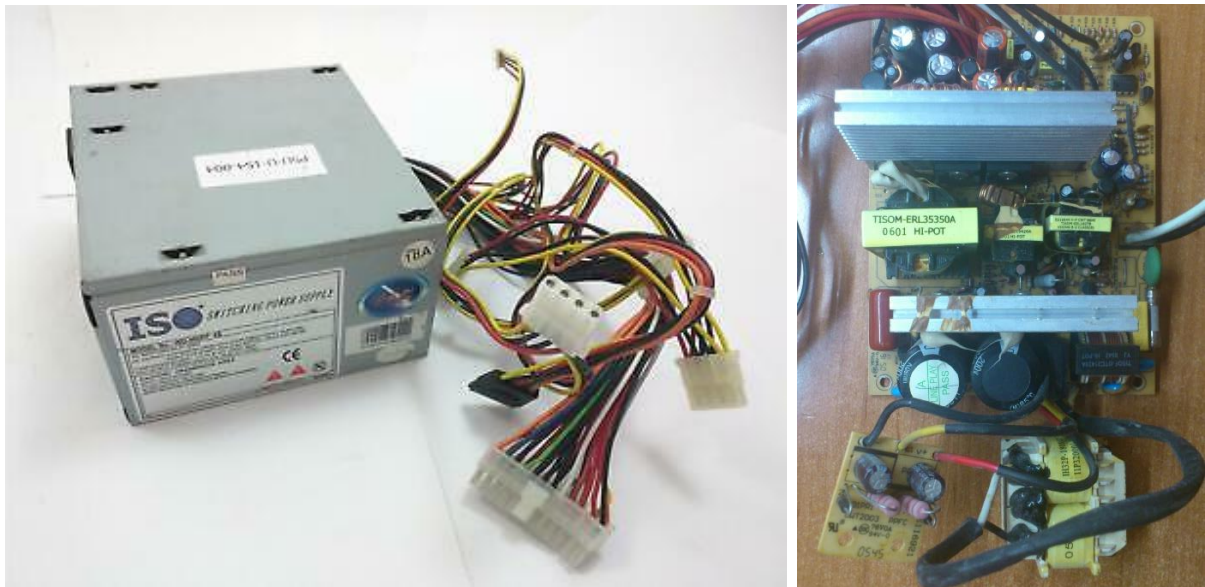


Рис. 3.2. Зовнішній вигляд та внутрішня конструкція комп'ютерного ІДЖ

Малопотужне джерело живлення ПИ живить схему імпульсної модуляції СИМ і вихідний каскад ВК. Схема імпульсної модуляції формує керуючий сигнал, який передається по каналу управління КУ. Вихідний каскад ВК в результаті перетворення напруги живлення первинного джерела ПИ видає на навантаження Н напругу, контрольовану схемою контролю напруги СКН. Струм навантаження контролюється схемою контролю струму СКТ. Схеми контролю по каналах зворотного зв'язку КОСТ і КОСН формують інформаційні сигнали на входах схеми імпульсної модуляції СИМ. На підставі цих сигналів СИМ формує необхідні характеристики керуючого сигналу, що подається по каналу управління КУ вихідного каскаду ВК.

Дана структурна схема відображає найбільш складний варіант перетворювача, здатного контролювати і регулювати відразу кілька параметрів, таких як струм, напруга і потужність навантаження. В окремих випадках досить більш простого виконання. Наприклад, там, де потрібно тільки стабілізація напруги, можна виключити схему контролю струму, скажімо, для живлення малопотужного електронного пристрою. Там, де потрібний тільки контроль струму, можна виключити схему контролю напруги, що зазвичай потрібна при створенні джерел живлення для

світлодіодних матриць. Повна ж схема з контролем напруги і струму може стати в нагоді для розробки зарядних пристроїв, коли потрібно обмежити і струм, і максимально допустиму напругу, або взагалі створити більш складний алгоритм роботи перетворення за допомогою використання мікроконтролерних схем.

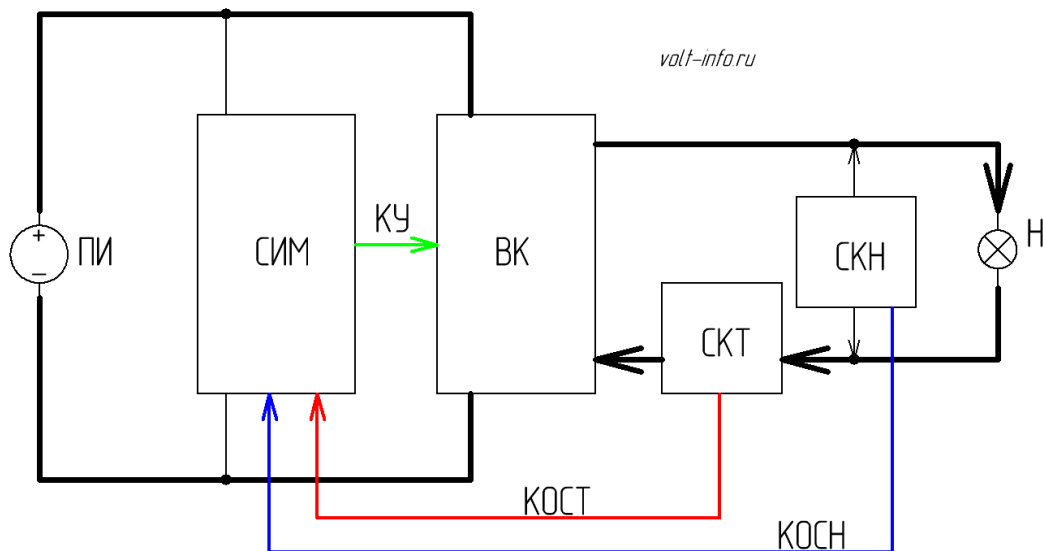


Рис. 3.3. Загальна структурна схема принципу імпульсного перетворення електричних величин

Для підготовки схеми ІДЖ до експериментів та оптимізації елементів на дослідному макеті, виконано наступні кроки:

- 1) Видалено випрямлячі, фільтри, стабілізатори вихідних каналів ± 12 В, ± 5 В, +3 В.
- 2) Повністю видалено штатну систему захисту та частину схеми керування (обв'язка TL494).
- 3) Встановлено вихідний випрямляч типу повний міст на діодах Шотки.
- 4) Модифіковано підключення вторинних обмоток трансформатора для отримання максимальної вихідної напруги. Підключення виконано до двох послідовно виконаних обмоток з індуктивністю 150 мГн. Вихід трансформатора у вигляді «коси» формував опорний потенціал

(вихідна земля), на даний момент відключений. Інформацію про розташування обмоток можна отримати з рис. 3.4.

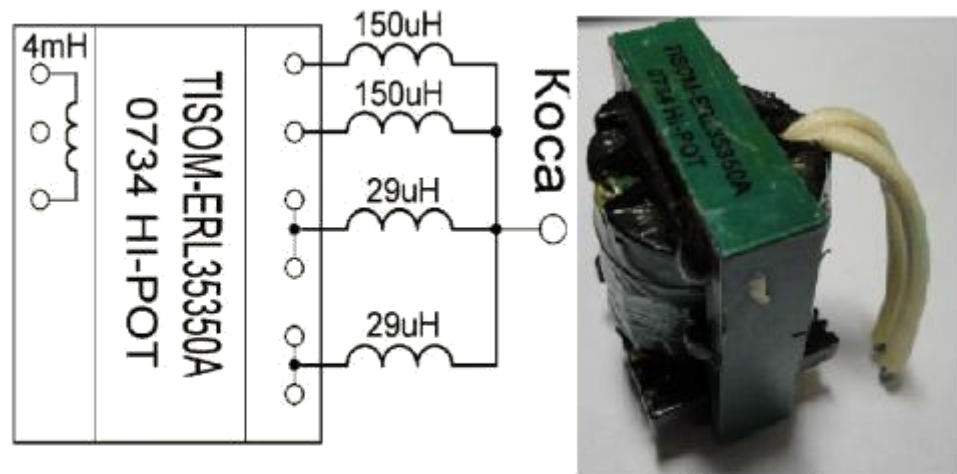


Рис. 3.4. Схема з'єднань та підключень обмоток до виводів трансформатора

- 5) Встановлено вихідний згладжувальний фільтр та доданий шунт для зняття інформації про поточний вихідний струм.
- 6) В схемі управління модифіковано ланцюги зворотного зв'язку, опорнозадаючих потенціалів на підсилювачі помилки напруги та струму, систему обмеження сумарної потужності, ланцюг задання частоти роботи ІДЖ.
- 7) Модифіковано ланцюги керування силовими біполярними транзисторами на високовольтній стороні ІДЖ.
- 8) Всі силові транзистори, діодні збірки та мости закріплено на радіаторі для підвищення порогу температурного перегріву ІДЖ.

Після даних модифікацій отримано ІДЖ з можливістю регулювання вихідної напруги (стабілізованої) в межах 0-24 В, вихідного струму 0-10 А, частоти 10-200 кГц. Для індикації вихідних параметрів встановлено вольт-амперметр. Результуюча схема отриманого ІДЖ зображена в додатку А, рис. А. 2 – 5.

Для розуміння того, що відбувається і в ІДЖ стандарту АТХ, розглянемо принцип роботи кожного блоку детальніше, представленого на рис. 3.1

3.1 Малопотужне джерело живлення (Standby power supply)

Дану схему можна віднести до групи релаксаційних автогенераторів, яка являє собою одноканальний прямоходовий блокувальний генератор із зустрічним включенням обмоток трансформатора. Такий тип генераторів призначений для отримання імпульсів напруги малої тривалості, форма яких близька до прямокутної, а прогальність значно більше 2.

Схема блокувальний генератора представлено в додатку А на рис. А. 2 та на рис. 3.5, 3.6.

Всю схему можна поділити на дві частини: високовольтну і низьковольтну.

Високовольтна частина трансформатора має три обмотки:

- силова (колекторна);
- базова (керуюча);
- додаткова, для живлення систем захисту.

Низьковольтна частина трансформатора має дві обмотки, призначені для:

- живлення мікросхем (ШІМ-контролер, супервайзер), логіки. Має нестабілізований вихід;
- стабілізований вихід +5V Standby.

Розглянемо основний принцип роботи генератора (рис. 3.5). Силова частина джерела живлення виконана на транзисторі VT5, включеному по схемі зі спільним емітером. В колекторний контур транзистора включена первинна (колекторна) обмотка (1-2) імпульсного трансформатора ТЗ. Друга первинна (базова) обмотка (4-5) через резистор R34, конденсатор С12, зашунтований діодом D17, підключена до бази транзистора. Базову обмотку включають так, щоб зворотній зв'язок, що охоплює каскад, був додатним. Так як коефіцієнт

трансформації трансформатора ТЗ зазвичай близький до одиниці, коефіцієнт передачі контуру зворотного зв'язку β також близький до одиниці, отже глибина ДЗЗ в блокінг-генераторі велика.

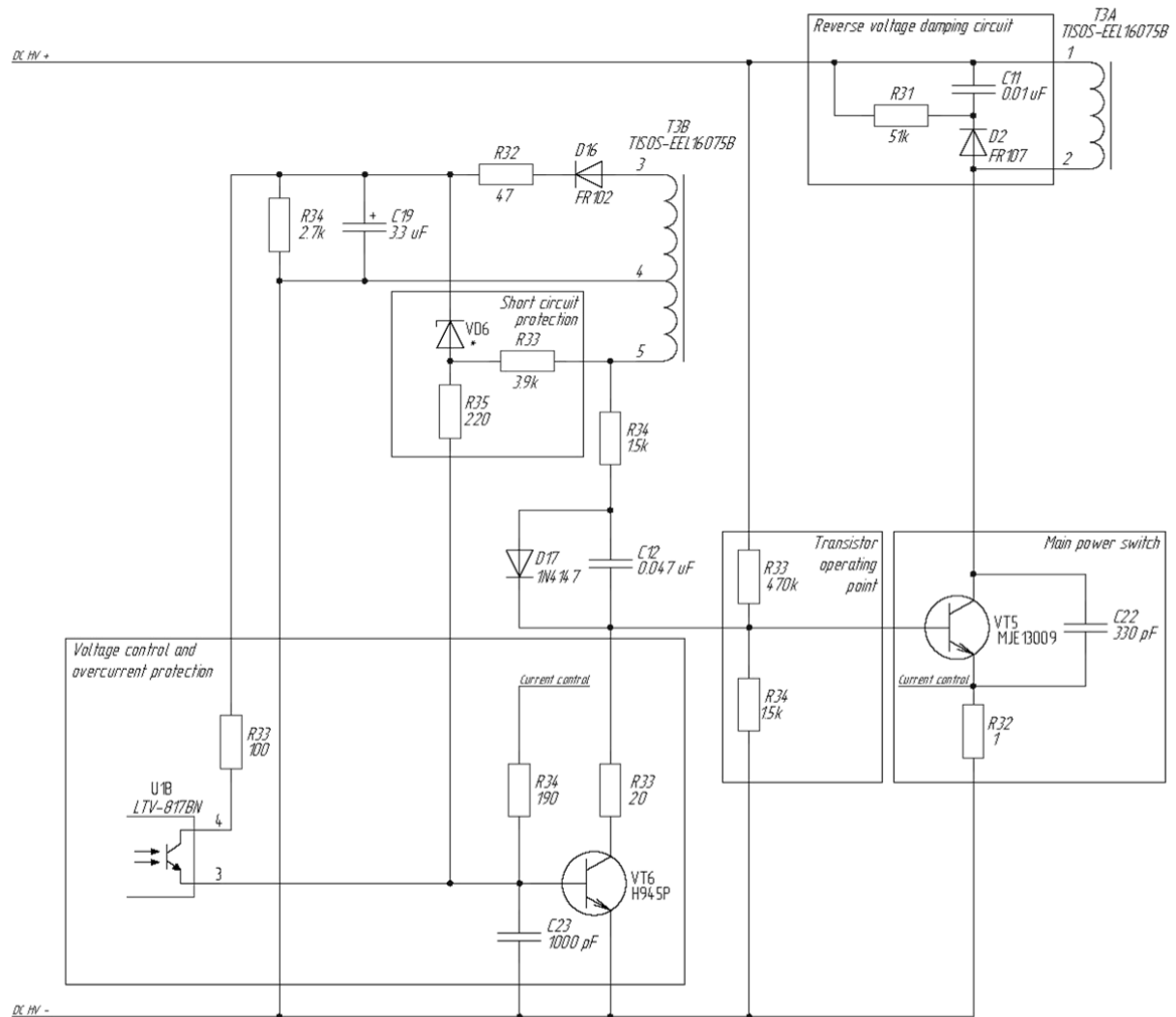


Рис. 3.5. Схема електрична принципова високовольтної сторони.

Розглянемо автоколивальний процес в блокінг-генераторі (рис. 3.5.), починаючи з моменту а, коли конденсатор C12 заряджений до величини прямого падіння напруги на D17 (для 1N4147 = $V_f=0.7-1B$). В цей момент транзистор VT5 закритий напругою конденсатора C12 ($I_k=0$, а $U_k=U_c$), який розряджається по колу: + C12, R34, обмотка 5-4, DC HV -, DC HV +, R33, -C12. В момент t_1 конденсатор C12, розрядившись, починає перезаряджатись по

колу DC HV +, R33, +C12, -C12, R34, обмотка 5-4, DC HV -. Але як тільки напруга на ньому досягне близько 0,4-0,6 В, з'явиться базовий і колекторний струми транзистора, а на обмотці 4-5 виникне ЕРС взаємоіндукції, що ще більше прискорить процес відкривання транзистора VT5. Ділянка схеми R34, C12 працює динамічно і в початковий момент струм з базової обмотки проходить через конденсатор. По мірі зарядки конденсатора струм його заряду падає і починає працювати статична ділянка R34, D17, передаючи весь струм через R34 на базу транзистора VT5.

Процес розвивається лавиноподібно, закінчуючись в момент t_2 насиченням транзистора і зменшенням напруги U_k майже до нуля. Напруга на колекторній обмотці 1-2 при цьому досягає майже напруги живлення DC HV + (310 В). Так формується фронт імпульсу. Даний процес, обумовлений глибоким ДЗЗ, називають *прямим блокінг-процесом*. Тривалість фронту імпульсу складає долі мікросекунди і обмежується частотними властивостями транзистора.

Через деякий час, коли сердечник увійшов в режим насичення і більше не може запасати енергію в магнітному полі, струм в обмотках перестає наростати (через індуктивний характер котушок струм не змінюється миттєво) і починає знижуватися. Напруга на базовій обмотці зменшується, і, відповідно, через конденсатор C12 і діод D17 зменшується напруга на базі транзистора VT5. Він починає закриватися, амплітуди напруг в обмотках зменшуються ще сильніше і змінюють полярність на негативну. Напруга на колекторній обмотці, після зміни напрямку струму, збільшується і стає в кілька разів більшою ніж напруги живлення (індуктивний викид), проте завдяки ланцюжку R31, C11, D2 напруга викиду обмежується на безпечному рівні 400 ... 450 В. Під дією ЕРС на базовій обмотці також утворюється негативний потенціал, який складається з потенціалом, що присутній на конденсаторі, зарядженому при прямому блокінг-процесі. Для запобігання подачі великого негативного потенціалу на базу силового транзистора та виходу останнього з ладу, встановлено шунтуючий діод D17. При прямому блокінг-процесі діод

обмежує потенціал, до якого може зарядитись конденсатор C12 (близько 1 В). Транзистор повністю закривається. Так відбувається *зворотній блокування процес*, який закінчується в момент t_4 лавиноподібним переходом транзистора в режим відсічки. Цикл повторюється, транзистор знову починає відкриватися.

На інших елементах високовольтної частини схеми зібрані регулятор напруги, вузол захисту транзистора VT5 від перевантажень по струму та від короткого замикання. Резистор R32 в розглянутій схемі виконує роль датчика струму. Як тільки падіння напруги на ньому перевищить певне значення, транзистор VT6 відкриється і замкне на загальний провід базу транзистора VT5. Конденсатор C23 і R34 дозволяють невеликі скачки струму при початковій зарядці вихідних ємнісних конденсаторів.

На низьковольтній стороні зібрані однонапівперіодні випрямлячі, згладжувальні фільтри вихідних каналів, параметричний стабілізатор для контролю та стабілізації вихідної напруги на одному з каналів. Схеми наведені на рис. 3.6.

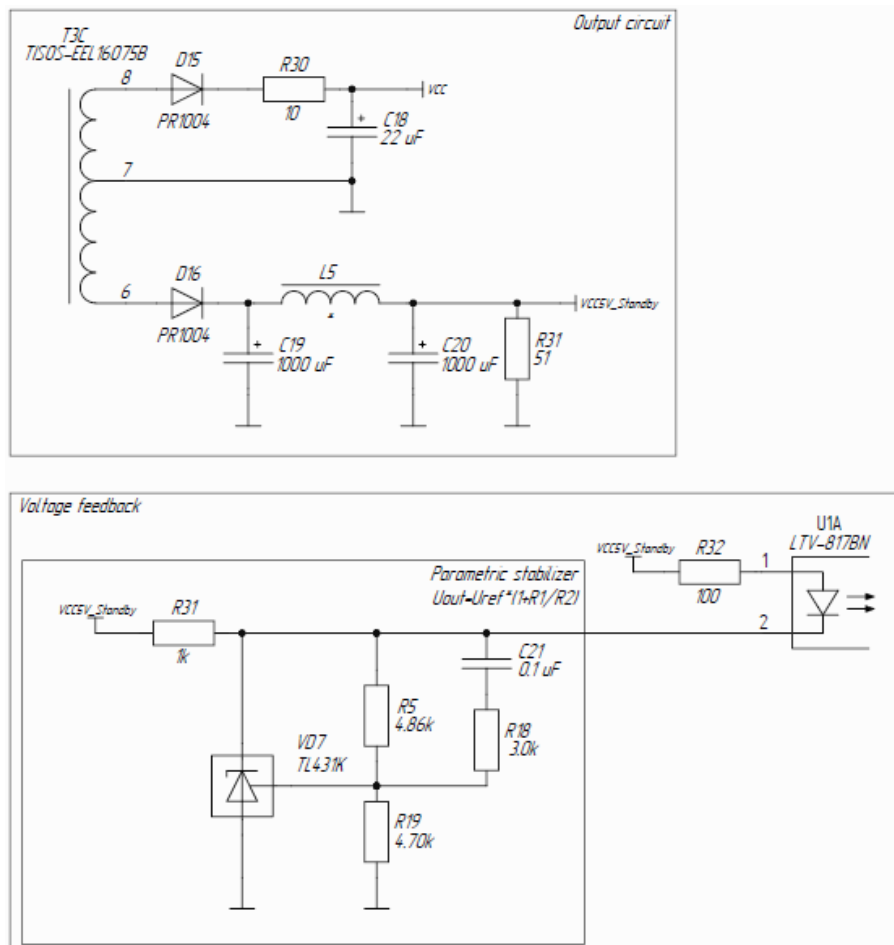


Рис. 3.6. Схема електрична принципова низьковольтної частини.

