

Міністерство освіти і науки України  
Донбаська державна машинобудівна академія

Кваліфікаційна наукова  
праця на правах рукопису

**Бурлака Володимир Володимирович**

УДК 621.791.75

## **ДИСЕРТАЦІЯ**

**РОЗРОБКА ТЕОРЕТИЧНИХ І НАУКОВО-ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПРИНЦИПІВ  
СТВОРЕННЯ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНИХ ІНВЕРТОРНИХ ДЖЕРЕЛ  
ЖИВЛЕННЯ ДЛЯ ЗВАРЮВАЛЬНИХ ПРОЦЕСІВ І СПОРІДНЕНИХ  
ТЕХНОЛОГІЙ**

Спеціальність 05.03.06 – Зварювання та споріднені процеси і технології

Подається на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук

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

---

(Бурлака В.В.)

Науковий консультант: Гулаков С.В., д.т.н., проф.

Краматорськ – 2018

## АНОТАЦІЯ

*Бурлака В.В.* Розробка теоретичних і науково-технологічних принципів створення енергоефективних інверторних джерел живлення для зварювальних процесів і споріднених технологій. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.03.06 – Зварювання та споріднені процеси і технології. – Донбаська державна машинобудівна академія, Краматорськ, 2018.

Робота направлена на вирішення задач створення енергоефективних зварювальних джерел живлення. При цьому під енергоефективністю визначається не тільки ефективність перетворення енергії (ККД), але і електромагнітна сумісність джерела живлення, здатність легко підпалювати і стабілізувати горіння зварювальної дуги, добрі масогабаритні характеристики, можливість застосування сучасних методів управління, які забезпечують контрольований процес горіння дуги, перенос електродного металу і т.ін.

Завдяки розвитку напрямку розробки інверторних джерел, що мають підвищену швидкодію, з'явилися технології забезпечення контрольованого перенесення електродного металу, зниження розбризкування і ін. Але при цьому часто залишається без уваги проблема електромагнітної сумісності інверторних зварювальних джерел живлення з мережею. Інверторні зварювальні джерела є потужними генераторами струмів вищих гармонік, що призводить до порушення режиму роботи електричної мережі, підвищення втрат енергії в ній, спотворення форми кривої напруги. Більш того, невідповідність більшості інверторних джерел сучасним стандартам електромагнітної сумісності не дозволяє організувати їх експорт.

Тому в роботі основна увага приділяється розробці таких підходів до створення зварювальних інверторних джерел живлення, які дозволять при збереженні якості реалізації технологічного процесу зварювання,

направлення і ін. супутніх процесів або усунути, або компенсувати негативні ефекти, пов'язані з їх роботою в електричній мережі, і забезпечити виконання вимог стандартів електромагнітної сумісності.

Відповідно до цього цілі і завдання роботи – це розробка принципів створення таких зварювальних джерел, які, крім добрих технічних і масогабаритних параметрів, відповідають сучасним стандартам електромагнітної сумісності.

Актуальність роботи обумовлена ще й тим, що в Україні введені в дію стандарти (ДСТУ ІЕС 60974-10:2007, ДСТУ ІЕС 61000-3-2:2004), які обмежують емісію гармонік струму технічними засобами. В 2014 році введений стандарт електромагнітної сумісності для обладнання з струмом від 16 до 75 А на фазу (ДСТУ EN 61000-3-12:2014). У цю категорію потрапляє абсолютна більшість зварювальних джерел.

Для рішення поставлених задач запропоновано декілька підходів:

- розробка активних випрямлячів для зварювальних інверторів з подвійним перетворенням енергії;
- розробка зварювальних інверторів з частковою корекцією коефіцієнта потужності;
- розробка зварювальних джерел прямого перетворення;
- розробка зварювальних джерел з інтегрованими функціями паралельних активних фільтрів вищих гармонік, здатних частково компенсувати негативні наслідки роботи в електричній мережі іншого обладнання з нелінійним характером вхідного опору;
- модифікація існуючого зварювального обладнання з низькочастотними трансформаторами за рахунок розробки блоків керування, які забезпечують ефективне формування необхідних вихідних характеристик;
- розробка універсальних пристроїв підпалу і стабілізації горіння зварювальної дуги, придатних для роботи як з

існуючими низькочастотними, так і з інверторними зварювальними джерелами.

**В першому розділі роботи** проведено літературний огляд питань впливу зварювального обладнання на електричну мережу, проаналізовано вимоги сучасних стандартів електромагнітної сумісності. Виконано огляд побудови силової частини зварювального обладнання, розкрито причини невідповідності більшості зварювального обладнання вимогам стандартів. Проведено огляд існуючих шляхів і технічних рішень, які забезпечують усунення гармонік вхідного струму зварювальних джерел.

**В другому розділі роботи** описані методики і обладнання для проведення досліджень, проектування, виготовлення, налагодження та вимірювання енергетичних параметрів розробленого обладнання. Автором спроектований і виготовлений комплекс електронного обладнання, що забезпечує: 1) вимірювання напруг, струмів, потужностей як в зварювальних колах, так і в мережі, а також параметрів якості електроенергії; 2) імітацію живлення розроблених джерел від одно- або трифазної мережі з контрольованою формою напруги і заданим повним опором; 3) запис осцилограм процесів для подальшої обробки, у т.ч. з використанням розробленого програмного забезпечення.

Для оцінки динамічних властивостей джерел живлення розроблений електронний модуль безконтактної комутації активного навантаження (баластних резисторів), що дозволяє з високою швидкістю змінювати опір навантаження випробовуваного джерела (час комутації не перевищує 2 мкс).

**В третьому розділі роботи** проведено дослідження шляхів підвищення енергоефективності зварювальних джерел живлення. Описано експерименти з визначення параметрів якості споживаного струму зварювальних джерел живлення з низькочастотними трансформаторами та зварювальних інверторів. Описано проведені експерименти з оцінки динамічних характеристик зварювальних джерел живлення, виконаних за різними технологіями (трансформаторних низькочастотних і інверторних). Оцінка



динамічних властивостей джерел показує їх здатність реагувати на збурюючі впливи з боку навантаження – зварювальної дуги, розплавленого електродного металу, флюсу і т.ін., а також здатність підтримувати стабільне горіння дуги. На основі літературного огляду і проведених досліджень визначені шляхи подальшого підвищення енергоефективності зварювального обладнання, сформульовані цілі роботи.

**В четвертому розділі роботи** йдеться про розробку принципів створення енергоефективних зварювальних джерел живлення. Запропоновано цифрову систему управління активним коректором коефіцієнта потужності з підвищеною швидкістю регулятора вихідної напруги. Застосування такої системи у складі інверторного зварювального джерела дає можливість знизити ємність накопичуючих конденсаторів ланки постійного струму при збереженні високої якості формування струму мережі.

Запропоновано декілька схемних рішень вхідних випрямлячів для зварювальних інверторних джерел з підвищеним коефіцієнтом потужності. В першій частині розділу наведені схемні рішення і алгоритми управління випрямлячами з неповною корекцією коефіцієнта потужності – такі системи відрізняються меншою собівартістю.

Далі наведені розроблені автором оригінальні схемні рішення і алгоритми управління активних випрямлячів з близьким до одиниці коефіцієнтом потужності, які відрізняються при високій якості процесу зварювання якісним формуванням вхідних струмів і забезпечують споживання зварювальним джерелом струму без реактивної компоненти і з малим вмістом вищих гармонік.

Для підвищення ефективності перетворення розроблені джерела живлення мають такий набір властивостей: використано принцип безпосереднього перетворення трифазної напруги мережі живлення в високочастотну; зменшене число напівпровідникових елементів в силовому ланцюзі; близький до одиниці коефіцієнт потужності за рахунок активного управління формою вхідного струму; відсутність накопичувального

конденсатора великої ємності за рахунок усунення ланки постійного струму. Наведені розроблені схеми і методи управління інверторних зварювальних джерел живлення з прямим перетворенням.

Запропоновано декілька варіантів схем джерел прямого перетворення: з одним або декількома силовими високочастотними трансформаторами, з різним режимом роботи трансформаторів (двотактний, прямоходовий, зворотноходовий). Проведена оцінка методів управління інверторними зварювальними джерелами живлення, запропоновані структури систем автоматичного управління, які дозволяють формувати вихідну характеристику джерела з заданим нахилом (тобто регулювати вихідний опір джерела), а також дозволяють організувати паралельну роботу декількох інверторних джерел, що дає змогу забезпечити живлення процесів відносно великої потужності, наприклад, наплавлення стрічковим електродом.