Для стабілізації напруги по каналу «+5V Standby» на низьковольтній частині зібраний параметричний стабілізатор на регульованому стабілітроні VD7 (TL431). Для гальванічної розв'язки вихідної напруги від мережевого використовується оптрон U1. При перевищенні напруги на стабілізованому каналі спрацьовує оптрон, який подає напругу з додаткової обмотки високовольтної частини, що згладжується конденсатором C19, на базу захисного транзистора VT6, який «приглушує» основний силовий транзистор VT5.

Захист від короткого замикання (КЗ) на виході організований на стабілітроні VD6, і резисторах R33, R35. При підвищенні вихідного навантаження до певного рівня (КЗ), на високовольтній стороні однонапівперіодним випрямлячем з додаткової обмотки виділяється напруга і згладжується C19. Стабілітрон «пробивається» і подає напругу на базу VT6,

який забороняє генерацію імпульсів до усунення неполадок на низьковольтній стороні.

Вихідні напруги випрямляються однонапівперіодними випрямлячами і згладжуються LC-фільтрами.

3.2 Вхідний силовий каскад напівмостового типу

В ідеалізованому випадку можна вважати, що підмагнічування осердя імпульсного трансформатора відсутнє, якщо:

- ємності конденсаторів діляника напруги рівні між собою;
- ключові транзистори ідентичні один одному;
- петля гістерезису матеріалу осердя не містить дефектів.

Але в реальному напівмостовому перетворювачі ємності конденсаторів в ділянику напруги завжди відрізнятимуться через їхню неідеальність. Отже буде присутнім несиметричне перемагнічування трансформатора. Однак ступінь несиметрії зазвичай набагато менша, ніж в осердях трансформаторів однотактних перетворювачів. Одним з найпростіших способів зменшення підмагнічування осердя напівмостового перетворювача є включення неполярного конденсатора C_9 між імпульсним трансформатором і середньою точкою ємнісного діляника напруги.

Після подачі напруги первинного живлення, поки обидва ключі VT3, VT4 закриті, конденсатори верхнього і нижнього плеча напівмосту C_8 і C_{10} заряджаються приблизно рівномірно, і на середній точці формується напруга, приблизно рівна половині напруги живлення.

При переході VT3 в відкритий стан, початок первинної обмотки T4 (позначено «2») підключається до позитивного полюса джерела живлення. При цьому конденсатор C_8 починає розряджатися, а C_{10} заряджатися. Потенціал середньої точки конденсаторів через первинну обмотку силового трансформатора T4 буде прагнути підтягнутися до позитивного полюса

первинного джерела живлення (“DC HV +” – direct current high voltage positive).

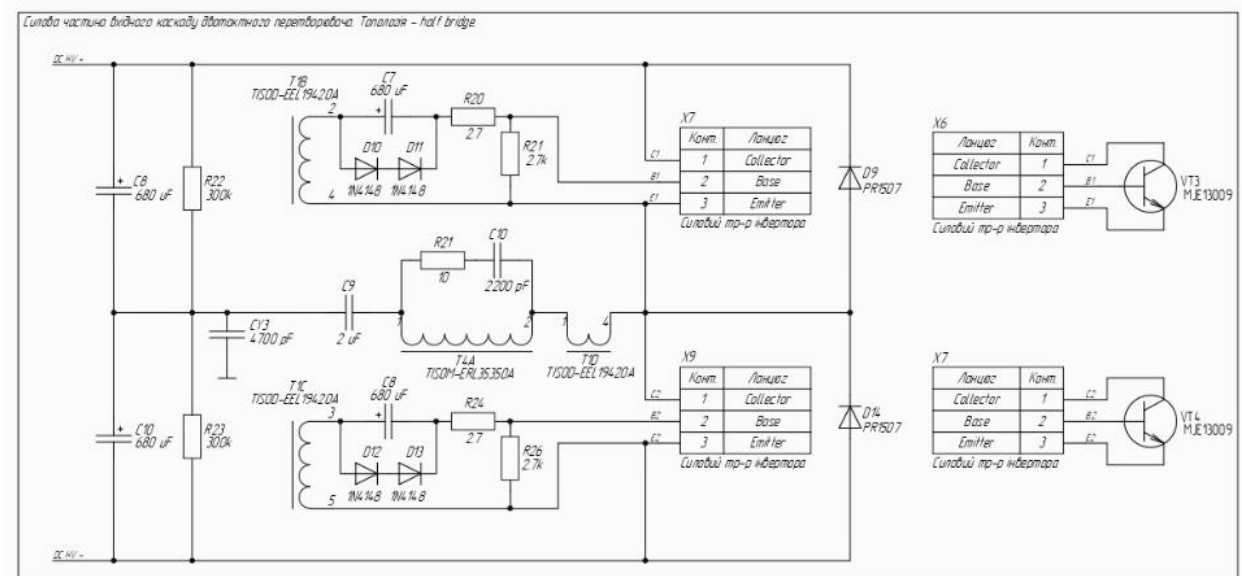


Рис. 3.7. Напівмостова схема вхідного каскаду двотактного перетворювача.

При переході VT3 в закритий стан і відкриванні VT4, початок обмотки перемикається з позитивного на негативний полюс первинного джерела живлення. При цьому C10 буде розряджатися, а C8 заряджатися. Їх середня точка через первинну обмотку силового трансформатора T4 буде прагнути підтягнутися до негативного полюсу джерела живлення (“DC HV –” – direct current high voltage negative).

У моменти комутації на виводах первинної обмотки можуть виникати імпульси напруги зворотної полярності, здатні вивести з ладу ключі, тому з метою захисту обидва ключі шунтуються захисними діодами D9 і D14. В моменти спрацювання захисних діодів надлишкова напруга повертається назад і підзаряджає конденсатори C8, C10.

В результаті описаних вище двох тактів роботи перетворювача, в первинній обмотці створюється змінний напрямок електричного струму, що індукуює змінне магнітне поле в осерді трансформатора, яке, в свою чергу, викликає появу змінної напруги на вторинній обмотці.

Таким чином, у напівмостовій схемі (рис. 3.7) струм в первинній обмотці Т4 створюється шляхом перезарядки конденсаторів С8 і С10.

3.3 Узгоджувальний каскад

Узгодження по потужності силового каскаду і малопотужної схеми управління, в блоці живлення здійснюється за допомогою узгоджувального каскаду, який іноді називають керуючим каскадом. Крім узгодження по потужності, цим каскадом забезпечується ще й гальванічна розв'язка між первинною (високовольтною) і вторинною (низьковольтною) частиною схем, в якій знаходиться мікросхема ШІМ-контролера.

В даному ІДЖ узгоджувальний каскад виокремлений у вигляді трансформатора.

Можна виділити два основні варіанти схемотехніки узгоджувального каскаду виконаного на трансформаторі:

- з транзисторними підсилювачами (в цьому випадку струм в первинній обмотці трансформатора створюється зовнішніми ключовими транзисторами, які керуються мікросхемою ШІМ-контролера;
- без транзисторів (в цьому випадку в якості ключів, які формують струм в первинній обмотці керуючого трансформатора, використовуються вихідні транзистори мікросхеми ШІМ-контролера.

Крім того, узгоджувальні каскади можна класифікувати ще й за способом управління силовими транзисторами інвертора. За цією ознакою узгоджувальні каскади можна розділити на:

- зі спільним керуванням силових транзисторів (в цьому випадку бази обох транзисторів підключені до одного загального трансформатора, що має одну первинну і дві вторинних обмотки
- з роздільним керуванням (в цьому випадку використовується два узгоджувальних трансформатора, кожен з яких формує струм бази для окремого силового транзистора).

Основним елементом узгоджувального каскаду є трансформатор, який виконує дві основні функції:

- підсилення за струмом керуючих сигналів (біполярні транзистори керуються струмом);
- забезпечення гальванічної розв'язки між первинною і вторинною частиною блоку живлення.

Отже, варіантів виконання узгоджувального каскаду на основі трансформатора може бути чотири. Розглянемо основні принципи його роботи в ІДЖ ISO-450PP, низьковольтна частина якого зображена на рис. 3.8, високовольтна – рис. 3.7.

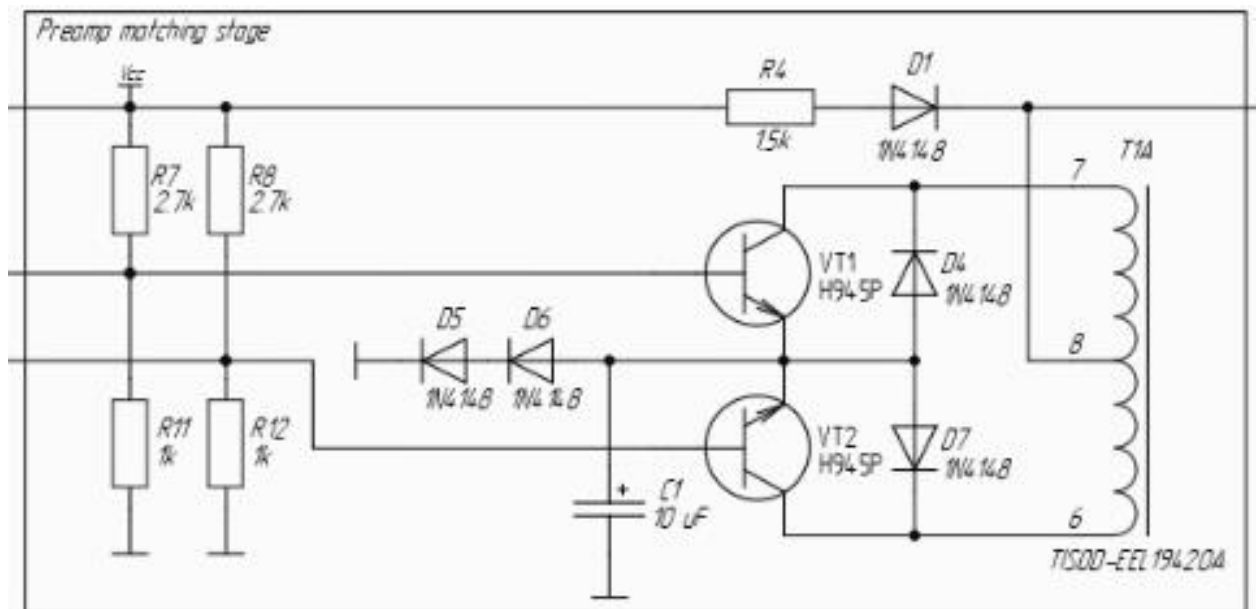


Рис. 3.8. Узгоджувальний каскад ISO-450PP. Низьковольтна сторона.

Каскад можна віднести до транзисторного із спільним управлінням. Ключовими транзисторами підсилювача є VT1 і VT2, що включаються за схемою зі спільним емітером. Колекторним навантаженням цих транзисторів є обмотки імпульсного трансформатора T1. Ці обмотки мають спільну точку, в яку підводиться напруга живлення VCC, номіналом приблизно +24 В. Ці обмотки утворюють первинну обмотку трансформатора. Величина струму первинної обмотки обмежується резистором R4 на величині приблизно 20 мА.

Діод D1 є розв'язуючим діодом, який не дозволяє імпульсам з первинної обмотки трансформатора впливати на шину живлення VCC і створювати не ній перешкоди. По відношенню до напруги живлення транзистори VT1 і VT2 включені паралельно.

На бази транзисторів Q3 і Q4 подаються прямокутні імпульси, які зміщені по фазі один відносно одного на півперіоду (рис. 3.9). Ці імпульси формуються ШИМ-контролером TL494 і під їх впливом транзистори по черзі відкриваються, створюючи струми в кожній з половин первинної обмотки.

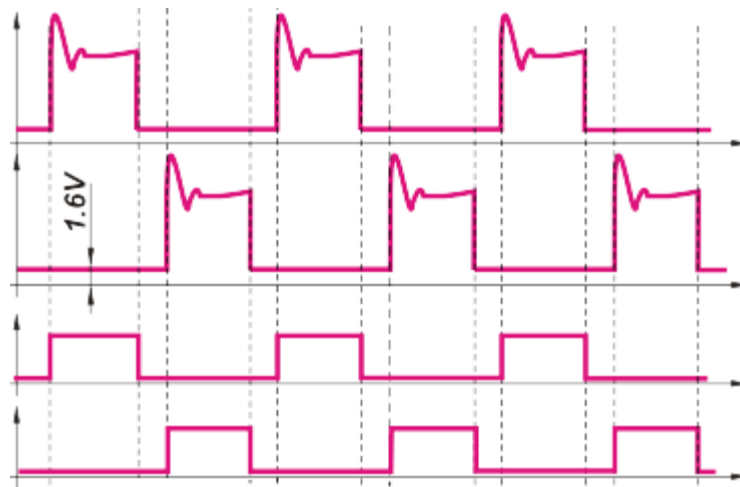


Рис. 3.9 Часові діаграми напруг на виводах колектор-емітер VT1, VT2; керуючі прямокутні імпульси ШИМ-контроллера.

На еміттерах транзисторів VT1 та VT2 підтримується додатня постійна напруга, величиною приблизно $+1,6\text{В}$. Це напруга створюється ланцюгом, що складається з діодів D5, D6 та електrolітичним конденсатором C1. Вона забезпечує активне закриття транзисторів VT1 та VT2. Справа в тому, що при закритті транзистора, на його базу подається напруга близька до нуля. Насправді, величина напруги, що відповідає закриттю, складає близько $0,6\text{ В}$ (це обумовлено наявністю падіння напруги на внутрішньому вихідному транзисторі ШИМ-контроллера), в результаті чого закриття транзистору не може відбуватися швидко. Напруга на емітері, рівна $+1,6\text{ В}$, під час дії закриваючого імпульсу буде створювати на переході база-емітер напругу

від'ємної полярності величиною близько 1В, що дозволить закрити транзистор. Окрім того, швидке закривання транзисторів, через наявність постійного зміщення на їх емітерах, дозволяє формувати круті фронти імпульсів на їх колекторах.

Діоди D7 і D9 використовуються демпферними діодами, забезпечуючи потужність колективних процесорів, що впливають на первинну обмотку імпульсного трансформатора під час переключення Q3 і Q4. Етимі діодами передбачено обмеження впливу на колекціонерів транзисторів, що запобігає опису транзисторів.

Розглянемо можливі ситуації відмови узгоджувального каскаду та кроки їхнього вирішення.

Відмови в роботі узгоджувального каскаду на практиці досить рідкісне явище. Це обумовлено тим, що і величина напруги живлення і струми каскаду є досить низькими. Але, тим не менше, відмови іноді трапляються, і тут можна виділити наступні моменти:

1) Найбільш частою проблемою узгоджувальних каскадів сучасних блоків живлення є вихід з ладу електролітичного конденсатора, що створює додатній зсув на емітерах транзисторів каскаду (конденсатор C1 на рис.3.8). Відмову цього конденсатора часто легко виявити візуально – він робиться «розпухлим». Крім того, при запуску блоку живлення можна перевірити наявність відповідної напруги на цьому конденсаторі. У разі відсутності необхідної напруги рекомендується просто замінити конденсатор на справний. Зниження постійної напруги через «витік» конденсатора, буде приводити до того, що форма імпульсів на колекторах транзисторів VT1 і VT2 буде спотворюватися – фронт буде затягуватися. Тут варто відзначити, що вихід з ладу цього конденсатора може стати причиною виходу з ладу силових транзисторів інвертора (VT1 і VT2).

2) Вихід з ладу зовнішніх транзисторів каскаду (VT1 і VT2) можна виявити «прозвонкою» за допомогою мультиметра або шляхом аналізу імпульсних сигналів на базах і колекторах за допомогою осцилографа.

3) Вихід з ладу вихідних транзисторів ШІМ-контролера трапляється найчастіше в тих випадках, коли вихідний каскад виконаний по бестранзисторній схемі. Перевірка цих транзисторів також може бути здійснена мультиметром або осцилографом (за наявності вихідних імпульсів).

Діагностику узгоджувального каскаду дуже зручно здійснювати осциллографом або при подачі напруги на блоку живлення, або при запуску ШІМ-контролера від зовнішнього лабораторного джерела живлення. У момент, коли ШІМ-контролер запускається, на його виході (конт.8 і конт.11) формуються прямокутні імпульси, які далі подаються на базу транзисторів VT1 і VT2.

Як висновок хочеться ще раз відзначити всю важливість коректної роботи узгоджувального каскаду для правильного функціонування силових транзисторів блоку живлення. Тому у всіх випадках, коли здійснюється ремонт силових частин блоку живлення, необхідно переконатися в справності узгоджувального каскаду. Наявність керуючих імпульсів на базі призводить до перемикання транзисторів і появи на їх колекторі імпульсів, змінених за формою (див. рис. 3.9). Зручним в такій діагностиці є те, що сигнали на двох цих транзисторах повинні бути практично однаковими. Сильна розбіжність в формі сигналів може говорити про несправності одного з транзисторів або елементів його «обв'язки».

3.4 ШІМ-контролер

Даний блок живлення побудований на мікросхемі ШІМ-контролера TL494. Розглянемо його детальніше. Спеціально створена для побудови джерел вторинного живлення, мікросхема TL494 забезпечує розробнику розширені можливості при конструюванні схем управління ІДЖ. Внутрішня конструкція TL494 містить в собі підсилювач помилки, вбудований

Допускається синхронізація встроеного генератора, за допомогою

Незалежні вихідні формувачі на транзисторах забезпечують можливість

Вбудований генератор пилоподібної напруги вимагає для установки частоти тільки двох зовнішніх компонентів R і C . Частота генератора визначається за формулою:

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R \cdot C} = \frac{1.1}{1 \cdot 10^5 \cdot 1 \cdot 10^{-9}}, \quad (3.1)$$

$$f_{osc_min} = \frac{1.1}{R \cdot C} = \frac{1.1}{1 \cdot 10^5 \cdot 1 \cdot 10^{-9}} = 1.1 \cdot 10^4 = 11 \text{ кГц},$$

Для досягнення частоти в 200 кГц, що навіть забагато для такого типу схем, як дана, розрахуємо значення опору R за формулою (3.2):

$$R = \frac{1.1}{f_{osc} \cdot C} = \frac{1.1}{200 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-9}} = 5.5 \text{ кОм}, \quad (3.2)$$

Обидва підсилювача помилки мають вхідний діапазон синфазного сигналу від -0,3 до ($V_{cc}-2,0$) В і можуть використовуватися для зчитування значень напруги або струму з виходу джерела живлення. Виходи підсилювачів помилки мають активний ВИСОКИЙ рівень напруги і об'єднані функцією АБО на неінвертуючому вході ШІМ-компаратора. У такій конфігурації підсилювач, що вимагає мінімального часу для включення виходу, є домінуючим в петлі керування. Під час розряду конденсатора C на виході компаратора регулювання мертвого часу генерується позитивний імпульс, який тактує тригер і блокує вихідні транзистори $Q1$ і $Q2$. Якщо на вхід вибору режиму роботи подається опорна напруга (контакт 13), тригер безпосередньо керує двома вихідними транзисторами в протифазі (двотактний режим), а вихідна частота дорівнює половині частоти генератора.

Для підбору резисторів для контролю вихідної напруги скористаємось технічною документацією від Texas Instruments.

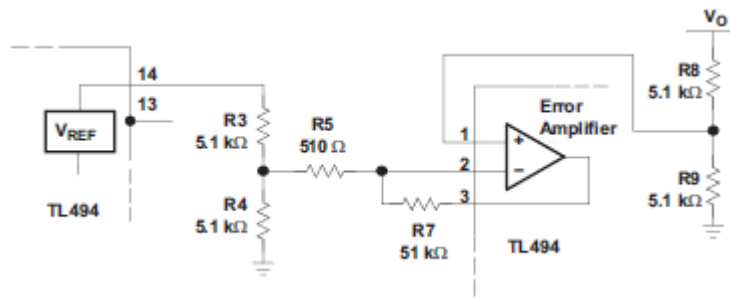


Рис. 3.11. Стандартне включення першого підсилювача помилки [20]

Напруга величиною 2.5 В від ДОН (V_{ref}) заводиться на інвертуючий вхід (опорна напруга) через ділник напруги (контакт 2). Визначається формулою (3.2). Напруга з виходу ІДЖ через ділник напруги заводиться на неінвертуючий вхід, формула (3.3).

$$V_- = V_{REF} \frac{R4}{R3 + R4} = \frac{1}{2} V_{REF} = 2.5B, \quad (3.3)$$

$$V_+ = V_- = 2.5B, \quad (3.3)$$

$$V_{OUT} = \frac{2.5B \cdot (R8 + R9)}{R9} = \frac{2.5B \cdot (24k\Omega + 2.7k\Omega)}{2.7k\Omega} = 24.72B, \quad (3.4)$$

При зміні опорної напруги до максимального рівня – 5В, вихідна напруга буде становити (3.5):

$$V_{OUT} = \frac{5B \cdot (R8 + R9)}{R9} = \frac{5B \cdot (24k\Omega + 2.7k\Omega)}{2.7k\Omega} = 49.44B, \quad (3.5)$$

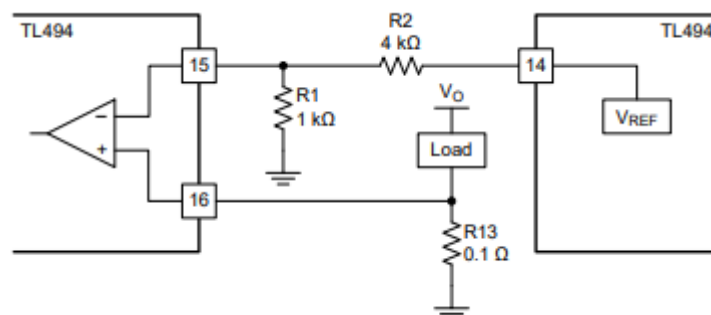


Рис. 3.12. Схема обмеження вихідного струму [20]

При опорі шунта 75 мВ -100 А, для обмеження вихідного струму на рівні 10А необхідно добитися на інвертуючому вході другого підсилювача помилки падіння напруги в 7.5 мВ.

Змінний резистор R14 грубо обмежує максимальний струм. Його в першу чергу потрібно виставити в положення, яке відповідатиме необхідному максимальному струму. Починати підбір необхідно з мінімального значення опору. При цьому R12 має бути підтягнутим до потенціалу ДОН. Після грубого налаштування обмеження в 10 А, змінюючи опір змінного резистору R12 (підтягуючи його до землі), ми будемо зменшувати потенціал на інвертуючому вході. Якщо цей потенціал наблизиться або стане меншим ніж на неінвертуючому вході, ОУ спрацює і почне подавати високий рівень на внутрішню частину TL494. Таким чином спрацює обмеження за струмом. Перший підсилювач помилки нівелюється і обмеження відбувається лише за другим – обмеженням вихідного струму.

Dead time (пауза)

При знятті керуючого сигналу транзистору потрібен якийсь час, щоб повністю закритися. Якщо ключ (пара ключів в мостовій схемі) ще не закритий, або закритий не до кінця, а другий ключ (пара ключів) відкривається, то джерело первинного живлення виявляється шунтованим створеним ланцюгом відкритих ключів. При цьому транзистори будуть виділяти значну кількість тепла, працювати в режимі перевантажень, або взагалі можуть вийти з ладу. Щоб цього не сталося, між тактами включення вводять спеціальну паузу – час, необхідний для повного закриття ключів, які відпрацювали в завершеному такті. Цей час називають «мертвою паузою» або «мертвим часом».

Вхід компаратора регулювання мертвого часу (DTC – dead time control) має зсув 120мВ, що обмежує мінімальний мертвий час на виході першими 4% тривалості циклу пилоподібної напруги. В результаті максимальна тривалість

робочого циклу складає 96% в тому випадку, якщо контакт 13 заземлений, і 48% в тому випадку, якщо на контакт 13 подано опорну напругу.

Збільшити тривалість мертвого часу на виході, можна подаючи на вхід регулювання DTC (висновок 4) постійна напруга в діапазоні 0..3,3В. ШІМ-компаратор регулює ширину вихідних імпульсів від максимального значення, що визначається входом регулювання мертвого часу, до нуля, коли напруга зворотного зв'язку змінюється від 0,5 до 3,5 В.

3.5 Висновки до третього розділу

В даному розділі показано загальну структуру блоку живлення АТХ стандарту. Показано зовнішній вигляд та його конструкцію. Детально описано основні модулі, наведені електричні схеми. Описані процеси, що відбуваються в схемах, наведено графіки часових процесів, осцилограми. Показано взаємодію основних модулів імпульсного джерела живлення. Проілюстровано поетапний процес перебудови штатного блоку живлення в лабораторний, з можливістю регулювання напруги, струму, вихідної потужності та частоти. Проаналізовано можливі відмови компонентів, ситуації, при яких може статися поломка і як відновити правильну роботу імпульсного джерела живлення.

РОЗДІЛ 4

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ

4.1 Обладнання, необхідне для проведення тестів

Для перевірки, тестування і аналізу ІДЖ та наступної побудови графіків і залежностей на основі отриманих даних необхідно мати наступне обладнання:

- Навантажувальний стенд для безпосереднього навантаження ІДЖ;
- Система моніторингу вхідних параметрів (струму, напруги, значення коефіцієнту потужності) на базі;
- Осцилограф для контролю пульсацій вихідної напруги.

4.1.1 Навантажувальний стенд

Для забезпечення вимог навантаження розроблюваного ІДЖ було зпроектовано та виготовлено навантажувальний стенд. Даний стенд одноканальний, обладнаний вольт-амперметром для контролю споживаного струму та відхиленням вхідної напруги. Зовнішній вигляд якого показано на в додатку Б на рис. Б.3.

Вся конструкція поділяється на дві частини: силову та вимірюючу. Силова зібрана на ребристому дюралюмінієвому радіаторі розмірами 122x26x200 (мм). На передній стороні радіатора встановлено 10 силових транзисторів (IRFP460), клемну колодку для швидкого підключення/відключення навантаження. На зворотній стороні радіатора встановлено вентилятор розмірами 120x120x25 (мм) для примусового відводу тепла. Вимірювальна частина зібрана на двохсторонній макетній платі розмірами 90x150 (мм) товщиною 1,5 мм, з металізацією. На ній змонтовані 10-ти ватні резистори (вимірювальні шунти) у кількості 12-ти штук, 3 мікросхеми операційних підсилювачів LM324N з відповідною об'язкою, Схема блоку вимірювання та підтримки необхідного значення струму, що споживається польовим транзистором, показана в додатку Б, рис. Б.1-Б.2.

Стенд живиться від незалежного 19-ти вольтового блоку живлення постійної напруги.

Напруга живлення: 19-30 В

Максимальний струм споживання: 40 А

Максимальна споживна потужність*: 500 Вт

Номінальна споживна потужність: 200 Вт

Точність вимірювання напруги, не більше, 1 %

Точність вимірювання струму, не більше, 1 %

Діапазон зміни температури силових ключів, від 0 до +125 °С

* – при роботі на максимальній потужності необхідно ретельно стежити за температурою силових ключів. Не рекомендується працювати на максимальній потужності більше 5 хвилин. Цього часу достатньо для зняття даних для побудови навантажувальної характеристики. В режимі довготривалого навантаження слід знижувати потужність до 200 Вт.

**Відповідно до електричної схеми навантажувальний стенд володіє стабілізацію розсіюваної потужності лише за струмом. Отже, при тестуванні ІДЖ необхідно звертати увагу на те, що стабілізація одного і того ж параметру має бути тільки на одному із пристроїв, або на ІДЖ, або на навантажувальному стенді. При обжененні вихідного струму ІДЖ та перевищенні цього значення навантажувальним стендом, перший обмежить напругу до мінімального рівня (тут спрацює закон Ома). Але, так як навантажувальний стенд контролює струм і завжди прагне до досягнення цього заданого значення, провідність польових ключів зменшиться до мінімуму. Відповідно, вихідна напруга ІДЖ зменшиться до мінімальної (близько 0 В), так як ІДЖ перейшов в режим стабілізації (в даному випадку обмеження) за струмом і зменшенням напруги він не може забезпечити зменшення вихідного струму.

Робота ІДЖ при малій вихідній напрузі і великим вихідним струмом – важкий режим роботи. ШИМ-генерація відбувається з дуже малою

заповненістю імпульсів та з великими значеннями струмів протягом цих імпульсів. У цьому режимі на силових ключах напівмостового інвертора виділяється велика кількість тепла. Зважаючи на коефіцієнт передачі тепла по ланцюгу «металічна підкладка транзистора – термопаста – діелектрична прокладка – термопаста – радіатор» кристал біполярного транзистора не може передати таку велику кількість тепла і розсіяти її на радіаторі. Це призводить до перегріву кристалу і виходу з ладу напівпровідникових елементів.

В даній ситуації доцільно застосовувати систему припинення генерації ШИМ при досягненні (перевищенні) певного значення вихідного струму ІДЖ щоб запобігти виникненню «шокових» режимів роботи. Але даний ІДЖ не володіє такою функцією і продовжує свою роботу. Це знижує його відмовоздатність. Проте, значним обмеженням струму (обмеженням вихідного струму, приблизно в тричі меншим за максимально можливий) можна запобігти «вильоту» силових ключів і продовжувати роботу ІДЖ в такому режимі.

4.1.2 Система моніторингу вхідних параметрів

Пристрій, що вимірює вхідні параметри напруги називається ватметром. Вимірювання проводились ватметром Intertek Cat 2. Він володіє вимірюванням напруги з точністю до 0.1 В і струмом з точністю до 0.001 А. Коефіцієнт потужності (косинус зсуву фази між напругою і струмом) є показником ефективності навантаження – чим ближче коефіцієнт потужності до одиниці, тим ефективніше використовує навантаження електроенергію.

Ватметр живиться від мережі/вбудованого акумулятора (3.6V NI-MH). Споживаний струм за рахунок використання спеціального мікропроцесора і ЖК-дисплея дуже малий і практично дорівнює нулю. При перевищенні струму навантаження більш 16.5 А прилад видає попередження про перевантаження.

4.2 Методика зняття параметрів (тестування) ІДЖ

Підготовка обладнання до проведення тестів:

Ввімкнути прилад моніторингу вхідних параметрів, встановивши його в розетку мережі 220 В.

Підключити до нього штепсель кабель, який іншим кінцем з'єднується з ІДЖ.

Підключити інший кінець кабеля в розетку ІДЖ, що змонтована на дротах відносно самого ІДЖ.

Якщо індикатор вольт-амперметра засвітився, це свідчить про запуск та нормальну роботу додаткового малопотужного джерела живлення.

З показань індикатора перевірити вихідну напругу ІДЖ. Якщо значення вихідної напруги регулюється, можна вважати, що ІДЖ працює належним чином.

Встановити напругу на рівні 24 В.

Подати живлення на навантажувальний стенд використавши 19 В адаптер.

Якщо індикатор вольт-амперметра засвітився і має нульові показання, це свідчить про його готовність до роботи.

Резистор задання струму навантажувального стенду викрутити в крайнє ліве положення обертанням проти годинникової стрілки.

Підключити контакти навантажувального стенду 9,10-11,12 (9,10 – мінус, 11,12 – плюс) на клеми ІДЖ 3,4-5,6 (3,4 – мінус, 5,6 – плюс) відповідно.

В розрив плюсового каналу включити мультиметр UTM161C, розширення вимірювання постійного струму в діапазоні 0-6А складає 0,001 А з похибкою (1,2%+5).

Показання напруги обох вольт-амперметрів мають бути рівними. Вихідний та споживаний струм мають бути рівними нулю.

Після цього, можна переходити до частини зняття навантажувальних характеристик ІДЖ.

Дана методика полягає у фіксації значень вхідного струму, напруги та коефіцієнту потужності ІДЖ при зміні значення вихідного струму з певним кроком (0,5 А) при сталій вихідній напрузі. Цей етап необхідно провести декілька разів для різних значень частоти роботи ІДЖ, щоб отримати сімейство залежностей ККД і коефіцієнта потужності від вихідного навантаження. Для контролю частоти роботи ІДЖ необхідно підключитися щупом осцилографа OWON 1022i в на контакти вихідного мостового випрямляча. Встановити параметри розвертки: 10 мкс/клітинка, підсилення: 10 В/клітинка, зміщення: -1 div, синхронізація за фронтом імпульса з рівнем 30 В та занести значення частоти зверху таблиці. Зняття параметрів ІДЖ відбувається наступним чином:

1. З екрану приладу №1 фіксуємо показання вхідної потужності. Заносимо в таблицю в колонку P_{in} .
2. Подвійним натисканням на кнопку №1 приладу №1 фіксуємо показання вхідного струму та коефіцієнту потужності. Заносимо в таблицю в колонки I_{in} та PF відповідно.
3. Натиснувши чотири рази на кнопку №1 приладу №1 фіксуємо показання вхідної напруги. Заносимо в таблицю в колонку V_{in} .
4. Потрійним натисканням на кнопку №1 приладу №1 переводимо статус показань на вхідну потужність.
5. Фіксуємо значення вихідної напруги (24 В) і вихідного струму. Заносимо в таблицю в колонки V_{out} і I_{out} відповідно.
6. Обертанням резистора №1 збільшуємо значення струму на 0,5 А.
7. Повторюємо кроки [1-6] до досягнення значення вихідного струму 8 А включно.
8. Після досягнення значення вихідного струму 8 А* та знятті всіх параметрів для цього значення, на навантажувальному стенді

встановити потенціометер №1 в положення, що відповідає нульовому значенню вихідного струму.

9. Від'єднати навантажувальний стенд від ІДЖ.

*при значеннях споживаного струму більше 3-х ампер необхідно збільшити частоту обертання кулера обертанням потенціометра №3 за годинниковою стрілкою. Контроль температури радіатора можна здійснювати шляхом доторку рукою. При занадто високих температурах необхідно зняти навантаження (зменшити його до нуля обертанням потенціометра №1 проти годинникової стрілки) та дати радіатору охолонути при максимальних обертах кулера близько 2-4 хвилин.

Після зняття всіх параметрів та заповнення таблиці необхідно побудувати графіки залежностей КПД та PF.

Наведений вище процес зняття параметрів описує отримання графіків лише для однієї частоти роботи ІДЖ. Для побудови сімества графіків необхідно обертанням потенціометра №4 досягнути зміни значення частоти від базової (40 кГц) з кроком 10 кГц в додатню та від'ємну сторони (30 кГц і 50 кГц). Провести ряд вимірів, хід яких наведений раніше [1-8].

В процесі проведення тестів радіатор силових ключів та вихідного діодного мосту ІДЖ може нагріватися до високих температур. Для охолодження напівпровідникових елементів та підвищення їхнього режиму роботи на ребра радіатора було змонтовано кулер 120*120 мм. Кулер можна піключати до виходу + 5 В додаткового малопотужного джерела живлення для примусового відводу тепла.

Дане ІДЖ має пасивну систему корекції потужності. Було знято криву ККД з штатним дросселем PFC та з більшою індуктивністю. Результати наведені в таблицях 4.1, 4.2 та зображені на графіках 4.1, 4.2.

Таблиця 4.1. Основні параметри ІДЖ. Штатний індуктор. $F = 43,55$ кГц

Vin(AC), <i>B</i>	Iin, <i>A</i>	Pin, <i>Bm</i>	PF	Vout, <i>B</i>	Iout, <i>A</i>	Pout, <i>Bm</i>	Eff, %
226	0,077	7,3	0,41	24	0	0	0
226	0,187	22,8	0,53	24	0,5	12	52,63
226	0,294	37,2	0,57	24	1	24	64,52
224,8	0,388	51,2	0,58	24	1,5	36	70,31
225,2	0,485	64,3	0,59	24	2	48	74,65
225,5	0,578	78,8	0,6	24	2,5	60	76,14
226,1	0,678	94,4	0,6	24	3	72	76,27
223,9	0,787	106,2	0,61	24	3,5	84	79,1
224	0,889	121,8	0,61	24	4	96	78,82
225,4	0,966	133	0,61	24	4,5	108	81,2
224	1,082	148,7	0,61	24	5	120	80,7
226,2	1,204	165,8	0,61	24	5,5	132	79,6
225	1,293	180	0,62	24	6	144	80
226	1,402	193,3	0,61	24	6,5	156	80,7
226	1,51	208,4	0,61	24	7	168	80,61
226	1,616	224	0,61	24	7,5	180	80,36
226	1,738	237	0,61	24	8	192	81,01

Таблиця 4.2. Основні параметри ІДЖ. Збільшений індуктор. $F = 40$ кГц

Vin(AC), <i>B</i>	Iin, <i>A</i>	Pin, <i>Bm</i>	PF	Vout, <i>B</i>	Iout, <i>A</i>	Pout, <i>Bm</i>	Eff, %
223,9	0,065	8,9	0,6	24	0	0	0
224,9	0,132	23	0,78	24	0,5	12	52,17
222,4	0,206	37,2	0,81	24	1	24	64,52
220,2	0,284	51,7	0,82	24	1,5	36	69,63
220,4	0,353	64,2	0,82	24	2	48	74,77
224,3	0,419	76,8	0,82	24	2,5	60	78,13
222,2	0,509	92,2	0,82	24	3	72	78,09
222,3	0,583	105,2	0,81	24	3,5	84	79,85
224,3	0,674	121,7	0,8	24	4	96	78,88
223,8	0,758	134,8	0,8	24	4,5	108	80,12
223,9	0,844	148,9	0,79	24	5	120	80,59

222	0,948	164,2	0,78	24	5,5	132	80,39
224,7	1,051	179,1	0,77	24	6	144	80,4
225	1,143	196,3	0,76	24	6,5	156	79,47
227,8	1,247	212,4	0,75	24	7	168	79,1
229,3	1,336	226,8	0,74	24	7,5	180	79,37
229,5	1,47	243,4	0,73	24	8	192	78,88

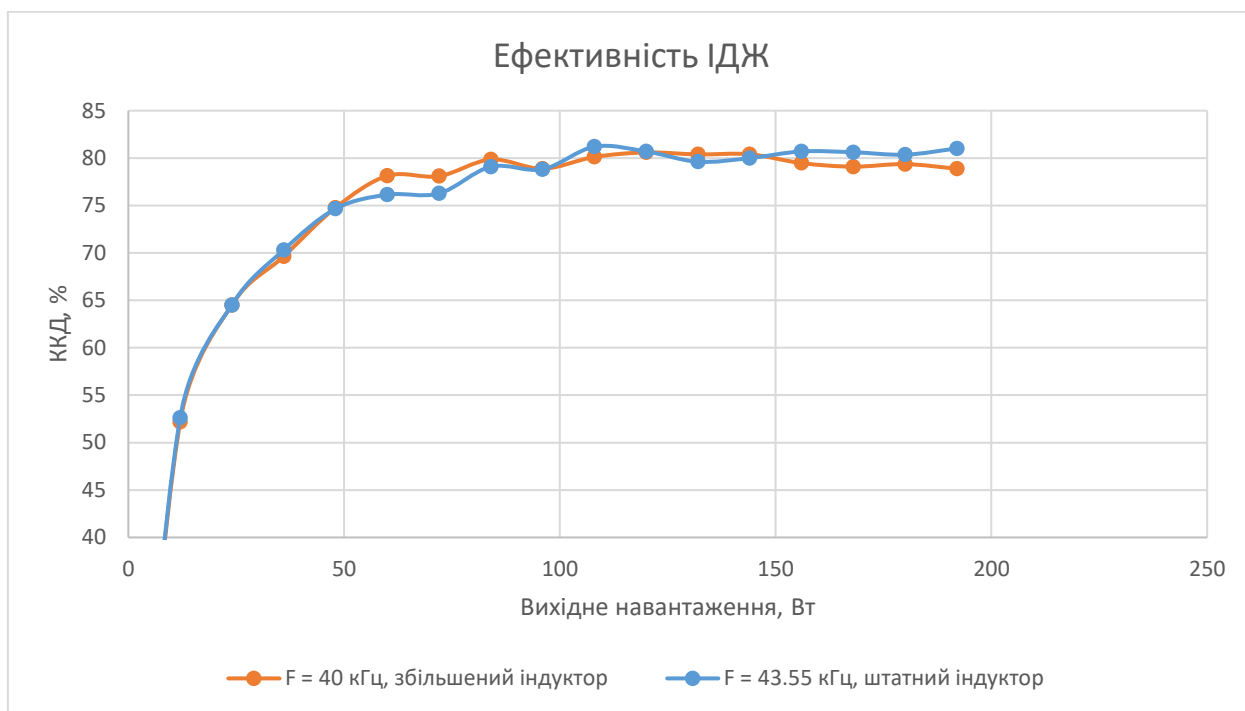


Рис. 4.1. Залежність ККД від вихідного навантаження при штатному та збільшеному індукторі PPFC.