**У п'ятому розділі роботи** розроблені принципи створення інверторних джерел живлення з функціями поліпшення спектрального складу напруги мережі. Запропоновано оригінальний спосіб управління активним випрямлячем, який дозволяє обмежено інтегрувати в нього функції паралельного активного фільтра без датчиків струму, що дозволяє поліпшити спектральний склад напруги мережі живлення. Спосіб може бути застосований для практично всіх відомих топологій активних випрямлячів, в яких реалізовано пряме управління вхідним струмом. При застосуванні розробленої системи управління для 3-фазних активних випрямлячів, а також для джерел живлення з безпосереднім перетворенням, в яких є можливість прямого управління лінійними струмами, слід лише враховувати, що в разі трипровідного підключення до трифазної мережі необхідно відфільтровувати нульову послідовність в фазних напругах перед обробкою їх відповідно до розробленого алгоритма.

Застосування зварювальних джерел з функціями поліпшення спектрального складу напруги мережі дозволить забезпечити дотримання вимог стандартів електромагнітної сумісності технічних засобів, підвищити

якість електроенергії та поліпшити умови роботи інших навантажень, в т.ч. зварювального обладнання, підключених до тієї ж мережі.

**В шостому розділі роботи** запропонований новий підхід до проектування і розробки принципів управління якістю зварювального процесу з боку джерела живлення. Розроблені декілька схемних рішень інверторних джерел з підвищеною напругою холостого ходу, що забезпечує легкий підпал і стабільне горіння зварювальної дуги. Розроблено оригінальне джерело для зварювання змінним струмом неплавким електродом. Джерело виконане на основі низькочастотного зварювального трансформатора з додатково встановленим послідовним активним фільтром, система управління яким забезпечує усунення постійної складової зварювального струму і формує необхідну вихідну характеристику джерела.

Розроблено модуль зміни полярності для реалізації процесів зварювання неплавким електродом при застосуванні зварювальних інверторів з постійним вихідним струмом. Пристрій дозволяє регулювати частоту вихідного струму в межах 20 ... 275 Гц і міняти його скважність в діапазоні 1 ... 99 %.

Розроблені декілька пристроїв підпалу і стабілізації зварювальної дуги. Описані варіанти таких пристроїв для роботи із зварювальними трансформаторами, а також універсальний пристрій стабілізації дуги, придатний для використання як із низькочастотними трансформаторами, так і з зварювальними інверторами, які не мають вбудованих засобів стабілізації дуги.

**В сьомому розділі роботи** наведено інформацію про промислове випробування розроблених джерел живлення і економічний ефект, який складає 1684 тис.грн.

**Ключові слова:** зварювальний інвертор, дугове зварювання, електрична дуга, коефіцієнт потужності, стабілізатор дуги,

**електромагнітна сумісність, вищі гармоніки, безпосереднє перетворення,  
модульне джерело живлення**

**ABSTRACT**

*Burlaka V.V.* “Development of theoretical, scientific and technological principles for the creation of energy efficient inverter-type power supplies for welding processes and related technologies”. – Scientific qualification work with the rights of manuscript.

Dissertation submitted in fulfillment of the requirements for the degree of doctor of technical sciences, specialty 05.03.06 – “Welding and related processes and technologies” – Donbass State Machine Building Academy, Kramatorsk, 2018.

The work is devoted to solving the problems of creating energy-efficient power supplies for welding. It is worth to note that energy efficiency is determined not only by the energy conversion efficiency itself, but also by the electromagnetic compatibility of the power supply, its ability to easily ignite and stabilize the welding arc, good weight and size characteristics, the possibility of application of modern control methods that provide control over the process of arc burning, over the transfer of the electrode metal and so on.

Due to the development of the high performance inverter-type power supplies with, various technologies for ensuring controlled transfer of electrode metal, reduction of spattering, etc., appeared. However, the problem of electromagnetic compatibility of inverter welding power supplies with the network often goes unnoticed. Inverter welding supplies are powerful generators of high-order current harmonics, which leads to a deterioration of the operation efficiency of the electrical network, increasing energy losses in it, inducing distortion of the voltage waveform. Moreover, the nonconformance of most inverter-type power

supplies with modern electromagnetic compatibility standards does not allow to organize their export.

Therefore, the main attention in the work is paid to the development of such approaches to the creation of inverter-type power supplies for welding, which, while maintaining the quality of the implementation of the technological process of welding, surfacing, etc. associated processes, will allow to eliminate or partially compensate the negative effects associated with their work in the electrical network, and ensure compliance with the requirements of the electromagnetic compatibility standards.

In accordance with this goal, the main task of present work is the development of the principles of creating such welding power supplies, which, in addition to good technical, weight and size parameters, meet the requirements of current electromagnetic compatibility standards.

The relevance of the work is also determined by the fact that in Ukraine, standards that limit the emission of harmonic currents by technical means have been put in place (DSTU IEC 60974-10: 2007, DSTU IEC 61000-3-2: 2004). In 2014, a standard for electromagnetic compatibility for equipment with a current of 16 to 75 A per phase was introduced (DSTU EN 61000-3-12: 2014). The vast majority of welding power supplies fall into this category of equipment.

Several approaches are proposed for solving the aforementioned problems:

- development of active rectifiers for inverter welding supplies with double energy conversion (AC/DC/AC);
- development of welding inverters with partial power factor correction;
- development of direct conversion power supplies for welding;
- development of welding power supplies with integrated functions of parallel active power filters of high-order harmonics, which can partially compensate the negative effects of operation of other equipment with a nonlinear input resistance in the electrical network;

- modification of existing welding equipment with low-frequency transformers by means of the development of control blocks and systems that ensure the effective formation of the required output characteristics;
- development of universal devices for excitation and stabilization of welding arc burning, suitable for work with existing low-frequency, and with inverter-type welding power supplies.

**In the first chapter of the work,** a literary review of the issues of the influence of welding equipment on the electric network was conducted, the requirements of modern standards of electromagnetic compatibility were analyzed. A review of the power conversion topologies of the welding equipment is carried out, the reasons for the nonconformance of most welding equipment with the requirements of standards are disclosed. An overview of existing ways and technical solutions that ensure the elimination of the harmonics in the welding supplies' input current is carried out.

**The second chapter** describes the techniques and equipment for conducting research, designing, manufacturing, fine-tuning and measuring the energy parameters of the equipment developed. The author designed and manufactured a set of electronic equipment, which provides: 1) measurement of voltages, currents, apparent power components (active, reactive, distortion) both in welding circuits and in the mains, as well as power quality parameters; 2) simulation of the operation of developed supplies in a single- or three-phase networks with a controlled voltage waveform and a given full impedance; 3) recording of oscillograms of processes for further processing, including processing using the software developed.

To evaluate the dynamic properties of power supplies, an electronic module for contactless switching of active load (ballast resistors) has been developed, which allows for high-speed changing the load resistance of the power supply under testing (switching time does not exceed 2  $\mu$ s).

**In the third chapter of the work,** research was conducted on ways to increase the energy efficiency of welding power supplies. Experiments on

determination of power quality parameters of input current of welding power supplies with low-frequency transformers and welding inverters are described. The experiments to assess the dynamic characteristics of welding power supplies, built using different technologies (with low-frequency transformer and inverter-type) are carried out and are described. An assessment of the dynamic properties of the power supplies indicates their ability to respond to disturbing influences from the load side – the welding arc, molten electrode metal, flux, etc., as well as the ability to maintain a stable arc burning. On the basis of the literature review and the conducted research, ways of further energy efficiency increase of the welding equipment have been determined, the goals of the work are formulated.

**The fourth chapter of the work** deals with the development of principles for the creation of energy-efficient welding power supplies. The digital control system for the active power factor corrector with the improved performance of the output voltage regulator is proposed. The use of such a system in the inverter-type welding supplies enables to reduce the capacitance of the DC-link bulk capacitors while maintaining high quality of the input current shaping.

Several circuit topologies of input rectifiers for welding inverter-type supplies with a high power factor are proposed. In the first part of the chapter, schematic solutions and control algorithms for active rectifiers with partial power factor correction – such systems are less costly – are presented.