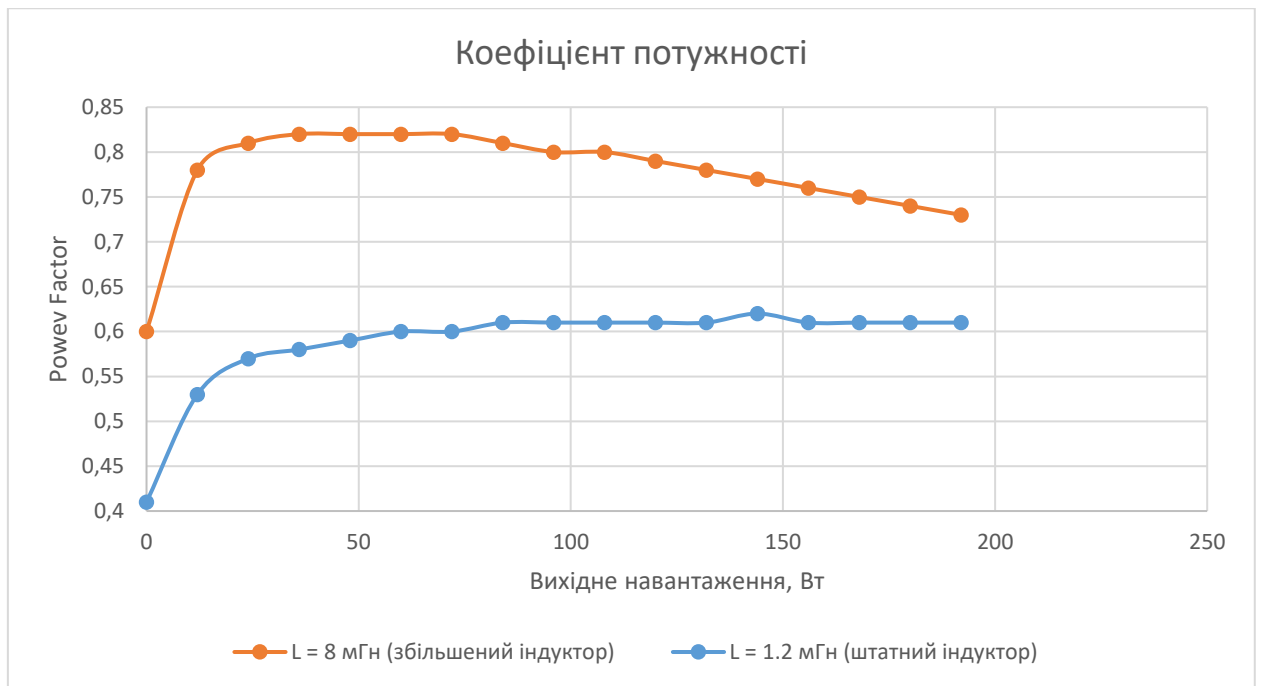


Рис. 4.2. Залежність значень коефіцієнту потужності від вихідного навантаження при штатному та збільшеному індукторі PPFC.

Згідно з графіків, можна зробити наступні висновки: збільшення величини індуктивності пасивного (неконтрольованого) дроселя підвищує значення коефіцієнту потужності в середньому на 0.2. Однак, при підвищенні вихідного навантаження значення PF починає падати з 0,82 до 0,73. Подальше підвищення вихідного навантаження супроводжується «скиданням» вихідної напруги, що свідчить про те, що ІДЖ не може забезпечити необхідною потужністю навантажувальний стенд, через неможливість «прокачати» більше потужності через дросель підвищеної індуктивності.

На графік ККД (рис. 4.1.) збільшений дросель майже ніяк не вплинув. В діапазоні вихідних навантажень від 60 до 80 Вт спостерігається невелике підвищення ККД на рівні 2% відносно штатного індуктора, однак після 150 Вт ККД починає падати.

Можна сказати, що пасивний індуктор при роботі з широким діапазоном навантажень додає незначний приріст значення PF. Для досягнення більшого приросту значення PF необхідний дросель з більшою індуктивністю. Наслідок великої індуктивності на вході – вузький діапазон навантажень. При відході

від розрахункової точки, при якій PF найвищий, його значення починає падати. Пасивний дросель має великі габарити та масу, що негативно впливає на характеристики кінцевого пристрою.

Також можна порівняти часові діаграми напруги на індукторі:

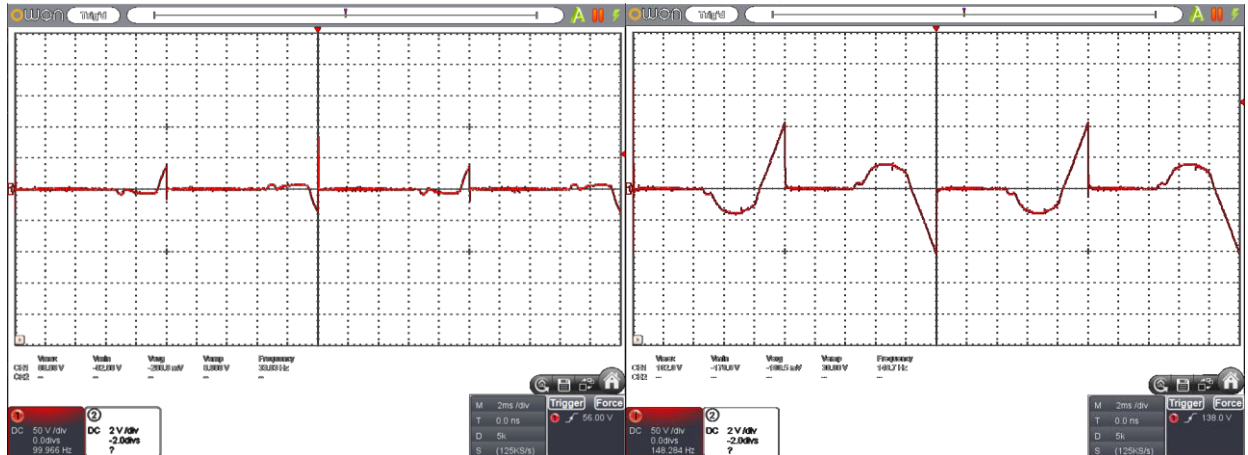


Рис 4.3. Часові діаграми штатного індуктора в ненавантаженому та навантаженому (190 Вт) станах.

Для оцінки присту ККД при зміні частоти було знято навантажувальні характеристики ІДЖ при трьох робочих частотах: 21,2 кГц, 30 кГц і 40 кГц (штатна частота). Результати наведені в таблицях 4.3-4.5 та зображені на рис. 4.3.



Рис 4.4. Часові діаграми збільшеного індуктора в ненавантаженому та навантаженому (100 Вт) станах.

Розглянемо навантажений стан індукторів. Напруга у вигляді зубів пили – це робота індуктора в моменти, коли напруга в мережі нульова. В цей час в індукторі відбувається зворотній викид енергії, яка запаслась за попередній момент. Після зуба, можна спостерігати плато, це процес запізнення напруги від струму в моменти підзарядки конденсаторів від мережі.

Порівнюючи графіки двох різних індукторів, можна зробити висновок, що в моменти відсутності напруги на вході, більший індуктор має кращі параметри зворотнього викиду навідрізу від штатного індуктора. Проте, великий індуктор має значно більше значення запізнення напруги. Це не дає змоги використовувати його при великих значеннях вихідної потужності.

Таблиця 4.3. Основні параметри ІДЖ. $F = 21.2$ кГц

$V_{in}(AC),$ B	$I_{in},$ A	$P_{in},$ Bm	PF	$V_{out},$ B	$I_{out},$ A	$P_{out},$ Bm	Eff, %
220,4	0,075	9,5	0,57	24	0	0	0
226	0,186	28,4	0,69	24	0,5	12	42,25
224,8	0,26	41,2	0,71	24	1	24	58,25
220,8	0,348	55,8	0,73	24	1,5	36	64,52
221,8	0,443	70,3	0,73	24	2	48	68,28
222,2	0,504	83,1	0,74	24	2,5	60	72,2
220,9	0,594	96,9	0,74	24	3	72	74,3

Таблиця 4.4. Основні параметри ІДЖ. $F = 30$ кГц

$V_{in}(AC),$ B	$I_{in},$ A	$P_{in},$ Bm	PF	$V_{out},$ B	$I_{out},$ A	$P_{out},$ Bm	Eff, %
220	0,78	9,7	0,56	24	0,03	0,72	7,42
221,5	0,169	25,5	0,68	24	0,5	12	47,06
222,9	0,262	37,8	0,71	24	1	24	63,49
220,9	0,35	54	0,72	24	1,5	36	66,67
223,5	0,423	68,8	0,73	24	2	48	69,77
223,2	0,495	81,6	0,74	24	2,5	60	73,53

224,6	0,58	97	0,74	24	3	72	74,23
-------	------	----	------	----	---	----	-------

Таблиця 4.5. Основні параметри ІДЖ. $F = 40$ кГц

$V_{in}(AC),$ B	$I_{in},$ A	$P_{in},$ Bm	PF	$V_{out},$ B	$I_{out},$ A	$P_{out},$ Bm	Eff, %
220,6	0,085	11,2	0,59	24	0,03	0,72	6,43
223	0,175	26,4	0,68	24	0,5	12	45,45
221	0,259	39,8	0,7	24	1	24	60,3
219,7	0,354	55,6	0,71	24	1,5	36	64,75
218,4	0,44	71	0,73	24	2	48	67,61
219,2	0,51	81,1	0,74	24	2,5	60	73,98
219,7	0,603	97,4	0,74	24	3	72	73,92

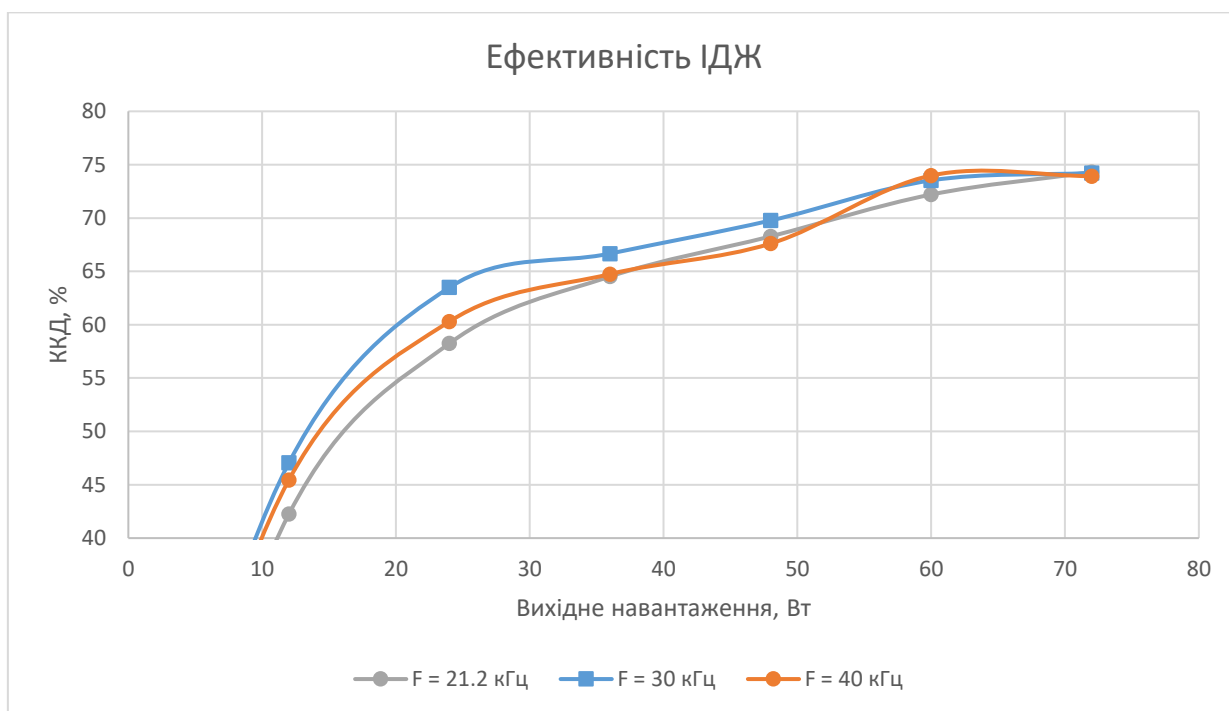


Рис. 4.5. Залежність ККД від вихідного навантаження при трьох різних частотах роботи ІДЖ.

З графіку на рис. 4.5 можна зробити наступні висновки: приріст ККД на частоті роботи 30 кГц відносно 40 кГц в діапазоні вихідного навантаження 20-50 Вт має найбільше значення 5%. При подальшому підвищенні навантаження

приріст ККД падає. Відносно роботи ІДЖ на частоті 21.2 кГц варто зауважити, що управління ключами не було коректним і покладатись на результати, отримані при цій частоті, не варто. Схема керування не розрахована на роботу при такій низькій частоті. Тут є декілька моментів, які варто розглянути.

А) Трансформаторне керування. Управління силовими ключами відбувається через розв'язуючий трансформатор за рахунок магнітної індукції без прямого електричного зв'язку низьковольтної і високовольтної сторін. Як відомо, струм в котушці індуктивності не змінюється миттєво. Це спонукає до відходу розрахункових параметрів керуючих обмоток розв'язуючого трансформатора.

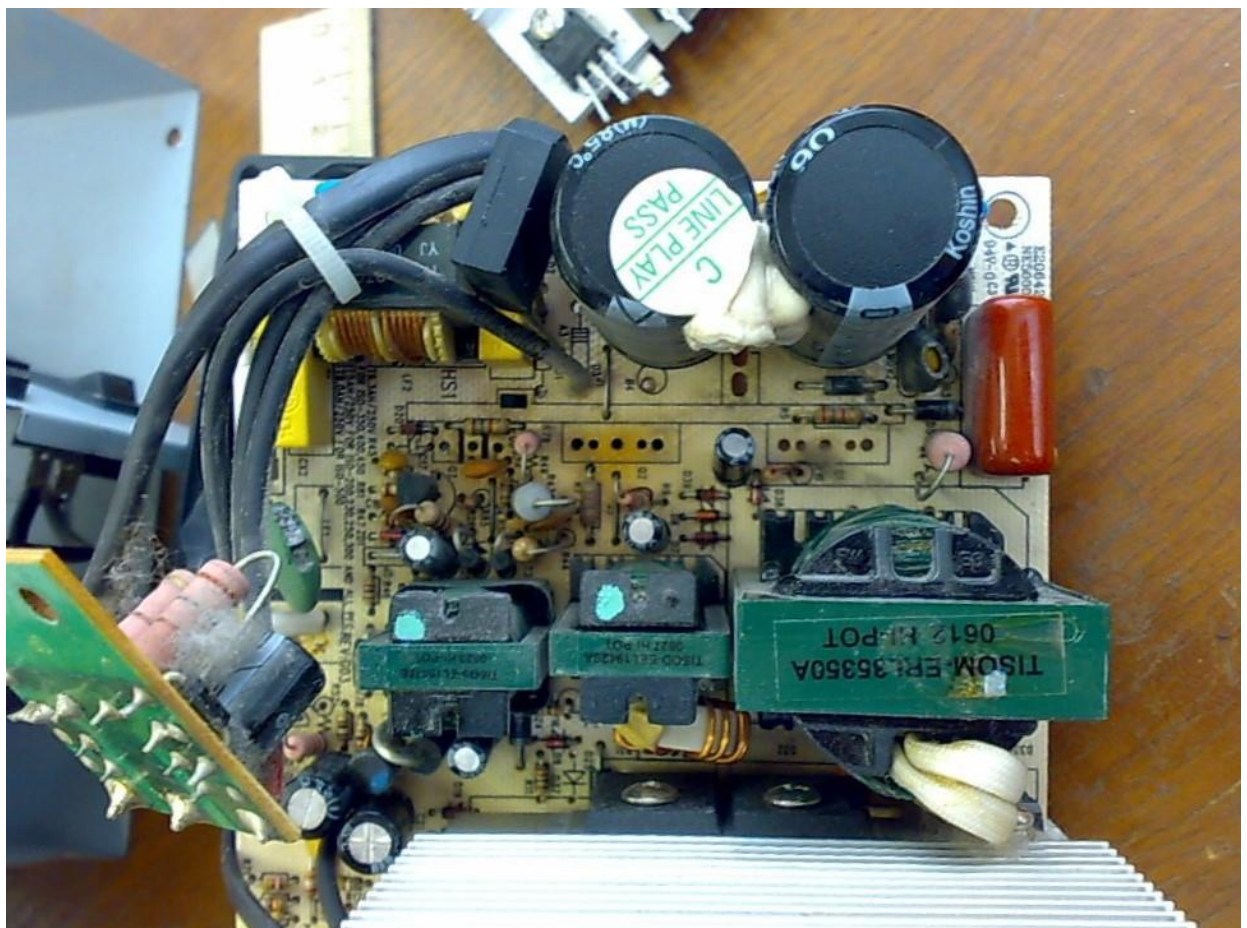


Рис. 4.6. Трансформатори макетного зразка, зліва направо: трансформатор додаткового малопотужного джерела живлення, трансформатор управління, силовий трансформатор

Б) Так як транзистори напівмостового інвертору біполярні, їхнє керування відбувається за рахунок ДЗЗ утвореного додатковою обмоткою (2-3 витки) на розв'язуючому трансформаторі. При підвищенні заповненості імпульсів ШИМ-контроллером, через транзистори починає проходити більший струм. Оскільки центральна точка інвертора підключена через додатковий виток на керуючому трансформаторі, на цьому витку наводиться ЕРС, що індукуює ЕРС в керуючих обмотках розв'язуючого трансформатора. Таким чином при збільшенні ширини імпульсів на низьковольтній стороні, на високовольтній стороні синхронно відбувається підвищення керуючого струму на бази силових біполярних транзисторів для можливості «перекачки» більшого струму через імпульсний трансформатор.