The author's original circuit topologies and algorithms for controlling active rectifiers with close to unity power factor are presented. These rectifiers, while ensuring the high quality of the welding process, provide accurate shaping of their input currents and provide mains current without a reactive component and with a small ratio of high-order harmonics.

To improve the energy conversion efficiency, the developed power supplies have the following set of properties: the principle of direct conversion of the three-phase mains voltage to the high-frequency AC voltage; reduced number of semiconductor elements in the power circuit; close to unity power factor due to the active control of the input current; the absence of a bulk large capacitance storage

capacitor due to the elimination of the DC link. The developed circuits and control methods of inverter-type welding power supplies utilizing direct conversion principle are presented.

Several variants of the schemes of direct conversion type power supplies are proposed: with one or several high-frequency power transformers, with different operating modes of transformers (push-pull, forward, flyback). An estimation of the control methods of inverter-type welding power supplies is proposed. The structures of automatic control systems are proposed, which allow to provide the output characteristic of the welding power source with a predetermined output resistance, and also allow to organize the parallel operation of several inverter-type supplies, which enables to feed the relatively large power processes, for example, deposition using tape electrode.

**In the fifth chapter of the work** the principles of creating inverter-type power supplies with the functions of improving the network voltage spectrum are developed. The original algorithm of controlling the active rectifier is proposed, which allows to integrate the functions of a parallel active filter without current sensors into it. This allows to improve the spectrum of the mains voltage. The proposed algorithm can be applied to practically all known topologies of active rectifiers with direct control of the input currents. When applying the developed control system for 3-phase active rectifiers, as well as for direct-conversion type power supplies with a direct control of line currents, one should only take into account that in the case of a three-wire connection to a three-phase mains, it is necessary to filter out the zero sequence component of the phase voltages before processing them in accordance with the developed algorithm.

The use of welding supplies with the functions of improving the mains voltage spectrum will ensure compliance with the requirements of the standards of electromagnetic compatibility of technical means, improve the electric power quality and improve the working conditions of other loads, including welding equipment, connected to the same network.



**In the sixth chapter of the work,** a new approach to the design and development of the principles of the welding process quality control from the power supply side, is proposed. Several circuit topologies of inverter-type welding power supplies with an increased open circuit voltage have been developed, which ensures easy ignition and stable burning of the welding arc. An original power supply for TIG-AC welding has been developed. The supply is made on the basis of a low-frequency welding transformer with an additionally installed series power active filter, the control system of which provides the elimination of the DC component of the welding current and forms the necessary output characteristic of the supply.

The auxiliary module for polarity changing for the realization of TIG-AC welding process using welding inverter with DC output current is developed. The module allows to regulate the frequency of an output current from 20 to 275 Hz and to change its duty cycle in the range of 1 to 99 %.

Several devices for the welding arc ignition and stabilization have been developed. The variants of such devices for use with low-frequency welding transformers, as well as a universal arc stabilizer, suitable for use both with low frequency transformers and with welding inverters that do not have built-in arc stabilization means are described.

**The seventh chapter of the work** provides information on the industrial testing of developed power supplies and on the economic effect, which is 1684 thousand UAH.

**Keywords:** welding inverter, arc welding, electric arc, power factor, arc stabilizer, electromagnetic compatibility, high order harmonics, direct conversion, modular power supply.

## Список публікацій здобувача

### Монографії:

1. Бурлака В.В. Современная схемотехника импульсных источников питания с активной коррекцией коэффициента мощности: монография / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // Мариуполь : ГВУЗ “ПГТУ”, 2013. – 123 с.
2. Бурлака В.В. Сучасні силові активні фільтри та імпульсні джерела живлення з корекцією коефіцієнта потужності: монографія / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков, С.К. Поднебенна // Маріуполь : ПДТУ, 2015. – 198 с.
3. Бурлака В.В. Активные выпрямители с коррекцией коэффициента мощности: монография / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // Saarbrücken : LAP Lambert Academic Publishing, 2015. – 170 p.

### Статті у виданнях, включених до НБД SCOPUS:

4. Burlaka V. Development of single-phase high-power factor inverter welding sources / V. Burlaka, E. Lavrova, S. Podnebennaya, I. Zakharova // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies, 4/1 (88), 2017. – pp. 18-24.

DOI: 10.15587/1729-4061.2017.106957

5. Podnebennaya S.K. A power parallel active filter with higher efficiency / S. K. Podnebennaya, V.V. Burlaka, S. V. Gulakov // Russian Electrical Engineering. – June 2013, Volume 84, Issue 6, pp 308-313.

<http://link.springer.com/article/10.3103%2FS1068371213060072>

6. Burlaka V.V. A three-phase high-frequency AC/DC converter with power-factor correction / V.V. Burlaka, S. V. Gulakov, S. K. Podnebennaya // Russian Electrical Engineering. – April 2017, Volume 88, Issue 4, pp 219-222.

doi:10.3103/S1068371217040058

7. Burlaka V.V. Power factor corrector with a high-order harmonics filtering function / V.V. Burlaka, S. V. Gulakov // MATEC Web of Conferences, Volume 113, 2017

<https://doi.org/10.1051/matecconf/201711301005>

8. Поднебенная С.К. Three-Phase Power Supply for Resistance Welding Machine with Corrected Power Factor / С.К. Поднебенная, В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // Науковий вісник НГУ. – Дніпро: Національний гірничий університет, 2017. – № 4. – С. 67 – 72.

<http://nvngu.in.ua/index.php/en/monographs/1461-engcat/archive/2017-eng/contents-4-2017/electrical-complexes-and-systems/4068-three-phase-power-supply-for-resistance-welding-machine-with-corrected-power-factor>

**Статті у закордонних виданнях:**

9. Бурлака В.В. Сварочный инверторный источник питания с повышенным коэффициентом мощности / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков, С.К. Поднебенная // Сварочное производство. 2017. – № 9 – М.: Машиностроение, 2017. – С. 41 – 47.

10. Сивокобыленко В.Ф. Анализ методов предотвращения автономной работы участков сети SMART GRID 0.4 кВ / В.Ф. Сивокобыленко, А.П. Никифоров, В.В. Бурлака, С.К. Поднебенная // Известия ВУЗов и энергетических объединений СНГ: Энергетика. Международный научно-технический журнал. – Минск: Изд-во БНТУ, 2015. – № 2. – С. 26 – 34.

<https://rep.bntu.by/bitstream/handle/data/17329/%D0%A1.%2026-34.pdf?sequence=1>

11. Бурлака В.В. Усовершенствование двунаправленного трехфазного выпрямителя / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков, Т.М. Матяшова // Известия ВУЗов и энергетических объединений СНГ: Энергетика. Научно-технический и производственный журнал. – Минск: Изд-во БНТУ, 2013. – № 2. – С. 30-36.

<https://rep.bntu.by/handle/data/5450>

**Статті у виданнях ВАК:**

12. Бурлака В.В. О возможностях управления параметрами качества электроэнергии со стороны электроприемников с активными выпрямителями / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков, С.К. Поднебенная, О.С. Савенко // Вісник

Приазовського державного технічного університету. Серія: Технічні науки: Зб. наук. пр. – Маріуполь: ДВНЗ «ПДТУ», 2017. – Вип. 34. – С. 139 – 147.

<http://eir.pstu.edu/handle/123456789/13812>

13. Поднебенная С.К. К вопросу повышения коэффициента мощности однофазных источников питания машин контактной сварки / С.К. Поднебенная, В.В.Бурлака, С.В. Гулаков // Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України. – К.: ІЕД НАНУ, 2017. – Вип.46. – С. 126 – 133.

<http://ied.org.ua/ansborn/ansb46.s17.html>

14. Поднебенная С.К. Автоматизированная система управления источником питания машины контактной сварки / С.К. Поднебенная, В.В. Бурлака, С.В.Гулаков // Вісник Приазовського державного технічного університету. Серія: Технічні науки: Зб. наук. пр. – Маріуполь: ДВНЗ «ПДТУ», 2016. – Вип. 33. – С. 131 – 141.

<http://eir.pstu.edu/handle/123456789/12860>

15. Бурлака В.В. Инверторный прямоходовый источник питания с повышенным коэффициентом мощности / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков, С.К. Поднебенная // Автоматическая сварка. – 2017. – №3 – К.:ИЭС им. Е.О. Патона, 2017. – С. 59-61.