Виникнення некоректних ситуацій в ділянці розв'язуючого трансформатора негативно впливає на стабільність всієї системи в цілому. Справа в тому, що ШИМ-контроллер TL494 не знає поточного стану силових ключів (відкритий/закритий), вона лише генерує імпульси необхідної ширини опираючись на значення вихідної напруги. При виникненні небажаної генерації ШИМ-контроллер тільки погіршує ситуацію, він намагається вплинути на вихід максимально збільшуючи або зменшуючи ширину імпульсів, це може призвести до аперіодичної генерації – блок виходить зі стабільного режиму роботи. Короткочасні імпульси великого струму перегрівають силові транзистори та виводять їх з ладу.

На рисунку 4.5 зображена нормальна робота ІДЖ при частоті 40 кГц з вихідним навантаженням 25 Вт. Всі системи працюють належним чином:

вихідний силовий каскад, канал управління, випрямляч. Імпульси чіткі, без зайвих кривих

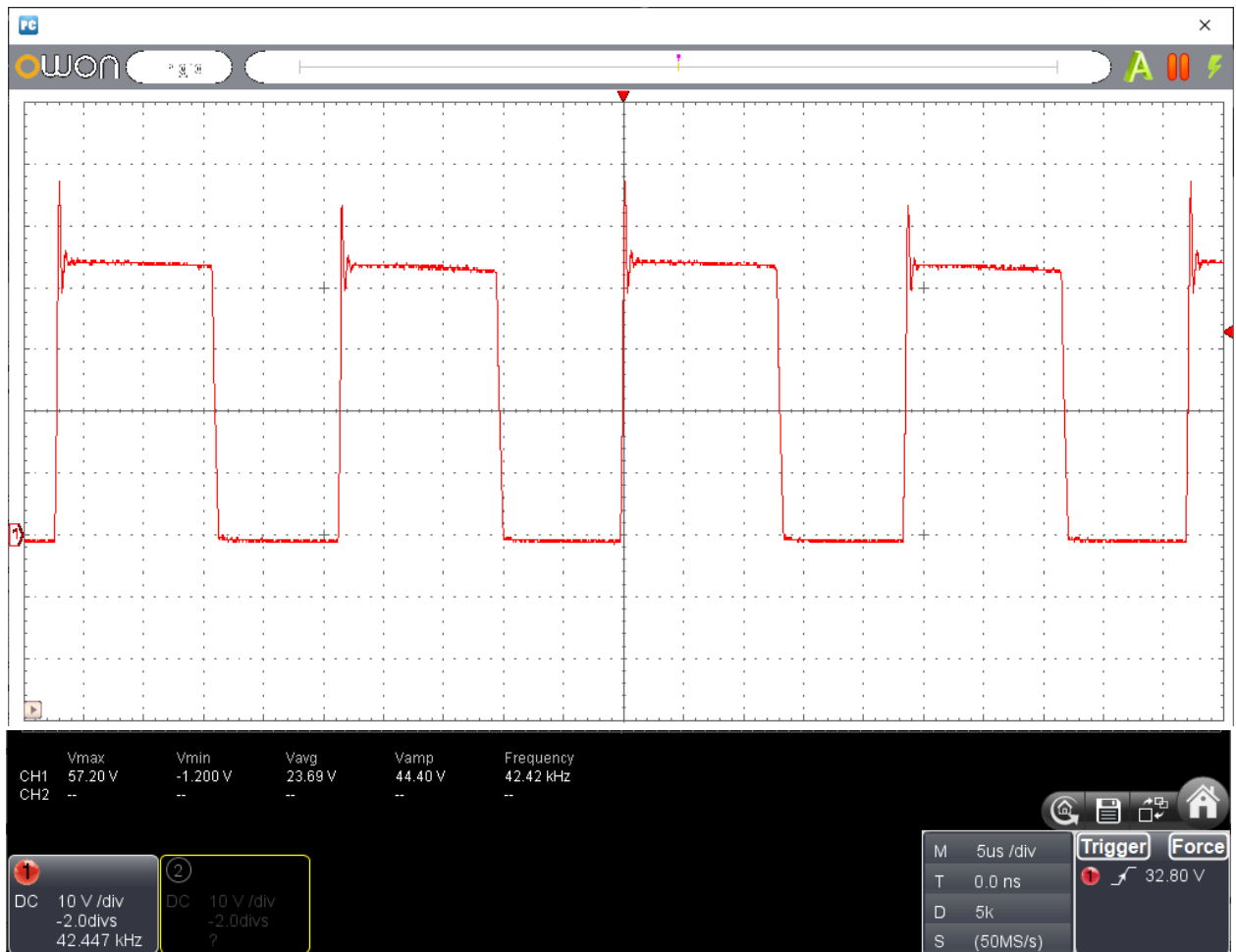


Рис. 4.5. Імпульси на виході діодного мосту на штатській частоті роботи

На рис. 4.6. зображена робота ІДЖ на частоті приблизно 20 кГц, з вихідним навантаженням близько 25 ват. Можна спостерігати, як після основного циклу відбувається мимовільне відкриття силового транзистору і передача енергії через увесь силовий канал. При подальшому навантаженні ІДЖ ця ситуація спричиняє до перехрещення відкритих станів силових транзисторів в одному часовому моменті, що неминухо приводить до їхнього перевантаження та виходу з ладу.

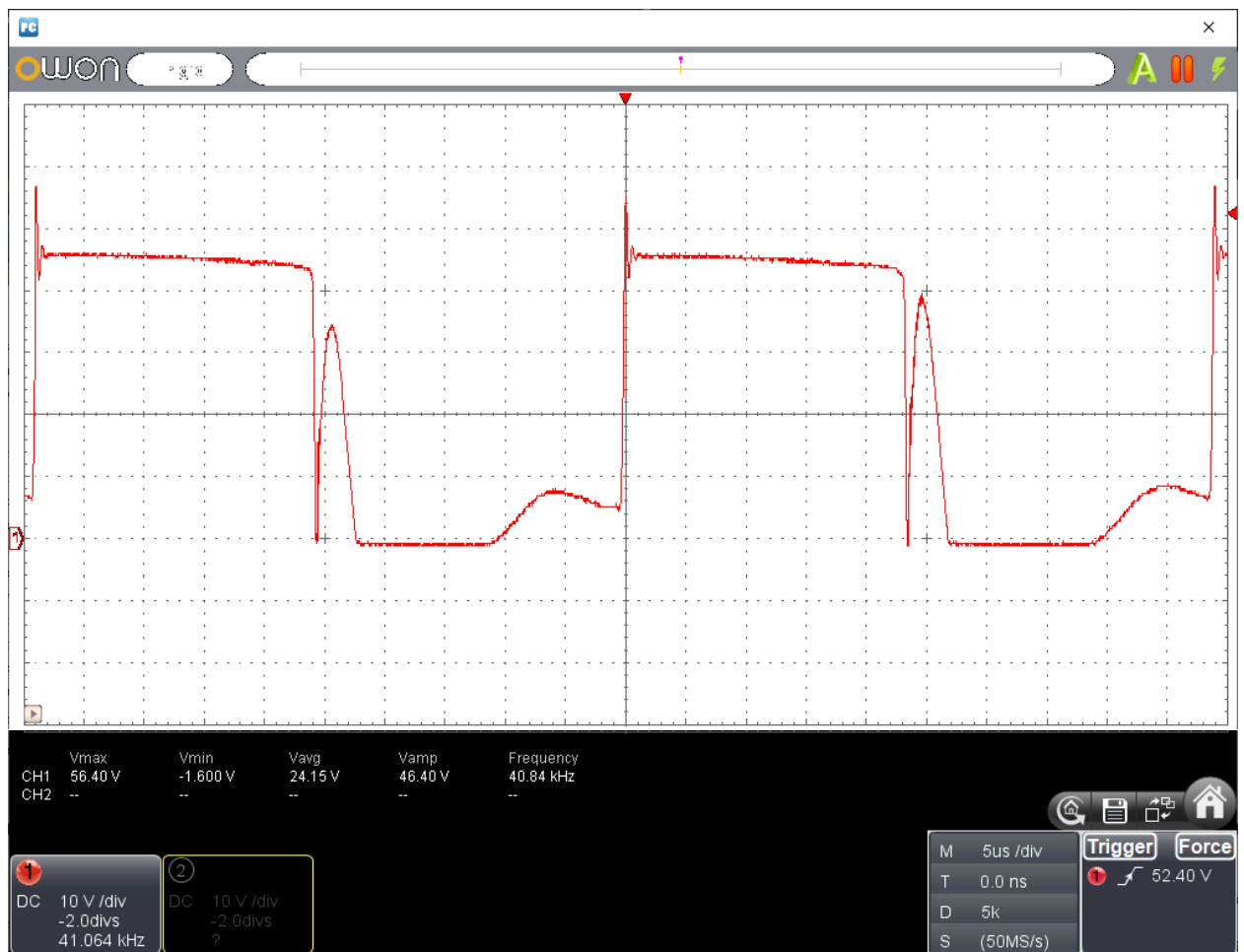


Рис. 4.6. Імпульси на виході діодного мосту на частоти близько 20 кГц

Таблиця 4.6. та рис. 4.7. показують залежність вхідної потужності від трьох різних частот ІДЖ в режимі холостого ходу.

Таблиця 4.6. Основні параметри ІДЖ. $F = 40$ кГц

$V_{in}(AC),$ B	$I_{in},$ A	$P_{in},$ Bm	PF	$V_{out},$ B	$I_{out},$ A	$P_{out},$ Bm	$F,$ кГц
228,3	0,066	7,8	0,52	24	0	0	30
224,4	0,072	9,0	0,56	24	0,5	0	40
227,7	0,072	9,1	0,54	24	1	0	50

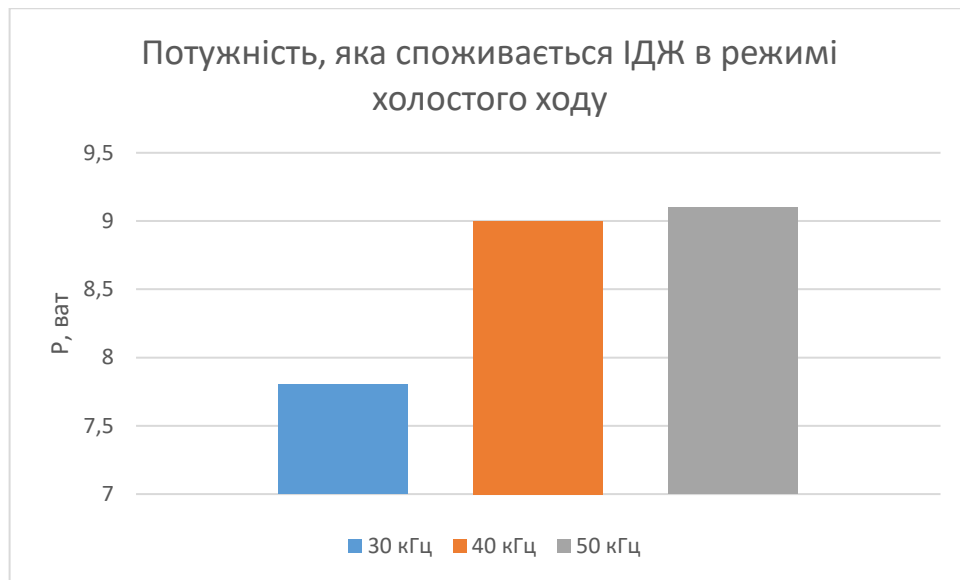


Рис. 4.7. Залежність потужності струму холостого ходу від частоти

Вихід з цієї ситуації можливий, якщо організувати захист від надструмів на високовольтній стороні. Адже в даній схемі це відбувається в автоматичному режимі і ніякий контроль за цим процесом не проводиться. І в разі виникнення небезпечного перевантаження мікросхема не матиме підстав для припинення генерації.

4.3 Висновки до четвертого розділу

В даному розділі описано процес проведення тестувань ІДЖ, для отримання його навантажувальних характеристик. Наведено методику зняття параметрів, основні характеристики пристроїв, необхідних для проведення цієї методики. Показано результати зняття параметрів ККД у вигляді таблиць та графіків. За результатами досліджень вдалося досягти збільшення ККД в діапазоні 20-50 Вт вихідної потужності на 5%. Описані основні проблеми, що виникають при широкому діапазоні регулювання частоти та їх причини виникнення. Надані рекомендації для уникнення небезпечних (нестабільних) ситуацій та їх схемотехнічні рішення.

В подальшому можливе продовження дослідження, розробка нової платформи ІДЖ для уникнення проблем, що були висвітлені раніше для більш широкого діапазону регулювання частоти. Також необхідно проведення

досліджень на вібраційну стійкість, що виникає при експлуатації лабораторних та АТХ блоків живлення, на стенді розробленому на кафедрі ПСОН та описаному у [21,22].

Керування навантаженням випробувального стенду, а також частотою ШІМ, у подальшому, планується реалізувати на базі обчислювального ядра STM32, і відповідного оптимізованого коду, як показано у роботах [23,24].

РОЗДІЛ 5.

5.1 Розробка стартап-проекту «Power Stage»

Розроблення та виведення стартап-проекту на ринок передбачає здійснення низки кроків, в межах яких визначають ринкові перспективи проекту, графік та принципи організації виробництва, фінансовий аналіз та аналіз ризиків і заходи з просування пропозиції для інвесторів. В загальному розробка стартап-проекту включає в себе декілька етапів першим з яких являється маркетинговий аналіз стартап-проекту, що включає в себе розробку та опис самої ідеї проекту та визначаються загальні напрями використання потенційного товару чи послуги, а також їх відмінність від конкурентів. При цьому аналізуються ринкові можливості щодо його реалізації. На базі аналізу ринкового середовища розробляється стратегія ринкового впровадження потенційного товару в межах проекту. Наступним етапом являється організація стартап-проекту, що включатиме в себе складання календарного план-графіку реалізації стартап-проекту, проводиться розрахунок потреби в основних засобах та нематеріальних витратах, визначається плановий обсяг виробництва потенційного товару, на основі чого формується потреба у матеріальних ресурсах та персоналі. Четвертим етапом являється фінансово-економічний аналіз та оцінка ризиків проекту, що буде включати в себе визначення обсягу інвестиційних витрат, розрахунок основних фінансово-економічних показників проекту (обсяг виробництва продукції, собівартість виробництва, ціна реалізації, податкове навантаження та чистий прибуток) та визначаються показники інвестиційної привабливості проекту (запас фінансової міцності, рентабельність продажів та інвестицій, період окупності проекту), визначатиметься рівень ризикованості проекту, визначаються основні ризики проекту та шляхи їх запобігання (реагування на ризики). На останньому етапі проводиться визначення цільової групи інвесторів та опису їх ділових інтересів, складається інвест-пропозиції (оферти): стислої характеристики проекту для попереднього ознайомлення інвестора із проектом, планування заходів з просування оферти: визначення

комунікаційних каналів, площадок та планування системи заходів з просування в межах обраних каналів, планування ресурсів для реалізації заходів з просування оферти. Дані етапи реалізовані послідовно та вчасно тому створюють передумови для успішного ринкового старту. В ході даного розділу буде проведено маркетинговий аналіз стартап проекту, де буде проаналізовано ринкові можливості для реалізації продукту та відмінності від конкурентів. На базі аналізу ринкового середовища розроблено стратегію ринкового впровадження потенційного товару в межах проекту, задля визначення принципової можливості його ринкового впровадження та можливих напрямів реалізації цього впровадження.

5.2 Опис ідеї

Розглянувши в попередніх розділах основні аспекти теми, можна приступити до розробки стартап-проекту. В цьому розділі буде проведено аналіз стартап-проекту «Power Stage».

Основна ідея проекту полягає в тому, щоб підвищити ККД імпульсного джерела живлення на малих навантаженнях, що дозволить заощади електроенергію при простій обладнання (наприклад, персональний комп'ютер в режимі очікування), що уточнено наведено в таблиці 5.1.

У таблиці 5.1 зображено зміст ідеї та можливі базові потенційні ринки, в межах яких потрібно шукати групи потенційних клієнтів.

Таблиця 5.1. Опис ідеї стартап-проекту

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигоди для користувача
Покращений алгоритм роботи імпульсного джерела живлення	Побутове використання	Економія електроенергії при простій обладнання.
	Виробництво	

Отже, пропонується покращений алгоритм роботи імпульсного джерела живлення, який дозволить заощаджувати електроенергію відносно більшості

представлених на ринку імпульсних джерел живлення при простій обладнання.

Далі проводимо аналіз потенційних техніко-економічних переваг ідеї порівняно із пропозиціями конкурентів:

- визначаємо перелік техніко-економічних властивостей та характеристик ідеї;

- визначаємо попереднє коло конкурентів (проектів-конкурентів) або товарів замінників чи товарів-аналогів, що вже існують на ринку, та проводимо збір інформації щодо значень техніко-економічних показників для ідеї власного проекту та проектів-конкурентів відповідно до визначеного вище переліку;

- проводимо порівняльний аналіз показників: для власної ідеї визначено показники, що мають а) гірші значення (W, слабкі); б) аналогічні (N, нейтральні) значення; в) кращі значення (S, сильні) (табл. 5.2).

Таблиця 5.2. Визначення сильних, слабких та нейтральних характеристик ідеї проекту.

№ н/п	Техніко-Економічні характеристики ідеї	(потенційні) товари/концепції конкурентів			W (слабка сторона)	N (нейтральна сторона)	S (сильна сторона)
		Мій проект	Продукція Seasonic	Продукція Chieftec			
1	Вартість розробки та виготовлення	500	2500	2000	-	-	+
2	Якість елементної бази	Висока	Найвища	Висока	-	+	-
3	Точність та акуратність виготовлення	Висока	Середня	Середня	-	-	+
4	Технології застосовані в кінцевому пристрої	Нові або старі покращені	Нові	Нові	-	+	-
5	Додаткове програмне забезпечення	Ні	Ні	Ні	-	+	-

Висновок: як можна спостерігати з таблиці головними перевагами проекту для потенційних користувачів стала вартість розробки, точність та акуратність виготовлення. Нейтральною стороною залишились якість

елементної бази і це логічно, тому що при використанні прогресивних технологій для виготовлення напівпровідників з високими робочими характеристиками, кінцева вартість приладу наблизатиметься до вартості пристроїв конкурентів або навіть перевищить цю відмітку.

5.3 Технологічний аудит ідеї проекту

Визначення технологічної здійсненності ідеї проекту передбачає аналіз таких складових (табл. 5.3):

- за якою технологією буде виготовлено товар згідно ідеї проекту?
- чи існують такі технології, чи їх потрібно розробити/додати?
- чи доступні такі технології авторам проекту?

В таблиці 5.3 проводиться аудит технології, за допомогою якої можна реалізувати ідею проекту.

Таблиця 5.3. Технологічна здійсненність ідеї проекту

№ п/п	Ідея проекту	Технології її реалізації	Наявність технологій	Доступність технологій
1	Адаптивний режим роботи імпульсного джерела живлення в залежності від значення вихідної потужності	Розробка нових алгоритмів	Існуюча технологія	Доступна технологія
2		Розробка системи управління силовими ключами	Існуюча технологія	Доступна технологія
3		Підбір значень коректуючих діянь для оптимальної та стабільної роботи ІДЖ в заданих межах.	Існуюча технологія	Доступна технологія
Обрана технологія реалізації ідеї проекту: за рахунок розробки системи управління силовими ключами за новим алгоритмом роботи				

Висновок: проаналізувавши таблицю 4.3. було обрано пункти під номером 1-2, оскільки новий алгоритм з доцільно підібраними компонентами та розробленою системою спеціально для управління силовими ключами в такому режимі дозволить поліпшити ККД блоку в певному діапазоні навантажень, це в свою чергу дозволить вести достойну конкуренцію на ринку технологій.

5.4 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

Визначення ринкових можливостей, які можна використати під час ринкового впровадження проекту, та ринкових загроз, що можуть перешкодити реалізації проекту, дозволяють спланувати напрями розвитку проекту із урахуванням стану ринкового середовища, потреб потенційних клієнтів та пропозицій проектів конкурентів.

Рентабельність – поняття, що характеризує економічну ефективність виробництва, за якої за рахунок грошової виручки від реалізації продукції (робіт, послуг) повністю відшкодовує витрати на її виробництво й одержується прибуток як головне джерело розширеного відтворення.

Для кількісного виміру рентабельності в цілому по аграрних підприємствах використовують такі три традиційні показники: рівень рентабельності, норму прибутку і приведену до земельної площі масу прибутку. Рівень рентабельності (R) визначається за формулою 5.1:

$$R = \frac{\Pi}{Вв} \cdot 100\% \quad (5.1)$$

де Π — валовий прибуток від реалізації (робіт, послуг); $Вв$ — виробничі витрати на реалізовану продукцію (її виробнича собівартість). Для повнішої уяви про реальну ефективність певного виду товарної продукції доцільно цей показник обчислювати з врахуванням витрат на її збут, зменшивши при цьому валовий прибуток на величину цих витрат і водночас збільшивши на них знаменник формули. Інвестувати грошові засоби доцільно тоді, коли від цього

можна отримати більший прибуток, ніж від їх зберігання у банку (в середньому 14%). Порівнюючи середньорічну рентабельність інвестицій зі ставкою банківського відсотка, можна дійти висновку, що вигідніше.

Середня норма рентабельності в галузі (або по ринку) порівнюється із банківським відсотком на вкладення. За умови, що останній є вищим, можливо, має сенс вкласти кошти в інший проект.

Спочатку проведемо аналіз попиту: наявність попиту, обсяг, динаміка розвитку ринку (таблиця 5.4).

*Таблиця 5.4. Попередня характеристика потенційного ринку
стартап-проекту*

№ п/п	Показники стану ринку (найменування)	Характеристика
1	Кількість головних гравців, од	10
2	Загальний обсяг продаж, грн/ум.од	5000-100000
3	Динаміка ринку (якісна оцінка)	Стагнація
4	Наявність обмежень для входу (вказати характер обмежень)	Висока конкуренція
5	Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації	Відповідність міжнародним стандартам ІЕС 60529 (DIN 40050, ГОСТ 14254-96)
6	Середня норма рентабельності в галузі (або по ринку), %	31%

Висновок: коефіцієнт рентабельності досить високий, а також ринок являється доволі перспективним, оскільки потребує нових розробок та нових рішень. Середня норма рентабельності складає більше 30%, що майже вдвічі вигідніше за депозити в банку, а це в свою чергу, найбільше приваблює

інвесторів. Далі визначаємо потенційні групи клієнтів, їх характеристики, та формуємо орієнтовний перелік вимог до товару для кожної групи (табл. 5.5).

Таблиця 5.5. Характеристика потенційних клієнтів стартап-проекту

№ п/п	Потреба, що формує ринок	Цільова аудиторія (цільові сегменти ринку)	Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів	Вимоги споживачів до товару
1	Розробка нових алгоритмів управління DC/DC-перетворювачами	Інженерні компанії пов'язані з моделюванням синтезу процесів імпульсної схемотехніки	Перевага надається новим алгоритмам з покращеними характеристиками	Низька ціна, висока якість та точність кінцевого продукту
2	Більш ефективні перетворювачі напруги	Виробничі підприємства по виготовленню електроніки (силової та дрібної)	Перевага надається великим виробникам електроніки, здатні поставляти суттєві об'єми готової продукції	Низька ціна, висока якість та точність кінцевого продукту

Висновок: з огляду таблиці видно, що найбільш головними потребами, які формують ринок, стали: розробка нових алгоритмів управління DC/DC-перетворювачами, а також адаптування програми до платформ різних потужностей. При цьому потенційні клієнти потребують нижчої ціни та високої точності виготовлення, а також достатньою відмовостійкістю.

Ринкові можливості – це сприятливі обставини, які підприємство може використовувати для отримання переваг. Як приклад ринкових можливостей можна привести погіршення позицій конкурентів, різке зростання попиту, появу нових технологій виробництва продукції, зростання рівня доходів населення і т. п. Слід зазначити, що можливостями з погляду SWOT-аналізу є не всі можливості, які існують на ринку, а тільки ті, які можна використовувати.

Проведемо аналіз факторів ринкового середовища, що сприяють ринковому впровадженню (табл. 5.6.) проекту, та факторів, що йому перешкоджають (табл. 5.7.),. Результати занесемо до таблиці в порядку зменшення значущості:

Таблиця 5.6. Фактори загроз

№ п/п	Фактор	Зміст загрози	Можлива реакція компанії
1	Потреба в розробці кращих алгоритмів управління	Знаходження або переманювання кваліфікованих кадрів для написання алгоритму	Підвищення робітникам заробітної плати для утримання їх на робочих місцях
2	Потреба в адаптивності системи керування для застосування на різних платформах	Програма не повинна працювати тільки на одному програмному забезпеченні	Відведення додаткового часу та ресурсів для вирішення цієї проблеми
3	Потреба в сучасній елементній базі	Використання сучасних компонентів сприятиме підвищенні ефективності системи в цілому	Співпраця з виробниками напівпровідників, взаємовигода від співпраці

Висновок: як видно з таблиці головними факторами для підвищення становища даного сегменту ринку являється потреба в розробці кращих алгоритмів управління та в адаптивності для застосування на різних платформах, а знаходження кваліфікованих кадрів дозволить пришвидшити написання алгоритму для виходу нових пристроїв.

Але поряд із колом загроз існують і певні можливості (табл. 5.7).

Таблиця 5.7. Фактори можливостей

№ п/п	Фактор	Зміст можливості	Можлива реакція компанії
1	Зростання конкурентів	Зростання конкурентноспроможних компаній або фірм	Покращення характеристик системи, випуск нових конкуренто-

			спроможних продуктів
2	Поява схожих алгоритмів управління у конкурентів	Фірми-конкуренти можуть розробити аналогічні\або наближені алгоритми	Патентування та подальше удосконалення
3	Технології	Розвиток нових сучасних технологій	Перехід на сучасні технології
4	Розробка альтернативних моделей імпульсних джерел живлення	Проведення досліджень в застосуванні нових схемотехнічних рішень, що не базуються на попередніх пристроях	Залучення додаткової кількості інженерів для забезпечення потреб в розробці

Висновок: насправді негативних факторів існує більше, ніж представлено в таблиці, в результаті того що даний сегмент ринку є достатньо насиченим це не зменшує можливість негативного впливу.

Далі проведемо аналіз пропозиції (табл. 5.8.), де визначимо загальні риси конкуренції на ринку:

Таблиця 5.8. Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

Особливості конкурентного середовища	В чому проявляється дана характеристика	Вплив на діяльність підприємства (можливі дії компанії, щоб бути конкурентоспроможною)
1. Тип конкуренції: Олігополія	На ринку існує не багато фірм, що випускають продукцію даного типу, оскільки ринок є специфічним.	Потрібно працювати над репутацією компанії, забезпечуючи високу якість приладу.
2. За рівнем конкурентної боротьби: національний	Замовниками таких товарів є фірми з різних куточків світу. Доставка товару не відіграє велику роль в цьому сегменті	Потрібно максимально розширювати горизонти співпраці
3. За галузевою ознакою: внутрішньогалузева	Основною галуззю є збірка електроніки.	Потрібно розширювати можливості використання системи управління

4. Конкуренція за видами товарів: товарно-видова	Спостерігається конкуренція між схожими програмами	Підвищення якості та ефективності продукту
5. За характером конкурентних переваг: цінова	Ціни на такі прилади не високі, за допомогою нового алгоритму та нових компонентів збільшується якість продукції	Підприємство може працювати над покращенням системи управління, схемотехніки, застосуванні якісніших компонентів
6. За інтенсивністю: марочна	Велику роль відіграє репутація компанії, що виготовляє пристрій	Збільшення кількості реклами

Висновок: провівши ступеневий аналіз на ринку, видно що існує достатня кількість фірм, але за рахунок залучення нових систем управління та покращення схемотехніки дасть нам змогу підвищити якість адаптивної системи, не піднімаючи при цьому ціну на продукт, за рахунок цих маніпуляцій.

Після аналізу конкуренції проводиться більш детальний аналіз умов конкуренції в галузі за моделлю п'яти сил М. Портера (табл. 5.9.)

Таблиця 5.9. Аналіз конкуренції в галузі за М. Портером

Складові аналізу	Прямі конкуренти в галузі	Потенційні конкуренти	Постачальники	Клієнти	Товари замітники
	Навести перелік прямих конкурентів	Визначити бар'єри входження в ринок	Визначити фактори сили постачальників	Визначити фактори сили споживачів	Фактори загроз з боку заміників
Висновки: ринок є Достатньо насиченим, та конкуренція висока, оскільки компанії, які є	be quiet! Chieftec Cooler Master Deepcool FSP Gigabyte Riotoro	Висока репутація конкурентних фірм Необхідний розмір капіталовкладень.	Зазвичай постачальники не диктують умови співпраці	Споживачі можуть бути чутливими до зміни ціни	Більш кращі товари та послуги, які можуть надати товари-

конкурентами мають високу репутацію. Завадою є необхідний високий рівень капіталовкладень	ASUS Seasonic Super Flower Thermaltake Vinga	Необхідний час на отримання ліцензії			замінник и
---	--	--------------------------------------	--	--	---------------

Висновок: провівши аналіз конкуренції в галузі за М. Портером видно, що є декілька прямих конкурентів і в них висока репутація що впливається в необхідність підвищувати репутацію своєї компанії на той самий рівень (в перспективі).

На основі аналізу конкуренції в галузі, проведеного в табл. 5.9, а також із урахуванням характеристик ідеї проекту, які були розглянуті в табл. 5.2, вимог споживачів до товару (табл. 5.5.) та факторів маркетингового середовища (табл. 5.6, 5.7) визначимо та обґрунтуємо перелік факторів конкурентоспроможності. Аналіз конкурентоспроможності представлено в табл. 5.10.

Таблиця 5.10. Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

№ п/п	Фактор конкурентоспроможності	Обґрунтування (наведення чинників, що роблять фактор для порівняння конкурентних проектів значущим)
1	Рівень якості товару та його стабільність	Використання нових алгоритмів та ефективних рішень, що підвищує якість та довіру до товару.
2	Цінова політика	Ціна на продукт буде нижчою ніж в інших компаніях
3	Гнучкість	Можлива адаптація системи управління для різних платформ
4	Готова методика виготовлення	При готовій методиці виготовлення зменшується час очікування для покупця

5	Обслуговування	Споживачі потребуються консультування як в технічних так і в експлуатаційних питаннях
6	Репутація	У зв'язку зі специфічністю даного сегменту ринку даний фактор є важливим для остаточного рішення клієнта

Висновок: як можна побачити з таблиці було обґрунтовано сім факторів конкурентоспроможності, основними з яких стали: цінова політика (як показує практика це стоїть на першому місці для клієнта), рівень якості товару та його стабільність (найважливіший фактор) та репутація компанії, оскільки якщо перші два фактори співпадатимуть з очікуваннями клієнта, репутація компанії його схилить в потрібний бік.

Таблиця 5.11. Порівняльний аналіз сильних та слабких сторін

№ п/п	Фактор конкурентоспроможності	Бали 1-20	Рейтинг товарів-конкурентів у порівнянні з адаптивною системою управління						
			-3	-2	-1	0	+1	+2	+3
1	Рівень якості товарів	18						+	
2	Готова методика виготовлення	17				+			
3	Гнучкість	17						+	
4	Елементна база	19						+	
5	Цінова політика	14				+			
6	Репутація	18							+
7	Обслуговування	16					+		

З таблиць 5.10 та 5.11 бачимо, що фактори конкурентоспроможності суттєві та мають великий позитивний внесок при впровадженні нової адаптивної системи управління DC/DC-перетворювачем. Основною перевагою є висока якість продукту та технічна підтримка на протязі всього терміну його використання споживачем.

Таблиця 5.12. SWOT-аналіз стартап-проекту

<p>Сильні сторони:</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. Гнучка цінова політика; 2. Можливість використання одного керуючого модулю на різних платформах; 3. Висока якість товару; 	<p>Слабкі сторони:</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. Низька репутація підприємства на початку впровадження проекту в життя; 2. Необхідність значного початкового капіталовкладення (кредит в банку)
<p>Можливості:</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. Швидкий розвиток за рахунок доступності технології; 2. Модифікація алгоритму управління. 	<p>Загрози:</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. Винайдення кращих алгоритмів управління; 2. Мінливість ринку.

Висновок: для успішності стартап-проекту необхідно передбачати появу несприятливих умов для можливості швидкого реагування, коригування дій і, відповідно, зменшення негативних наслідків. Для подолання низької репутації необхідно постійно покращувати свою продукцію та прислухатись до побажань та критики клієнтів.

На основі SWOT-аналізу розробимо альтернативи ринкової поведінки для виведення стартап-проекту на ринок та орієнтовний оптимальний час їх ринкової реалізації з огляду на потенційні проекти конкурентів, що можуть бути виведені на ринок. Визначені альтернативи аналізуються з точки зору строків та ймовірності отримання ресурсів (табл. 5.13).

Таблиця 5.13. Альтернативи ринкового впровадження стартап-проекту

№ п/п	Альтернатива (орієнтовний комплекс заходів) ринкової поведінки	Ймовірність отримання ресурсів	Строки реалізації
1	Створити прототип системи управління	Отримання ресурсів буде швидким за рахунок швидкої доставки вже готової продукції	14-28 днів
2	Залучення до системи нових алгоритмів	Програмне удосконалення потребує певного часу на розробку	20-30 днів

Висновок: кращим вибором можна вважати використання першого пункту – так як чекати прийдеться всього 2 тижні, якщо потрібно його виконати швидко та якісно. Щоправда за швидкістю цей варіант не найкращий, але він завжди дозволить виготовляти якісну та конкурентно-спроможну продукцію. З зазначених альтернатив обираємо стратегію компенсації слабких сторін стартапу наявними ринковими можливостями.

5.5 Розроблення ринкової стратегії проекту

Розроблення ринкової стратегії першим кроком передбачає визначення стратегії охоплення ринку: опис цільових груп потенційних споживачів.

Таблиця 5.14. Вибір цільових груп потенційних споживачів

№ п/п	Опис профілю цільової групи потенційних клієнтів	Готовність споживачів сприйняти продукт	Орієнтовний попит в межах цільової групи (сегменту)	Інтенсивність конкуренції в сегменті	Простота входу у сегмент
1	Виробництво друкованих плат	Висока	Середній	Інтенсивна	Середня складність
2	Розробка схем	Висока	Середній	Не інтенсивна	Середня складність
Цільова група: дослідницьке моделювання, будівництво					

Висновок: за результатами аналізу потенційних груп споживачів ми брали цільові групи такі як виробництво друкованих плат та розробку схем. Цей вибір було зроблено через не досить високу інтенсивність конкуренції в обраних сегментах та через невисокі складності для входу у вибрані сегменти. А якщо ціна нашого товару буде відповідати бажанням клієнтам в науковому сегменті, то потрапити в цей сегмент буде дуже просто.

Для роботи в обраних сегментах ринку необхідно сформулювати базову стратегію розвитку (табл. 5.15.)

Таблиця 5.15. Визначення базової стратегії розвитку

№ п/п	Стратегія охоплення ринку	Ключові конкурентоспроможні позиції відповідно до обраної альтернативи	Базова стратегія розвитку
1	Швидке налаштування виробництва	Можливо закупляти вже підготовлене обладнання з необхідними налаштуваннями, але продукція буде відрізнятися тільки ціною	Стратегія диференціації

Висновок: визначена базова стратегія розвитку проекту – стратегія диференціації, оскільки ця стратегія зорієнтована на задоволення певних потреб клієнта, а саме висока якість, яка підвищує лояльність покупців, створюючи труднощі для альтернативних продавців у боротьбі за їхню прихильність. Якість товарів дає змогу встановлювати вищі ціни, так як споживачі готові їх сприйняти.

Наступним кроком є вибір стратегії конкурентної поведінки (табл. 5.13).

Таблиця 5.13. Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

№ п/п	Чи є проект «першопрохідцем» на ринку?	Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів?	Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкурента, і які?	Стратегія конкурентної поведінки
1	Ні	Переманювати клієнтів у фірм конкурентів	Для початку будемо купувати елементну базу і структуру окремих блоків, але потім планується розробка власних	Поступово Підніматися вгору, за рахунок низької ціни

Висновок: як видно з таблиць 5.14-5.16 обрано цільовими групи ігрова індустрія, дослідницькі компанії, офіси, що потребують стратегії диференціації, що дозволить за рахунок детального аналізу вивченні запитів, поведінки покупців шукати нових споживачів, та забирати існуючих у конкурентів. На основі вимог споживачів з обраних сегментів до постачальника та до продукту, а також в залежності від обраної базової стратегії розвитку та стратегії конкурентної поведінки розробимо стратегію позиціонування (табл. 5.17).

Таблиця 5.17. Визначення стратегії позиціонування

№ п/п	Вимоги до товару цільової аудиторії	Базова стратегія розвитку	Ключові конкурентоспроможні позиції власного стартап-проекту	Вибір асоціацій, які мають сформувану комплексну позицію власного проекту (три ключових)
1	Вдосконалення продукту враховуючи побажання споживачів	Стратегія диференціації	Висока якість продукту. Формування лояльності і прихильності споживачів, підтримка вхідних бар'єрів	Зворотній зв'язок із виробником. Технічна підтримка. Якість
2	Обслуговування	Стратегія диференціації	Легке обслуговування	Легкість простота в використанні, якість, швидкість
3	Якість	Стратегія диференціації	Швидкість, гнучкість	Ціна, якість

Висновок: крім високої якості та низької ціни потребує легкості в обслуговуванні, простоти в використанні та оновлення програмного забезпечення.

5.6 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту

Під час розроблення маркетингової програми першим кроком є розробка маркетингової концепції товару, який отримає споживач. У таблиці 5.18 підсумовуємо результати аналізу конкурентоспроможності товару.

Таблиця 5.18. Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

№ п/п	Потреба	Вигода, яку пропонує товар	Ключові переваги перед конкурентами (існуючі або такі, що потрібно створити)
1	Якість	Високі характеристики стабільності системи управління, простота у використанні	Можливість підвищити якість та точність вихідних параметрів за рахунок кращих, дорожчих алгоритмів управління. Швидка адаптація (простота в використанні)
2	Відмовостійкість	Стабільність роботи приладу	Висока стабільність за рахунок ретельної розробки схеми.