16. Поднебенная С.К. К вопросу обеспечения электромагнитной совместимости источников питания машин контактной сварки с электрической сетью / С.К. Поднебенная, В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // Автоматическая сварка. – 2016. – №12 – К.:ИЭС им. Е.О. Патона, 2016. – С. 54-58.

17. Бурлака В.В. Устройство для возбуждения и стабилизации сварочной дуги / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков //Автоматическая сварка. – 2016. – №11 – К.:ИЭС им. Е.О. Патона, 2016. – С. 48-51.

18. Бурлака В.В. Перспективные инверторные сварочные источники питания с повышенным коэффициентом мощности / В.В. Бурлака,

С.В. Гулаков, С.К. Поднебенная // Автоматическая сварка. – 2016. – № 4 – К.: ИЭС им. Е.О. Патона, 2016. – С. 53-57.

19. Бурлака В.В. Источник питания для электродуговой сварки с повышенной энергоэффективностью / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков, С.К. Поднебенная, А.Л. Мостинец // Вісник Приазовського державного технічного університету. Серія: Технічні науки: Зб. наук. пр. – Маріуполь: ДВНЗ «ПДТУ», 2014. – Вип. 29. – С. 169-174.

<http://eir.pstu.edu/handle/123456789/6921>

20. Сивокобыленко В.Ф. Повышение живучести комплекса электротехнического оборудования участков сети smart-GRID на основе применения активных фильтров / В.Ф. Сивокобыленко, А.П. Никифоров, В.В. Бурлака, С.К. Поднебенная // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія “Електротехніка і енергетика”: Зб.наук.пр. – Донецьк: ДВНЗ “ДонНТУ”, 2014. – №1(16). – с. 198-205.

<http://ea.donntu.edu.ua:8080/handle/123456789/27979>

21. Поднебенная С.К. Применение «динамических конденсаторов» для компенсации несимметрии в электрических сетях / С.К. Поднебенная, В.В.Бурлака, С.В.Гулаков // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Щоквартальний науково-виробничий журнал. – Кременчук: КрНУ, 2015. – Вип. 2/2015 (30). – С. 147 – 153.

22. Burlaka V.V. Hybrid VAR compensator with improved efficiency / V.V. Burlaka, S.V. Gulakov, S.K. Podnebennaya, O.S. Savenko // Вісник Приазовського державного технічного університету. Серія: Технічні науки: Зб. наук. пр. – Маріуполь: ДВНЗ «ПДТУ», 2014. – Вип. 29. – С. 174-180.

<http://eir.pstu.edu/handle/123456789/6922>

23. Бурлака В.В. Гибридный компенсатор реактивной мощности с плавным регулированием / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков, С.К. Поднебенная, О.С. Савенко // Електротехніка та електроенергетика: науковий журнал. – Запоріжжя: ЗНТУ, 2014. – № 2. – С.13-19.

<http://journals.uran.ua/index.php/1607-6761/article/view/87223>

24. Бурлака В.В. Трехфазные сварочные источники прямого преобразования с активной коррекцией коэффициента мощности / В.В. Бурлака // Вісник Приазовського державного технічного університету : зб. наукових праць (Серія : Технічні науки) / ПДТУ. – Маріуполь, 2013. – Вип. 26. – С. 210-215

<http://eir.pstu.edu/handle/123456789/5917>

25. Бурлака В.В. Прямоходовый инверторный источник питания прямого преобразования с коррекцией коэффициента мощности / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // Електротехніка та електроенергетика: науковий журнал. – Запоріжжя, вид-во ЗНТУ, 2013. – № 1. – с.48-51.

<http://ee.zntu.edu.ua/article/view/89321>

26. Бурлака В.В. Модульный инверторный источник питания с активной коррекцией коэффициента мощности / В.В. Бурлака // Научный вестник ДГМА: сб.науч.тр.(online). – Краматорск, 2012. – №2 (10Е). – с.8-13.

[http://www.dgma.donetsk.ua/science\\_public/science\\_vesnik/%E2%84%962\(10%D0%95\)\\_2012/article/12BVVPFC.pdf](http://www.dgma.donetsk.ua/science_public/science_vesnik/%E2%84%962(10%D0%95)_2012/article/12BVVPFC.pdf)

27. Бурлака В.В. Трехфазный инверторный источник питания с непосредственным преобразованием и повышенным коэффициентом мощности / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // Автоматическая сварка. – 2012. – №7 – К.:ИЭС им. Е.О. Патона, 2012. – С. 44 – 46.

28. Бурлака В.В. Способ повышения коэффициента мощности инверторных сварочных источников с трехфазным питанием /В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // Вісник Донбаської державної машинобудівної академії: збірник наукових праць. – Краматорськ: ДДМА, 2012. – № 3 (28). – с. 69-73.

29. Поднебенная С.К. Снижение уровня помех, генерируемых сварочными источниками питания при помощи параллельного активного фильтра с повышенной эффективностью / С.К. Поднебенная, В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // Вісник Донбаської державної машинобудівної академії: збірник наукових праць. – Краматорськ: ДДМА, 2012. – № 3 (28). – с. 221-225.

30. Гулаков С.В. Моделирование распределения тока в капле электродного металла при сварке в  $\text{CO}_2$  / С.В. Гулаков, В.В. Бурлака, О.В. Харланов, И.С. Псарева, А.В. Ярыза-Стеценко // Захист металургійних машин від поломок: Зб. наук. пр. – Маріуполь, 2013. – Вип.12. – с. 242-244.

31. Поднебенная С.К. Двухступенчатый силовой параллельный активный фильтр / С.К. Поднебенная, В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія “Електротехніка і енергетика”: Зб.наук.пр. – Донецьк: ДВНЗ “ДонНТУ”, 2013. – №1(14). – с. 222-226.

32. Поднебенная С.К. Совершенствование системы управления параллельным активным фильтром / С.К. Поднебенная, В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // Науковий вісник Чернівецького університету: зб.наук.пр. Фізика. Електроніка.– Т.2, вип.1. – Чернівці: Чернівецький національний університет, 2012. – С. 44-47.

33. Поднебенная С.К. Источник питания машины контактной сварки с улучшенной электромагнитной совместимостью /С.К. Поднебенная, В.В. Бурлака, С.В. Гулаков, В.Г. Скосырев // Вісник Приазовського державного технічного університету : зб. наукових праць. Сер.: Технічні науки. – Маріуполь: ДВНЗ “ПДТУ”, 2017. – Вип. 35. – С. 162-168.

34. Варфоломеев А.А. Обзор методов управления матричными преобразователями / А.А. Варфоломеев, В.В. Бурлака // Вісник Приазовського державного технічного університету : зб. наукових праць (Серія : Технічні науки) / ПДТУ. – Маріуполь, 2012. – Вип. 24. – С. 282-289.

35. Гулаков С.В. Исследование причин разбрызгивания электродного металла при сварке в  $\text{CO}_2$  / С.В. Гулаков, В.В. Бурлака, О.В. Харланов // Вісник Донбаської державної машинобудівної академії: збірник наукових праць. – Краматорськ: ДДМА, 2014. – № 1 (32). – с. 188-192.

36. Гулаков С.В. Стабилизатор переменного напряжения на основе матричного преобразователя / С.В. Гулаков, В.В. Бурлака, М.Д. Дьяченко,

В.М. Дьяченко // Вісник Приазовського державного технічного університету: Зб. наук. пр. – Маріуполь, 2008. – Вип. 18. – С. 145-148.

37. Гулаков С.В. Параллельный активный фильтр с повышенным коэффициентом подавления высших гармоник тока / С.В. Гулаков С.В., В.В. Бурлака, С.К. Бублик, М.Д. Дьяченко // Вісник Приазовського державного технічного університету: Зб. наук. пр. – Маріуполь, 2009. – Вип. 19. – С. 237-241.

38. Бурлака В.В. Перспективные сварочные источники с трехфазным питанием / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // Вісник Донбаської державної машинобудівної академії : тематичний збірник наукових праць . – Краматорськ : ДДМА , 2010. – № 2 (19). – С. 48-51.

39. Гулаков С.В. Снижение уровня помех, генерируемых сварочными источниками питания / С.В. Гулаков, В.В. Бурлака, С.К. Бублик, М.Д. Дьяченко // Вісник Донбаської державної машинобудівної академії : тематичний збірник наукових праць . – Краматорськ : ДДМА , 2010. – № 2 (19). – С. 91-95.