Висновки: вигідними сторонами товару являються високі характеристики стабільності системи управління та простота у використанні, точність вихідних параметрів та високу стабільність, що надає перевагу даному пристрою у порівнянні з конкурентами. В майбутньому, використання нових алгоритмів управління дозволить вивести програму на високий рівень.

Таблиця 5.19. Опис трьох рівнів моделі товару

Рівні товару	Сутність та складові	
I. Товар за задумом	Блок живлення, який адаптивно підлаштовує частоту ШИМ-генерації для того, щоб зменшити динамічні втрати на перемикання інвертору при низьких вихідних навантаженнях	
II. Товар у реальному виконанні	Властивості/характеристики	
	1. Нова система управління	Застосування незвичайної елементної бази для побудови системи
	2. Апгрейд схеми декілька разів на рік	Буде проводитися моніторинг виробників напівпровідників, щоб пристрій не так швидко старів
	3. Додаткове програмне забезпечення	Додавання нових можливостей
	Якість: відповідає нормам ДСТУ2499:2017	
	Пакування: готовий пристрій має вигляд металічної коробки з жмутом дрітів..	
III. Товар із підкріпленням	До продажу з введенням у роботу	
	Після продажу – технічна підтримка, гарантійне обслуговування	
Потенційний товар буде захищено від копіювання за рахунок логотипу, введення комерційної таємниці на розрахунки та конструкцію модуля, патент		

Наступним кроком є визначення цінових меж, якими необхідно керуватися при встановленні ціни на потенційний товар, це передбачає аналіз цін товарів конкурентів, та доходів споживачів продукту (табл. 5.20).

Таблиця 5.20. Визначення меж встановлення ціни

№ п/п	Рівень цін на товари-замінники	Рівень цін на товари-аналоги	Рівень доходів цільової групи споживачів	Верхня та нижня межі встановлення ціни на товар/послугу
1	10-30	200	250	100-500

Висновок: як видно з таблиці збільшення кількості клієнтів дозволить знизити ціну на пристрій, що може бути нижчою, ніж ціна на сучасні аналоги. Нижній рівень відповідає ціни товарів-замінників, які можна використовувати в системах, там де висока точність та ефективність не потрібна, наш пристрій це золота середина з відносно низькою ціною та підвищеною ефективністю відносно класичних моделей блоків живлення.

Таблиця 5.21. Формування системи збуту

№ п/п	Специфіка закупівельної поведінки цільових клієнтів	Функції збуту, які має Виконувати постачальник товару	Глибина каналу збуту	Оптимальна система збуту
1	Попереднє замовлення з підписанням контракту	Доставка в строки, контроль за уникненням пошкоджень.	Пряма	Пряма

Висновок: у зв'язку з тим, що обслуговується вузький сегмент ринку доцільніше не використовувати посередників, а застосовувати прямий канал збуту. Це дасть змогу точніше контролювати ціни у порівнянні з конкурентами, і зосередити доходи в одних руках, не розсіюючи їх на посередників.

Таблиця 5.22. Концепція маркетингових комунікацій

№ п/п	Специфіка поведінки цільових клієнтів	Канали комунікацій, якими користуються цільові клієнти	Ключові позиції, обрані для позиціонування	Завдання рекламного повідомлення	Концепція рекламного звернення
1	Огляд продукту, перспективи на майбутнє	Інтернет, гаряча лінія технічної підтримки	Встановлення мети позиціонування. Розробка стратегії	Розповсюдження інформації про продукт	Підкреслення переваг продукту

			позиціювання. Розробка комплексу маркетингу. Оцінка ефективності позиціювання.		
--	--	--	--	--	--

Висновок: було обрано ключові позиції: маркетингові дослідження, встановлення мети позиціювання, розробка стратегії позиціювання, розробка тактики позиціювання, розробка комплексу маркетингу, оцінка ефективності позиціювання. Розглянуто завдання рекламного повідомлення та концепцію рекламного звернення.

5.7 Висновки до п'ятого розділу

Пропонується новий алгоритм роботи ШИМ-модуляції імпульсних джерел живлення. Класичні пристрої працюють з фіксованою частотою перетворення, новий алгоритм матиме змогу змінювати частоту роботи блоку в залежності від вихідного навантаження. При низьких навантаженнях окрім зменшення ширини імпульсів близької до мінімальної, кількість цих імпульсів також зменшуватиметься, що дозволить зекономити декілька відсотків споживаної енергії при простій системи. Таким чином, блок має підвищену ефективність відносно базових моделей ІДЖ представлених на ринку.

Основними споживачами приладу будуть люди, вікової категорії – 18-45 років.

Зважаючи на проведений аналіз ринку потенційного стартап-проекту, можна із впевненістю стверджувати, що точна та дешева у реалізації програма буде привертати увагу потенційних інвесторів у проект, а розрахована рентабельність буде вигідніша за банківські вклади майже вдвічі, це призведе до потенційно успішного стартапу. Розвиток виготовленні друкованих плат та розробці схем, завжди мають великий успіх у реалізаціях, оскільки інвестори бажають витратити гроші на проекти, які можуть давати реальний прибуток.

Сильними сторонами проекту «Підвищення ККД імпульсного блоку живлення» стали висока якість та ціна за одну одиницю виробу, що в порівнянні з конкурентами дає великий бонус в боротьбі за кінцевого споживача. Також досить невелика ціна в 1200 грн приверне увагу для дослідницької сфери, в тому числі для студентів та викладачів.

Серед можливих конкурентів, можна виокремити виробників комп'ютерних блоків живлення середньої цінової категорії (FSP, Gigabite, Enermax), що мають досить високі показники якості, відмовостійкості та невисоку ціну. Однією з переваг розроблювального проекту – його фінансова складова, яка не потребує значних капіталовкладень, але прибуток з продажів може виправдати себе дуже скоро. При цьому середня ціна аналогічних систем, розроблених задля підвищення ККД, є високою, але за рахунок використання простої силових частини, яка була розроблена ще 20 років тому і має достатньо «накатаний» процес розробки та виробництва, розроблений нами адаптивний процес управління для підвищення експлуатаційних характеристик кінцевого продукту, буде на порядок привабливішим для потенційних клієнтів.

Для реклами та збільшення обсягів збуту пропонується надавати додаткові послуги з обслуговування, гарантії, установці тощо. Доцільно вважати, що необхідно вкласти у стартап-проект суму мінімум в \$10000.

ВИСНОВКИ

Під час аналізу наукових робіт та досліджень у сфері проведено огляд літератури та наукових здобутків і виявлено відсутність або недостатність покриття теми зміни частоти роботи імпульсного джерела живлення з жорстким перемиканням ключів. Висвітлено важливість покращення експлуатаційних характеристик перетворювачів.

Розроблено і запропоновано новий алгоритм підвищення ККД ІДЖ за рахунок зниження частоти від робочої до 21 кГц в при вихідному навантаженні до 50 Вт. Для цього було розроблено випробувальний стенд, що дозволяє плавно змінювати споживану потужність від ІДЖ. Разом з системою вимірювання вхідної потужності стенд дозволив показати працездатність та ефективність запропонованого методу регулювання частоти.

Показано процес перетворення комп'ютерного блоку живлення в блок живлення лабораторного типу. Це дозволило надати йому певних властивостей, таких як: регулювання вихідної напруги в діапазоні 0-36 В, обмеження вихідного струму в межах 0-8А, обмеження максимальної вихідної потужності. Всі напівпровідникові елементи, що нагріваються в процесі роботи (біполярні транзистори напівмостового інвертору, випрямний міст на 4-х збірках діодів Шотки, вхідний випрямний міст мережевої напруги) встановлені на загальний великий радіатор для забезпечення повністю пасивного типу охолодження при довготривалих навантаженнях. Також радіатор виступає в якості основи для плати блоку живлення.

Проведено дослідження впливу величини індуктивності пасивного коректора потужності у вигляді дроселя, працюючого на мережевій частоті 50 Гц, на величину коефіцієнта потужності. Коефіцієнт потужності має прямий вплив на ККД, але зазвичай не враховується при обліку електроенергії. Запропонований варіант використання активної корекції коефіцієнту потужності.

Для апробації результатів було прийнято участь у студентській конференції. За результатами експериментального дослідження можна

виділити як позитивні так і негативні результати, при врахуванні яких можна розробити більш стабільний та ефективніший блок живлення.

Окремим розділом «Розроблення стартап-проекту» проведено аналіз економічної спроможності проекту до виходу на ринок як окремого продукту. Розглянуто слабкі та сильні сторони, фактори ризику, загроз та можливостей. Проаналізовано конкурентність на ринку та можливої рентабельності. За умови проведення рекламної кампанії за визначеною стратегією проект має бути економічно доцільним.

В подальшому можливе продовження дослідження, розробка нової платформи ІДЖ для уникнення проблем, що були висвітлені вище для регулювання частоти в більш широкому діапазоні.

ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРИ

1. Нужен источник питания? – обращайтесь в КОМПЭЛ! [Электронный ресурс]. Режим доступа:
2. Браун М. Источники питания. Расчет и конструирование.: Пер. с англ. – 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. ревко, 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. Єрмоменко Є.І. лабораторна установка для дослідження широтноімпульсного перетворювача напруги / Єрмоменко 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.Chip News. Силовая электроника. #7 (120) – 2007.
- 18.Active rectification [Електроний ресурс] / Wikipedia - The Free Encyclopedia – 7 November 2019. Режим доступу: https://en.wikipedia.org/wiki/Active_rectification
- 19.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>
- 20.Texas Instruments [Електроний ресурс] / TL494 Pulse-Width-Modulation Control Circuits. Режим доступу: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl494.pdf>
- 21.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
- 22.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
- 23.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
- 24.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.

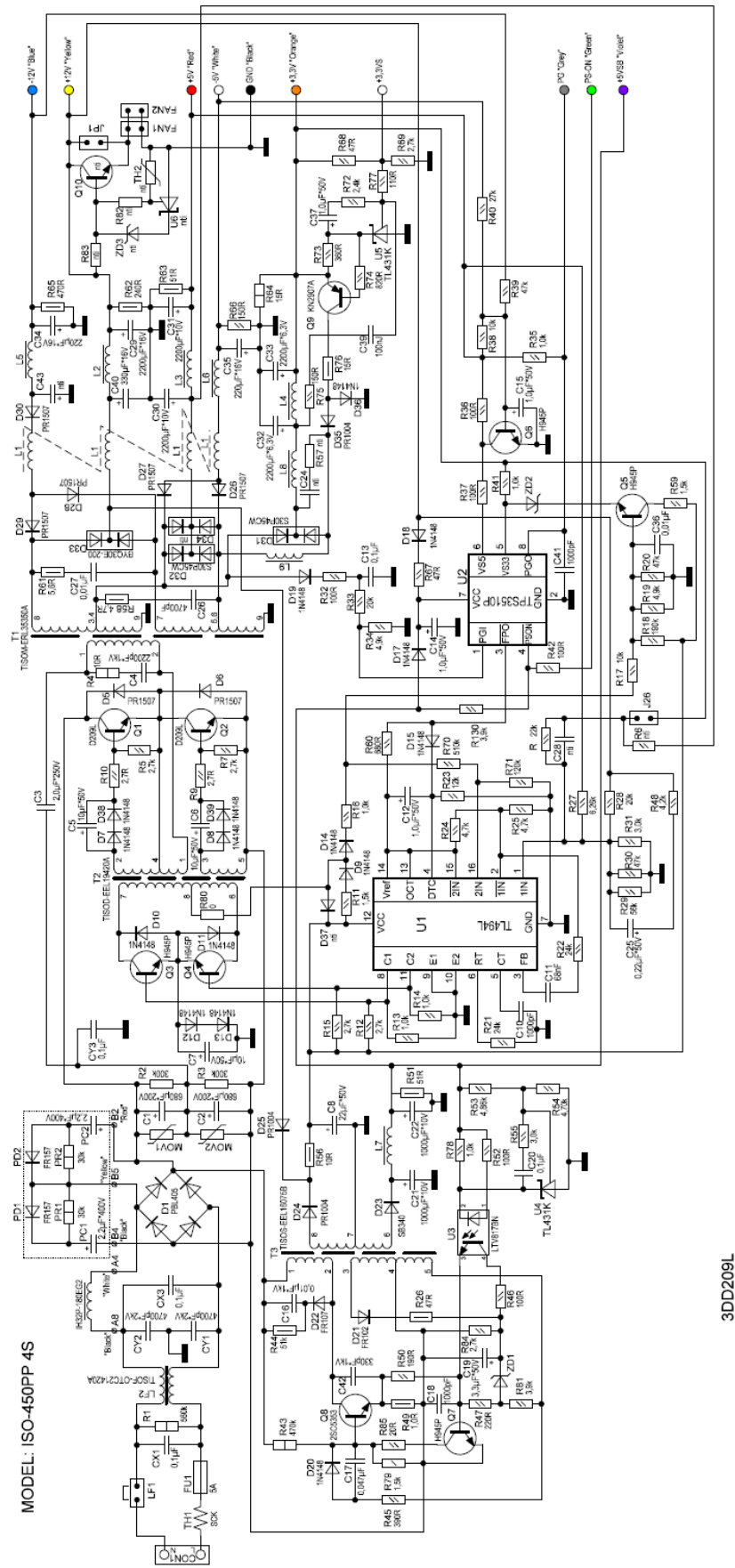
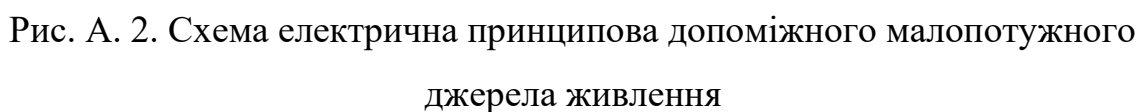


Рис. А. 1. Схема електрична принципова блоку живлення ISO-450PP.



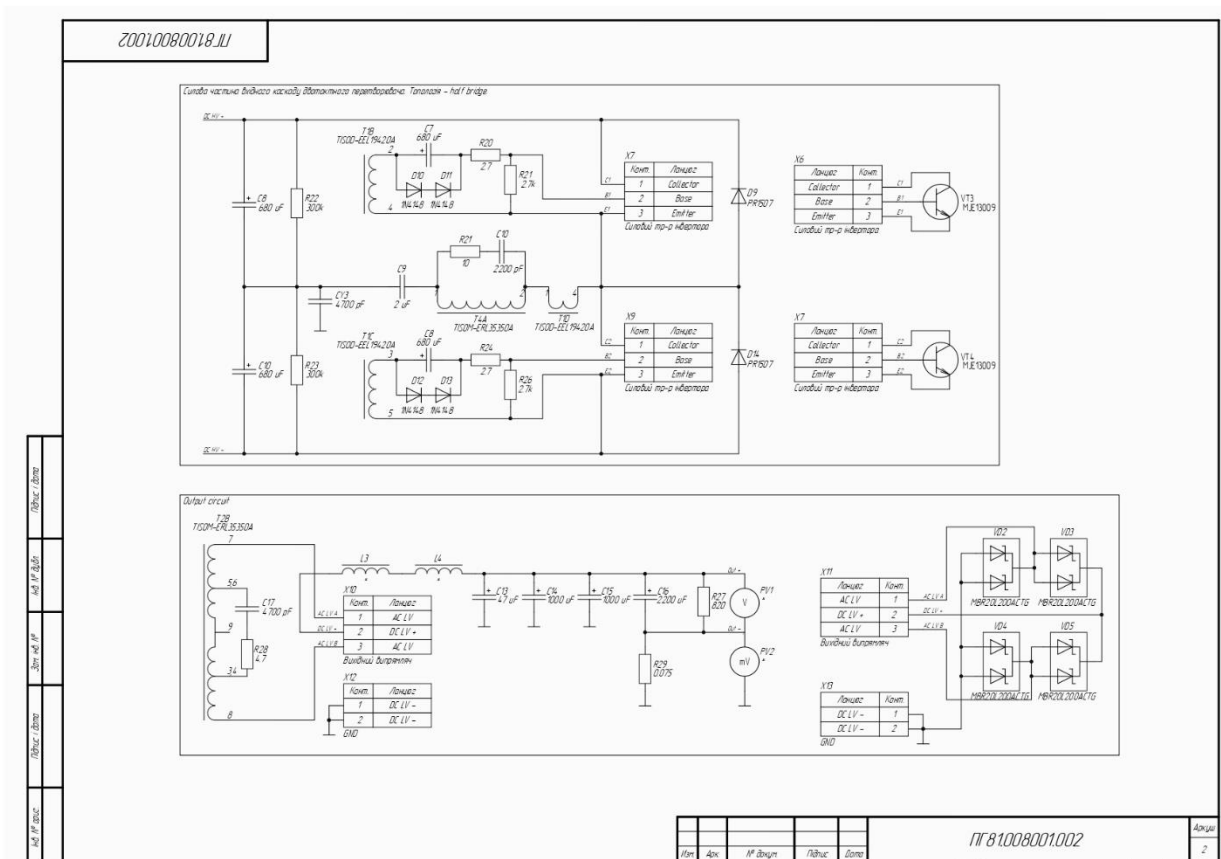


Рис. А. 4. Силовий інвертор, вихідний каскад

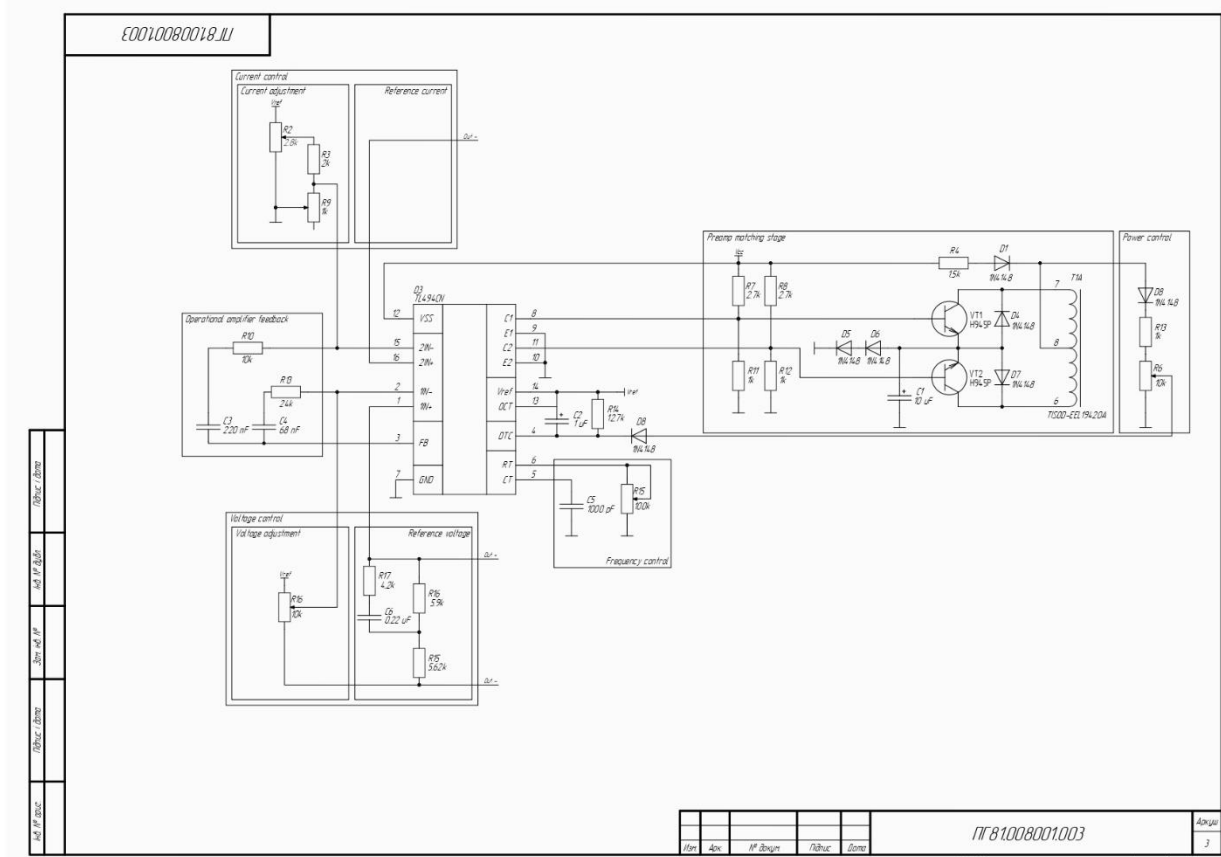


Рис. А. 5. Схема керування на основі TL494.