40. Бурлака В.В. Обзор методов управления активными фильтрами / В.В. Бурлака, С.К. Поднебенная, М.Д. Дьяченко // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Щоквартальний науково-виробничий журнал. – Кременчук: КНУ, 2011. – Вип. 1/2011 (13). – С.51 – 54.

41. Бурлака В.В. Метод управления корректором коэффициента мощности с интегрированными функциями активного фильтра / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков, С.А. Федоровская // Вісник Приазовського державного технічного університету. Сер.: Технічні науки: Зб. наук. пр. – Маріуполь, 2011. – Вип. 22. – С. 226-231.

42. Бурлака В.В. Импульсный 3-фазный источник питания с непосредственным преобразованием и активной коррекцией коэффициента мощности / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // Праці Луганського відділення Міжнародної Академії інформатизації. – Луганськ, 2011. – № 3(25) 2011. – С. 116 – 121.



43. Бурлака В.В. Преобразователь для TIG сварки / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков, С.К. Поднебенная // Зварювання та споріднені технології: матеріали VIII міжнародної конференції молодих учених та спеціалістів, Київ, 20-22 травня 2015. – Київ: ІЕЗ ім. Є.О. Патона, 2015. – С. 308.

44. Бурлака В.В. Анализ подходов к реализации систем беспроводной передачи энергии с использованием низкочастотных магнитных полей / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков, С.К. Поднебенная, В.Г. Скосырев // Вісник Приазовського державного технічного університету : зб. наукових праць. Сер.:Технічні науки.–Маріуполь:ДВНЗ “ПДТУ”,2017. – Вип. 35. – С. 156-161.

45. Гулаков С.В. Особенности горения дуги на торце ленточного электрода / С.В. Гулаков, В.В. Бурлака, А.И. Кулябина // Вісник Донбаської державної машинобудівної академії: збірник наукових праць. – Краматорськ: ДДМА, 2016. – № 2 (38). – с.107 – 110.

**Статті в інших виданнях:**

46. Burlaka V.V. A Hybrid Three-Phase Boost-Type PFC Rectifier / V.V. Burlaka, S.K. Podnebennaya // International Young Scientists Forum on Applied Physics [Электронный ресурс]: Forum Proceedings CD-ROM. - Dnipropetrovsk, 2015.

<https://www.ysc.org.ua/2015/data/YSF-2015-program.pdf>

47. Burlaka V.V. Hybrid power-factor-corrected recitifer for switchmode welding power supplies / V.V. Burlaka, S.V. Gulakov // Сварка и родственные технологии: Материалы VII научно-технической конференции молодых ученых и специалистов, Киев, 22-24 мая 2013. – К.:ИЭС им. Е.О.Патона, 2013. – с. 188.

48. Поднебенная С.К. Двухступенчатый подход к проектированию силовых параллельных активных фильтров / С.К. Поднебенная, В.В. Бурлака // 17-й Международный молодежный форум «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке». Сб. материалов форума. Т.1. «Электронная техника и технологии» – Харьков: ХНУРЭ, 2013. – С. 25 – 26.

**Патенти:**

1. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Джерело живлення з трифазним входом. – Патент №63702 України на корисну модель. МПК Н02Н 7/09 (2006.01); № и 2009 13205; заявл. 18.12.2009; опубл. 25.10.2011. – Бюл. № 20. – 3 с.
2. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Активний перетворювач струму в напругу. – Патент №67375 України на корисну модель. МПК Н02Н 7/10 (2006.01); № а 2009 09591; заявл. 18.09.2009; опубл. 27.02.2012. – Бюл. № 4. – 4 с.
3. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Трифазний випрямлювач зварювального струму з безпосереднім перетворенням. – Патент №92420 України на винахід. МПК Н02Н 7/09 (2006.01); № а 2009 07499; заявл. 17.07.2009; опубл. 25.10.2010. – Бюл. № 20. – 4 с.
4. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Зварювальний випрямляч з безпосереднім перетворенням енергії. – Патент №92694 України на винахід. МПК Н02Н 7/09 (2006.01); № а 2009 07526; заявл. 17.07.2009; опубл. 25.11.2010. – Бюл. № 22. – 3 с.
5. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Однофазне джерело живлення з безпосереднім перетворенням. – Патент №92979 України на винахід. МПК (2009) В23К 9/00; Н02Н 7/09 (2006.01); № а 2009 06448; заявл. 19.06.2009; опубл. 27.12.2010. – Бюл. № 24. – 3 с.
6. Гулаков С.В., Бурлака В.В., Бублик С.К., Дяченко М.Д. Пристрій корекції якості електроенергії. – Патент №93579 України на винахід. МПК Н03Н 11/04 (2011.01); № а 2009 04194; заявл. 28.04.2009; опубл. 25.02.2011. – Бюл. № 4. – 4 с.
7. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Джерело живлення з безпосереднім перетворенням. – Патент №94778 України на винахід. МПК Н02М 7/00 (2011.01); № а 2009 06374; заявл. 19.06.2009; опубл. 10.06.2011. – Бюл. № 11. – 3 с.

8. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Двоступеневий паралельний активний фільтр. – Патент №95208 України на винахід. МПК H02J 3/01 (2006.01) H02M 1/12 (2006.01); № а 2010 11391; заявл. 24.09.2010; опубл. 11.07.2011. – Бюл. № 13. – 3 с.

9. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Паралельний активний фільтр з підвищеною швидкодією. – Патент №95418 України на винахід. МПК H02J 3/01 (2006.01) H02M 1/12 (2006.01) H02M 5/458 (2006.01); H02M 7/08 (2006.01); № а 2010 11389; заявл. 24.09.2010; опубл. 25.07.2011. – Бюл. № 14. – 3 с.

10. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Перетворювач трифазної напруги в постійну. – Патент №96382 України на винахід. МПК H02M 7/217 (2006.01); № а 2010 09635; заявл. 02.08.2010; опубл. 25.10.2011. – Бюл. № 20. – 5 с.

11. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Пристрій для формування абсолютної величини сигналу. – Патент №97570 України на винахід. МПК H03K 5/01 (2006.01); № а 2010 08902; заявл. 16.07.2010; опубл. 27.02.2012. – Бюл. № 4. – 3 с.

12. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Спосіб демпфування ферорезонансу вимірювальних трансформаторів напруги – Патент №100090 України на винахід. МПК (2012.01) H02H 9/00; H02H 7/04 (2006.01); H02M 1/12 (2006.01); № а 2011 11181; заявл. 20.09.2011; опубл. 12.11.2012. – Бюл. № 21. – 4 с.

13. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Спосіб керування активним коректором коефіцієнта потужності. – Патент №100449 України на винахід. МПК H02M 7/02 (2006.01); № а 2011 05378; заявл. 27.04.2011; опубл. 25.12.2012. – Бюл. № 24. – 5 с.

14. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Перетворювач частоти для двигуна змінного струму. – Патент №100478 України на винахід. МПК H02P 27/04 (2006.01); № а 2011 12703; заявл. 31.10.2011; опубл. 25.12.2012. – Бюл. № 24. – 3 с.

15. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Пристрій запуску двигуна змінного струму. – Патент №101259 України на винахід. МПК H02P 1/28 (2006.01); № а 2011 12704; заявл. 31.10.2011; опубл. 11.03.2013. – Бюл. № 5. – 4 с.

16. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Багатофазний випрямляч. – Патент №102038 України на винахід. МПК H02M 7/217 (2006.01); № а 2012 04306; заявл. 06.04.2012; опубл. 27.05.2013. – Бюл. № 10. – 5 с.

17. Бурлака В.В., Гулаков С.В., Матяшова Т.М. Рекуперативний трифазний випрямляч. – Патент №102041 України на винахід. МПК H02M 7/155 (2006.01); № а 2012 05830; заявл. 14.05.2012; опубл. 27.05.2013. – Бюл. № 10. – 5 с.

18. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Багатофазне джерело живлення. – Патент №102042 України на винахід. МПК H02M 7/155 (2006.01); № а 2012 05831; заявл. 14.05.2012; опубл. 27.05.2013. – Бюл. № 10. – 6 с.

19. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Джерело живлення постійного струму. – Патент №102631 України на винахід. МПК H02M 7/155 (2006.01), H02M 7/12 (2006.01); № а 2012 04270; заявл. 06.04.2012; опубл. 25.07.2013. – Бюл. № 14. – 4 с.

20. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Спосіб перетворення трифазної напруги в постійну. – Патент №102640 України на винахід. МПК H02M 7/155 (2006.01); № а 2012 05826; заявл. 14.05.2012; опубл. 25.07.2013. – Бюл. № 14. – 9 с.

21. Бурлака В.В., Гулаков С.В., Харланов О.В. Двотактне інверторне джерело живлення. – Патент №102641 України на винахід. МПК H02M 7/155 (2006.01); № а 2012 05828; заявл. 14.05.2012; опубл. 25.07.2013. – Бюл. № 14. – 4 с.

22. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Трифазний випрямляч з корекцією коефіцієнта потужності. – Патент №102648 України на винахід. МПК H02M 7/155 (2006.01); № а 2012 07142; заявл. 12.06.2012; опубл. 25.07.2013. – Бюл. № 14. – 5 с.

23. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Пристрій обмеження зарядного струму. – Патент №102652 України на винахід. МПК H03L 5/00 (2013.01); № а 2012 08287; заявл. 06.07.2012; опубл. 25.07.2013. – Бюл. № 14. – 3 с.

24. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Гібридний трифазний випрямляч. – Патент №104499 України на винахід. МПК H02M 7/155 (2006.01), H02M 7/00; № а 2012 08286; заявл. 06.07.2012; опубл. 10.02.2014. – Бюл. № 3. – 5 с.

25. Гулаков С.В., Бурлака В.В., Псарьова І.С., Кулябіна А.І., Яриза-Стеценко А.В. Спосіб дугового наплавлення стрічковим електродом. – Патент №104830 України на винахід. МПК B23K 9/04 (2006.01) ; № а 2013 05816; заявл. 07.05.2013; опубл. 11.03.2014. – Бюл. № 5. – 4 с.

26. Гулаков С.В., Бурлака В.В., Харланов О.В. Спосіб дугового зварювання електродом, що плавиться. – Патент №104832 України на винахід. МПК B23K 9/12 (2006.01) ; № а 2013 06229; заявл. 20.05.2013; опубл. 11.03.2014. – Бюл. № 5. – 4 с.

27. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Гібридний підвищуючий трифазний випрямляч. – Патент №105081 України на винахід. МПК H02M 7/00; H02M 7/155 (2006.01) ; № а 2012 08274; заявл. 06.07.2012; опубл. 10.04.2014. – Бюл. № 7. – 4 с.

28. Гулаков С.В., Бурлака В.В., Литвиненко О.С. Спосіб дугового наплавлення двома електродами. – Патент №105133 України на винахід. МПК B23K 9/04; B23K 9/08 ; B23K 13/00 (2006.01) ; № а 2013 06192; заявл. 20.05.2013; опубл. 10.04.2014. – Бюл. № 7. – 5 с.

29. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Пристрій захисту інвертора. – Патент №105993 України на винахід. МПК H02H 7/122 (2006.01); H02H 7/00 ; № а 2013 05814; заявл. 07.05.2013; опубл. 10.07.2014. – Бюл. № 13. – 4 с.

30. Бурлака В.В., Гулаков С.В., Матяшова Т.М. Рекуперативний трифазний випрямляч. – Патент №106000 України на винахід. МПК H02M 7/155 (2006.01); № а 2013 07726; заявл. 17.06.2013; опубл. 10.07.2014. – Бюл. № 13. – 6 с.

31. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Конвертор широтно-імпульсно модульованого сигналу в напругу. – Патент №106021 України на винахід. МПК (2014.01) H03K 9/00; H03K 7/00; H02M 1/00; H02M 3/00 № а 2013 10745; заявл. 06.09.2013; опубл. 10.07.2014. – Бюл. № 13. – 4 с.

32. Бурлака В.В., Гулаков С.В., Поднебенна С.К. Спосіб компенсації реактивної потужності. – Патент №106174 України на винахід. МПК G05F 1/70 (2006.01); № а 2013 10824; заявл. 09.09.2013; опубл. 25.07.2014. – Бюл. № 14. – 5 с.

33. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Спосіб комутації конденсаторів у складі батареї конденсаторів для компенсації реактивної потужності. – Патент №106564 України на винахід. МПК G05F 1/70 (2006.01); H02J 3/18 (2006.01); № а 2013 10826; заявл. 09.09.2013; опубл. 10.09.2014. – Бюл. № 17. – 4 с.

34. Гулаков С.В., Бурлака В.В., Поднебенна С.К., Мостинець О.Л. Джерело живлення для дугового зварювання змінним струмом. – Патент №109219 України на винахід. МПК B23K 9/10 (2006.01); B23K 9/167 (2006.01); B23K 9/095 (2006.01); № а 2014 03963; заявл. 14.04.2014; опубл. 27.07.2015. – Бюл. № 14. – 3 с.

35. Бурлака В.В., Гулаков С.В., Поднебенна С.К. Спосіб керування зварювальним струмом при електродуговому зварюванні. – Патент №109375 України на винахід. МПК B23K 9/10 (2006.01); B23K 9/095 (2006.01); № а 2014 09126; заявл. 14.08.2014; опубл. 10.08.2015. – Бюл. № 15. – 5 с.

36. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Активний трифазний випрямляч. – Патент №111290 України на винахід. МПК H02M 7/155 (2006.01); № а 2015 00803; заявл. 02.02.2015; опубл. 11.04.2016. – Бюл. № 7. – 5 с.

37. Бурлака В.В., Гулаков С.В., Поднебенна С.К. Гібридний компенсатор реактивної потужності. – Патент №111493 України на винахід. МПК G05F 1/70 (2006.01); H02J 3/18 (2006.01); № а 2014 01279; заявл. 10.02.2014; опубл. 10.05.2016. – Бюл. № 9. – 5 с.

38. Гулаков С.В., Псарьова І.С., Бурлака В.В., Яриза-Стеценко А.В. Спосіб дугового наплавлення стрічковим електродом. – Патент №111497 України на винахід. МПК В23К 9/04 (2006.01); № а 2014 02226; заявл. 05.03.2014; опубл. 10.05.2016. – Бюл. № 9. – 4 с.

39. Гулаков С.В., Бурлака В.В., Поднебенна С.К., Савенко О.С. Спосіб компенсації реактивної потужності. – Патент №112554 України на винахід. МПК G05F 1/70 (2006.01); № а 2014 03912; заявл. 14.04.2014; опубл. 26.09.2016. – Бюл. № 18. – 4 с.

40. Гулаков С.В., Матвієнко В.М., Бурлака В.В., Псарьова І.С., Кулябіна А.І., Матвієнко В.В. Спосіб дугового наплавлення стрічковим електродом. – Патент №114638 України на винахід. МПК В23К 9/04 (2006.01); № а 2015 03085; заявл. 03.04.2015; опубл. 10.07.2017. – Бюл. № 13. – 4 с.

41. Поднебенна С.К., Бурлака В.В., Гулаков С.В. Джерело живлення машини контактного зварювання. – Патент №114689 України на винахід. МПК В23К 11/24 (2006.01); № а 2016 06828; заявл. 22.06.2016; опубл. 10.07.2017. – Бюл. № 13. – 5 с.

42. Поднебенна С.К., Бурлака В.В., Гулаков С.В. Спосіб керування перетворювачем для живлення трансформатору машини контактного зварювання. – Патент №114987 України на винахід. МПК В23К 11/24 (2006.01); № а 2016 06094; заявл. 06.06.2016; опубл. 28.08.2017. – Бюл. № 16. – 6 с.

43. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Пристрій стабілізації дуги змінного струму. – Патент №114990 України на винахід. МПК В23К 9/067 (2006.01); В23К 9/073 (2006.01); № а 2016 06797; заявл. 10.02.2017; опубл. 28.08.2017. – Бюл. № 16. – 5 с.

44. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Двотактне інверторне зварювальне джерело живлення. – Патент №114991 України на винахід. МПК В23К 9/09 (2006.01); В23К 9/10 (2006.01); H02M 7/155 (2006.01); H02M 7/493 (2007.01) № а 2016 06825; заявл. 22.06.2016; опубл. 28.08.2017. – Бюл. № 16. – 3 с.

45. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Стабілізатор дуги змінного струму. – Патент №114998 України на винахід. МПК В23К 9/067 (2006.01); В23К 9/073 (2006.01); № а 2016 08173; заявл. 10.02.2017; опубл. 28.08.2017. – Бюл. № 16. – 5 с.

46. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Пристрій стабілізації дуги. – Патент №115200 України на винахід. МПК В23К 9/067 (2006.01); В23К 9/073 (2006.01); № а 2016 08174; заявл. 25.07.2016; опубл. 25.09.2017. – Бюл. № 18. – 5 с.

Основний зміст роботи представлено в 94 науково-технічних роботах, в тому числі: 3 монографії, 45 статей в спеціалізованих наукових виданнях, з яких 8 статей в міжнародних і наукометричних виданнях (Scopus), 34 статей в збірниках ВАК, 3 статті в інших наукових виданнях. Новизна розробок підтверджена 46 патентами України (44 патенти на винаходи і 2 патента на корисні моделі).



**ЗМІСТ**

	<b>Стор.</b>
<b>ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ</b>	<b>32</b>
<b>ВСТУП</b>	<b>33</b>
<b>РОЗДІЛ 1. СУЧАСНИЙ СТАН ПРОБЛЕМИ</b>	<b>42</b>
<b>1.1 Схемотехніка однофазних ККП інверторних зварювальних джерел живлення</b>	<b>47</b>
<b>1.2 Основні методи управління ККП</b>	<b>54</b>
<b>1.3 Схеми випрямлячів інверторних зварювальних джерел живлення з неповною корекцією КП</b>	<b>58</b>
<b>1.4 Схеми перетворювачів з одиничним КП</b>	<b>73</b>
<b>ВИСНОВКИ ПО РОЗДІЛУ 1</b>	<b>91</b>
<b>РОЗДІЛ 2. ОБЛАДНАННЯ ТА МЕТОДИКИ ДОСЛІДЖЕНЬ</b>	<b>92</b>
<b>2.1 Широкопasmовий аналізатор якості електроенергії</b>	<b>92</b>
<b>2.2 Реєстратори електричних сигналів</b>	<b>103</b>
<b>2.3 Модуль формування системи напруг із заданими параметрами</b>	<b>115</b>
<b>2.4 Блок комутації активного навантаження для оцінки динамічних властивостей зварювальних джерел</b>	<b>120</b>
<b>ВИСНОВКИ ПО РОЗДІЛУ 2</b>	<b>123</b>
<b>РОЗДІЛ 3. ДОСЛІДЖЕННЯ ШЛЯХІВ ПІДВИЩЕННЯ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОСТІ ДЖЕРЕЛ ЖИВЛЕННЯ ДЛЯ ДУГОВОГО ЗВАРЮВАННЯ ТА СПОРІДНЕНИХ ПРОЦЕСІВ</b>	<b>124</b>

<b>3.1 Вплив на мережу зварювальних джерел живлення з низькочастотними трансформаторами</b>	<b>124</b>
<b>3.2 Вплив на мережу інверторних зварювальних джерел живлення</b>	<b>131</b>
<b>3.3 Дослідження динамічних характеристик зварювальних джерел живлення</b>	<b>134</b>
<b>3.4 Шляхи підвищення енергоефективності зварювальних джерел живлення</b>	<b>138</b>
<b>ВИСНОВКИ ПО РОЗДІЛУ 3</b>	<b>141</b>
<b>РОЗДІЛ 4. РОЗРОБКА ПРИНЦИПІВ СТВОРЕННЯ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНИХ ЗВАРЮВАЛЬНИХ ДЖЕРЕЛ ЖИВЛЕННЯ</b>	<b>142</b>
<b>4.1 Підвищення швидкодії регулятора вихідної напруги ККП</b>	<b>142</b>
<b>4.2 Дослідження і розробка вхідних активних випрямлячів для інверторних зварювальних джерел з підвищеним КП</b>	<b>147</b>
<b>4.3 Дослідження і розробка активних ККП для зварювальних джерел з одиничним КП</b>	<b>160</b>
<b>4.4 Розробка схемних рішень і методів управління інверторними зварювальними джерелами живлення з прямим перетворенням</b>	<b>171</b>
<b>4.5 Оцінка методів управління інверторними зварювальними джерелами живлення</b>	<b>206</b>
<b>ВИСНОВКИ ПО РОЗДІЛУ 4</b>	<b>210</b>

<b>РОЗДІЛ 5. РОЗРОБКА ПРИНЦИПІВ СТВОРЕННЯ ІНВЕРТОРНИХ ДЖЕРЕЛ ЖИВЛЕННЯ З ФУНКЦІЯМИ ПОЛІПШЕННЯ СПЕКТРАЛЬНОГО СКЛАДУ НАПРУГИ МЕРЕЖІ</b>	<b>211</b>
<b>ВИСНОВКИ ПО РОЗДІЛУ 5</b>	<b>224</b>
<b>РОЗДІЛ 6. ДОСЛІДЖЕННЯ І РОЗРОБКА ПРИНЦИПІВ УПРАВЛІННЯ ЯКІСТЮ ЗВАРЮВАЛЬНОГО ПРОЦЕСУ З БОКУ ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ</b>	<b>225</b>
<b>6.1 Дослідження і розробка інверторних джерел з підвищеною напругою холостого ходу</b>	<b>225</b>
<b>6.2 Дослідження і розробка джерела живлення для зварювання змінним струмом</b>	<b>240</b>
<b>6.3 Дослідження і розробка системи запалювання і стабілізації дуги</b>	<b>256</b>
<b>ВИСНОВКИ ПО РОЗДІЛУ 6</b>	<b>273</b>
<b>РОЗДІЛ 7. ПРОМИСЛОВЕ ВИПРОБУВАННЯ РОЗРОБЛЕНИХ ДЖЕРЕЛ ЖИВЛЕННЯ</b>	<b>274</b>
<b>ВИСНОВКИ</b>	<b>282</b>
<b>СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ</b>	<b>285</b>
<b>ДОДАТКИ</b>	<b>325</b>

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

MIG – Metal Inert Gas – зварювання плавким електродом у середовищі інертного газу

MMA – Manual Metal Arc – ручне дугове зварювання покритим електродом

THD – Total Harmonic Distortion – коефіцієнт гармонік

TIG – Tungsten Inert Gas – зварювання неплавким електродом у середовищі інертного газу

АФ – активний фільтр

АЧХ – амплітудно-частотна характеристика

ВАХ – вольт-амперна характеристика

ЕРС – електрорушійна сила

ЗХТ – зворотноходовий трансформатор

КЗ – коротке замикання

ККД – коефіцієнт корисної дії

ККП – коректор коефіцієнта потужності

КП – коефіцієнт потужності

ОП – операційний підсилювач

ПВЗ – пристрій вибірки-зберігання

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція

ЯЕ – якість електроенергії

## ВСТУП

**Обґрунтування вибору теми дослідження.** У зв'язку з постійно зростаючою вартістю енергоносіїв, в т.ч. електроенергії, енергозбереження є виключно актуальною проблемою.

У сучасному виробництві зварювання характеризується великим обсягом застосування і є одним з важливих технологічних процесів, а основною частиною зварювального устаткування, що випускається, є джерела живлення для дугового зварювання. Тому створення високоефективних зварювальних джерел живлення, що забезпечують перетворення енергії з високим ККД і задовольняють сучасним стандартам електромагнітної сумісності технічних засобів є важливою науковою і практичною задачею.

Основна тенденція розвитку зварювальних джерел живлення - поліпшення і збільшення ступеня взаємодії між об'єктом управління (зварювальною електричною дугою, розплавленим електродним металом і зварювальною ванною) і джерелом живлення.

Завдяки розвитку технології інверторних джерел, що мають підвищену швидкодію, з'явилися технології забезпечення контрольованого перенесення електродного металу, зниження розбризкування і ін. Але при цьому часто залишається без уваги проблема електромагнітної сумісності інверторних зварювальних джерел живлення з мережею. Інверторні зварювальні джерела є потужними генераторами струмів вищих гармонік, що призводить до порушення режиму роботи електричної мережі, підвищення втрат енергії в ній, спотворення форми кривої напруги. Більш того, невідповідність більшості інверторних джерел сучасним стандартам електромагнітної сумісності не дозволяє організувати їх експорт.