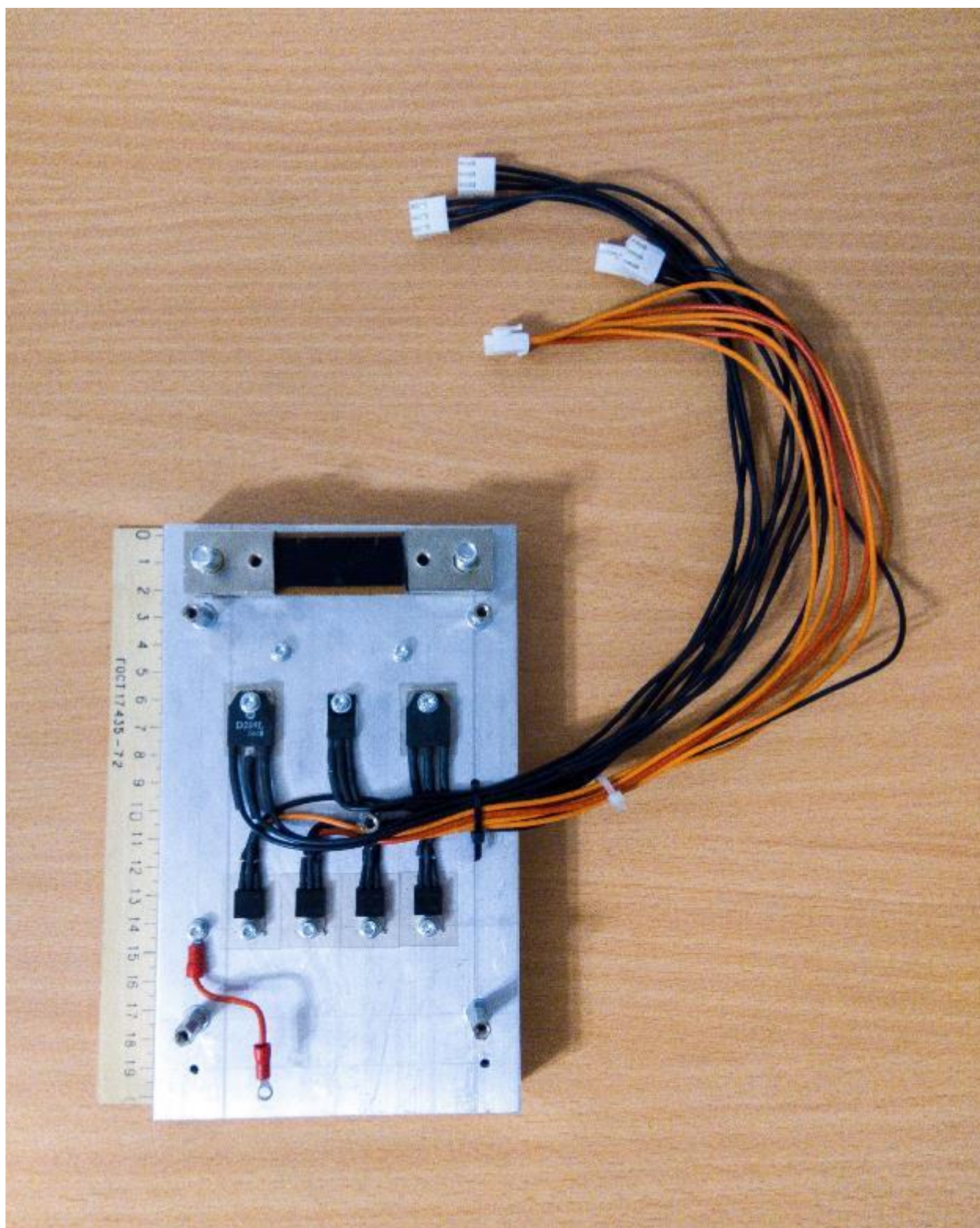


Рис. А. 6. Закріплення силових елементів БЖ на макеті.

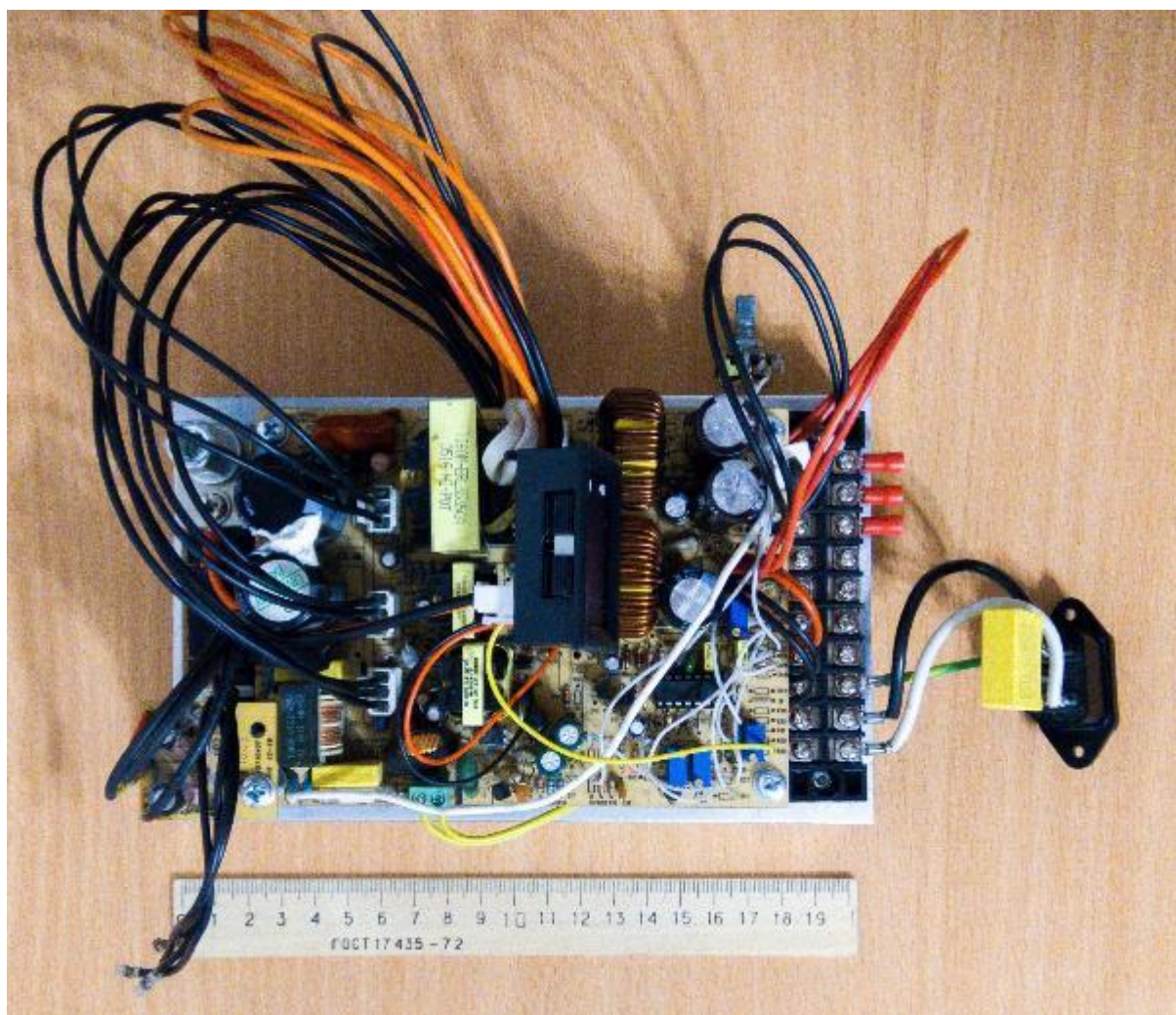


Рис. А. 7. Макет БЖ. Шунт, плата перетворювача, амперметр-вольтметр, клемна колодка (зліва-направо).

ДОДАТОК Б

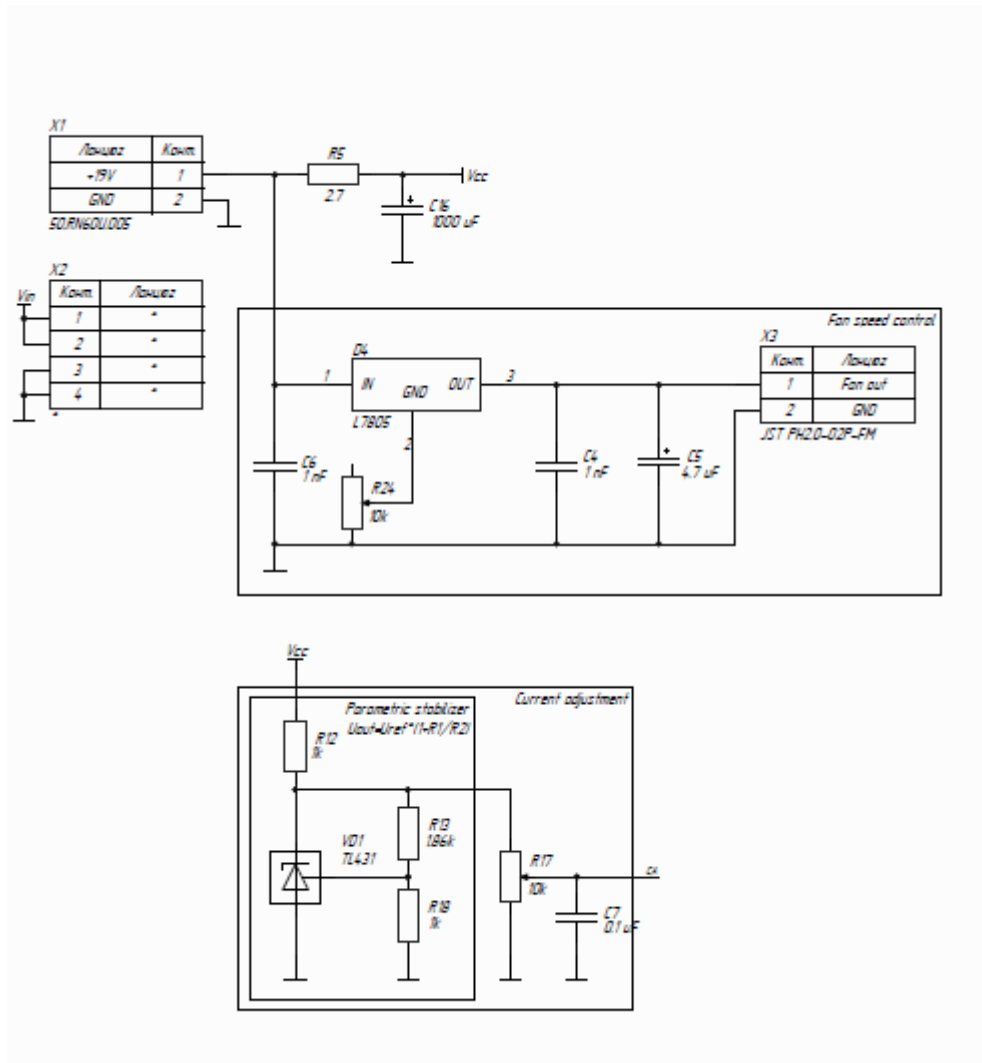


Рис. Б. 1. Схема електрична принципова навантажувального стенду (вхідні конектори, модуль регулювання обертів куллера, задання опорної напруги на входи ОУ).

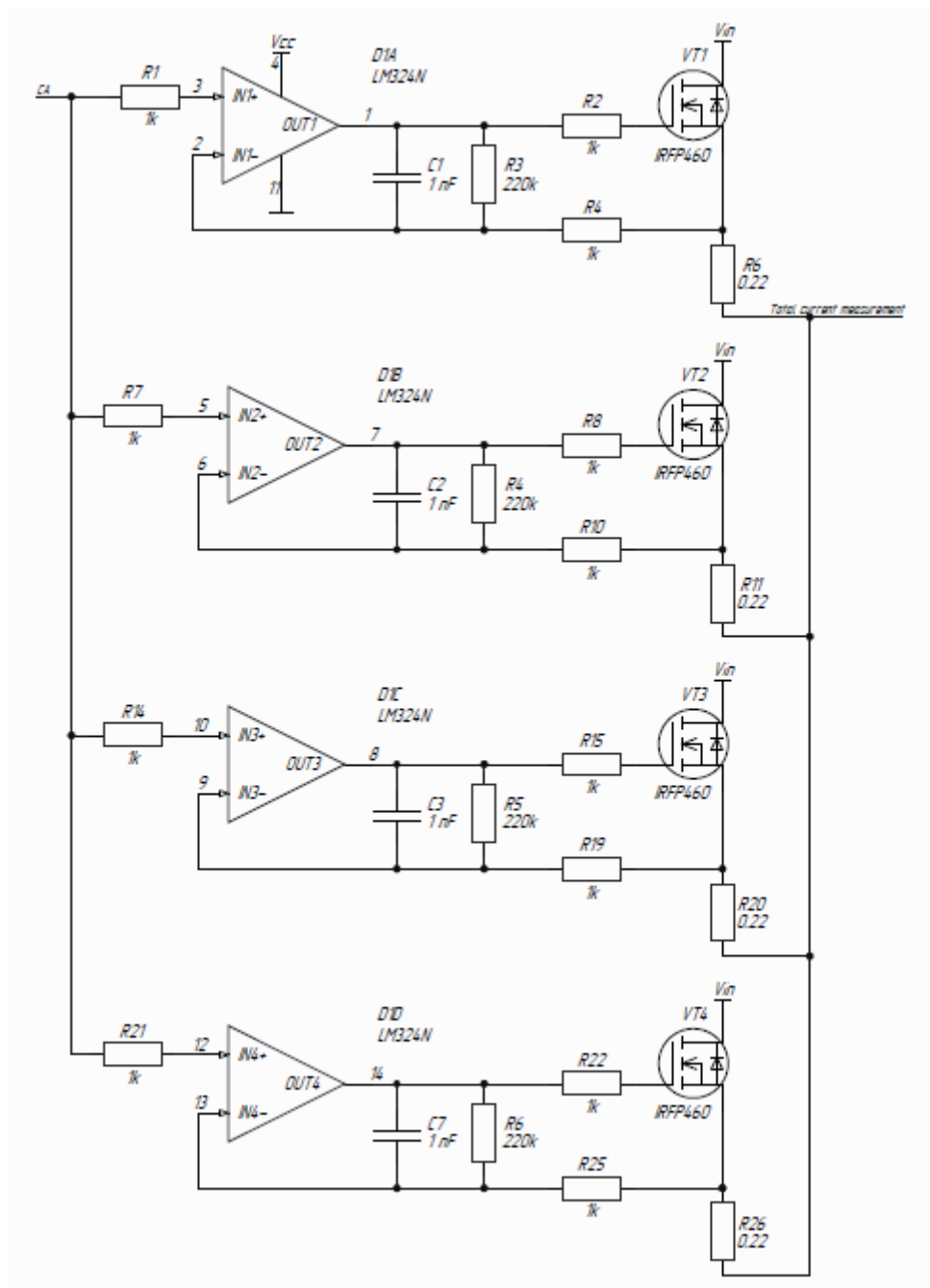


Рис Б. 2. Схема електрична принципова контролю струму, що проходить через кожний окремий транзистор (один з трьох блоків).

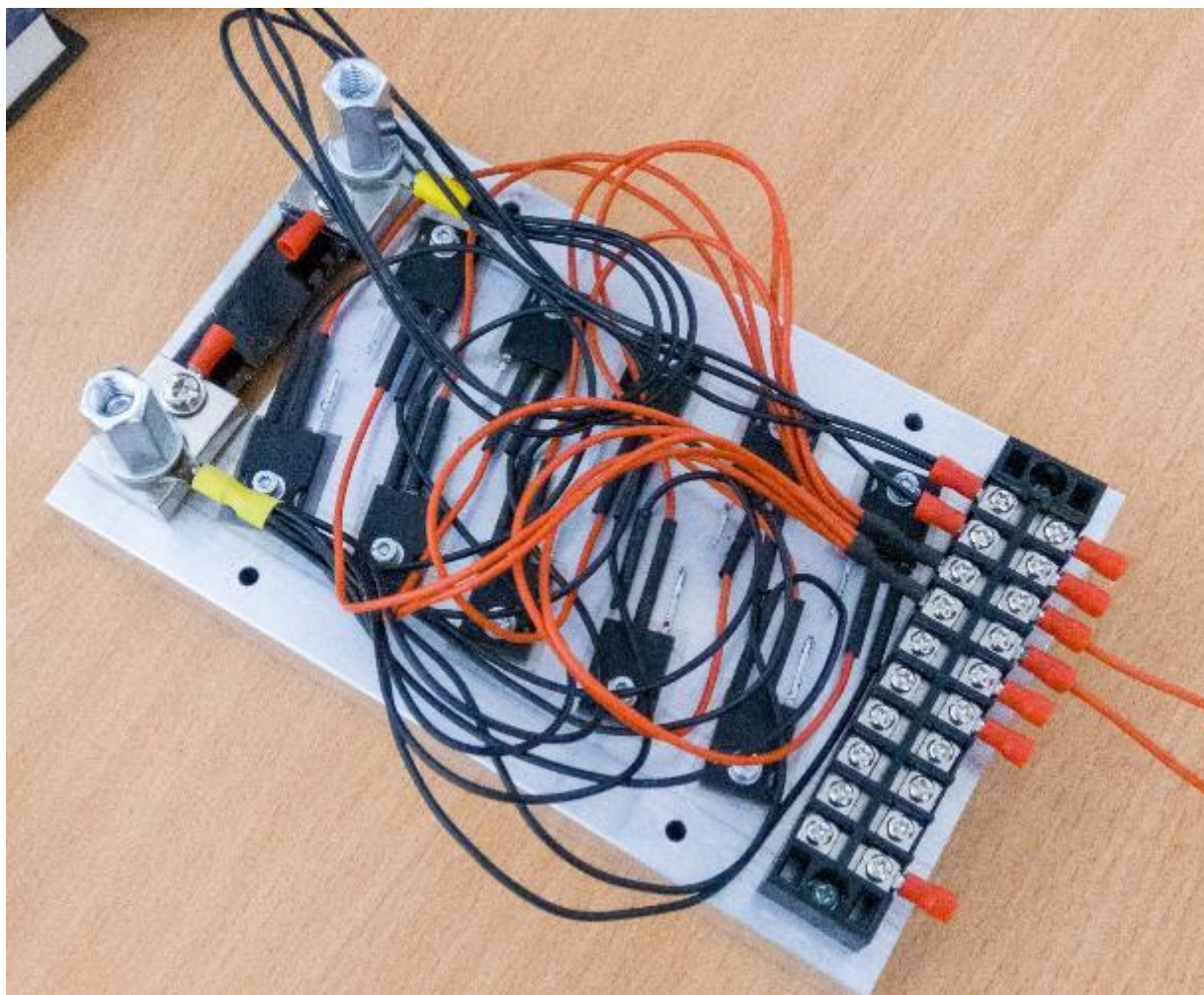


Рис. Б. 3. Макет навантажувального стенду (силова частина без частини управління).