Тому в пропонованій роботі основна увага приділяється розробці таких підходів до створення зварювальних інверторних джерел живлення, які дозволять або усунути, або компенсувати негативні ефекти, пов'язані з їх

роботою в електричній мережі, і забезпечити виконання вимог стандартів електромагнітної сумісності при збереженні якості реалізації технологічного процесу зварювання (наплавлення і ін. супутніх процесів). У зв'язку з цим дана робота є актуальною.

**Предмет дослідження** - управління процесом перетворення параметрів електричної енергії в інверторних зварювальних джерелах живлення.

**Об'єкт дослідження** - електромагнітні процеси, що протікають в мережі живлення, інверторних зварювальних джерелах живлення і електричній зварювальній дузі.

### **Мета і завдання дослідження**

Метою дисертаційної роботи була розробка теоретичних і науково-технологічних принципів створення інверторних джерел живлення для зварювальних процесів і споріднених технологій. Створювані джерела повинні забезпечувати високу ефективність перетворення електричної енергії, мати хороші масогабаритні параметри, високу швидкодію і відповідати сучасним стандартам електромагнітної сумісності технічних засобів.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні науково-технічні задачі:

1. Розробити наукові підходи до побудови схем інверторних зварювальних джерел живлення з поліпшеною енергоефективністю та електромагнітною сумісністю (корекцією коефіцієнта потужності).
2. Розробити енергоефективні схеми активних випрямлячів для зварювальних джерел з корекцією коефіцієнта потужності.
3. Розробити принципи побудови схем і алгоритми управління інверторними зварювальними джерелами живлення прямого перетворення.
4. Розробити теоретичні та науково-технічні принципи створення зварювальних джерел живлення, що поліпшують якість напруги мережі живлення.

5. Розробити схемні рішення і алгоритми управління пристроями стабілізації горіння дуги в складі зварювальних джерел живлення.

6. Розробити науково-технічні принципи побудови зварювальних джерел живлення змінного струму для TIG процесу зварювання алюмінію і його сплавів.

7. Провести дослідно-промислове випробування розробленого обладнання.

### **Методи дослідження**

Для вирішення поставлених у дисертаційній роботі завдань використовувався математичний апарат аналізу і синтезу систем автоматичного управління безперервної і імпульсної дії; теорія лінійних і нелінійних електричних ланцюгів; пряме і зворотне перетворення Фур'є; математичний апарат цифрової обробки сигналів; методики розрахунку процесів в імпульсних перетворювачах електроенергії. Достовірність результатів розрахунків підтверджена їх зіставленням з результатами експериментів. Експериментальні дослідження проводились з використанням існуючого, а також спеціально розробленого і виготовленого автором електротехнічного, електронного та спеціального вимірювального обладнання. Обробка експериментальних даних проведена з використанням як існуючого, так і спеціально створеного автором програмного забезпечення.

### **Наукова новизна отриманих результатів**

Створено основи нового напрямку в розробці зварювальних інверторних джерел живлення з функціями поліпшення якості напруги мережі.

Запропоновано новий підхід до вирішення комплексної задачі створення зварювальних інверторних джерел живлення прямого перетворення з корекцією коефіцієнта потужності, що полягає в безпосередньому перетворенні напруги мережі в високочастотну змінну напругу з середньовипрямленим значенням, пропорційним квадрату миттєвої напруги мережі, з подальшою високочастотною трансформацією,

випрямленням і складанням за рахунок послідовного з'єднання виходів випрямлячів.

Вперше запропоновано спосіб управління активним випрямлячем джерела живлення, що забезпечує поліпшення якості напруги мережі живлення за рахунок установки вхідного струму активного випрямляча пропорційно різниці миттєвого напруги мережі і опорної синусоїдальної ЕРС, що формується петлею фазового автопідстроювання частоти і синхронізованою з першою гармонікою частоти мережі, причому амплітуда цієї ЕРС встановлюється максимальною, але такою, щоб миттєва активна потужність випрямляча була позитивною, а коефіцієнт пропорційності для вхідного струму встановлюється з умови балансу вихідної потужності активного випрямляча і потужності його навантаження.

Запропоновано новий підхід до створення інверторних зварювальних джерел живлення подвійного перетворення з корекцією коефіцієнта потужності, що полягає у використанні випрямлення напруги мережі з подальшим згладжуванням за допомогою фільтра з інвертором напруги, включеним послідовно з навантаженням, при цьому вихідну напругу інвертора встановлюють з умови сталості вихідного струму випрямляча, а живлення інвертора виконують або від напруги на навантаженні, або від мережі, при цьому в останньому випадку вхідні струми інвертора встановлюють з умови максимуму коефіцієнта потужності системи «випрямляч + інвертор».

Дістав подальшого розвитку науково-прикладний напрямок - створення зварювальних джерел живлення змінного струму із застосуванням силових послідовних активних фільтрів, в яких регулювання зварювального струму виконується керованим джерелом ЕРС, а завдання на струм дуги формують у вигляді періодичної кривої з частотою мережі і нульовим середнім значенням.

Вперше запропоновано науковий підхід до побудови однофазних зварювальних інверторних джерел живлення з комплексним вирішенням



завдань забезпечення електромагнітної сумісності та стабілізації горіння дуги, який відрізняється тим, що крива споживаного від мережі струму формується за рахунок модуляції активної потужності інвертора, а стабільність горіння дуги забезпечується за рахунок введення в інвертор елементів формування струму чергової дуги з реактивним його обмеженням і зміні робочої частоти інвертора з умови її пропорційності миттєвому значенню напруги його живлення.

Запропоновано новий підхід до створення універсальних пристроїв підпалу і стабілізації горіння дуги, що полягає у використанні резонансних явищ в елементах зварювального контуру, при цьому частота збудження контуру встановлюється вище резонансної з подальшим зменшенням до досягнення заданого запасу енергії в елементах контуру.

### **Особистий внесок здобувача**

У представленій дисертаційній роботі внесок автора полягає в обґрунтуванні загальної концепції роботи; формулюванні цілей і завдань дослідження; виборі підходів і методів математичного опису та моделювання електромагнітних процесів, що відбуваються в інверторних зварювальних джерелах живлення; розробці математичних моделей, алгоритмів управління та спеціалізованого програмного забезпечення систем управління інверторними зварювальними джерелами; розробці спеціального вимірювального обладнання та програмного забезпечення обробки даних. Здобувачеві належать основні ідеї дисертаційної роботи, а також загальні висновки та результати роботи.

### **Апробація матеріалів дисертації**

Основні положення і результати дисертаційної роботи доповідалися і обговорювалися на: міжнародній науково-технічній конференції «Университетская наука» (Маріуполь, 2009, 2010, 2011, 2012, 2013, 2014, 2015, 2016, 2017); 6-й, 7-й, 8-й, 9-й, 10-й міжнародній молодіжній науково-технічній конференції «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций» (Севастополь, 2010, 2011, 2012, 2013, 2014);

міжнародній науково-технічній конференції молодих учених «Актуальні задачі сучасних технологій» (Тернопіль, 2010); I Міжнародній конференції молодих спеціалістів «МЕТИНВЕСТ-2011» (Маріуполь, 2011); III міжнародній науково-методичній конференції «Современные проблемы сварки и родственных технологий, совершенствование подготовки кадров» (Маріуполь, 2011); VI, VII науково-практичній конференції “Донбас-2020: Перспективи розвитку очима молодих вчених” (Донецьк, 2012, 2014); Всеукраїнській науково-технічній конференції молодих учених з міжнародною участю «Автоматика та електротехніка» (Миколаїв, 2012); II міжнародній науково-практичній конференції «Фізико-технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв, засобів телекомунікацій, нано- та мікроелектроніки» (Чернівці, 2012); II Всеукраїнській науково-технічній конференції «Зварювання та споріднені процеси і технології» (Миколаїв, 2012); Всеукраїнській науково-технічній конференції «Современные информационные технологии, средства автоматизации и электропривод» (Краматорськ, 2012); II Міжотраслевій науково-практичній конференції «Инновационные пути модернизации базовых отраслей промышленности, энерго- и ресурсосбережение, охрана окружающей природной среды» (Харків, 2013); Всеукраїнській науково-практичній конференції «Енергетика, енергозбереження» (Маріуполь, 2013); XI Міжнародній науково-технічній конференції «Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації» (Кременчук, 2013); Всеукраїнській науковій інтернет-конференції «Сучасна наука – інструмент динамічного розвитку економіки України» (Тернопіль, 2013); VII, VIII науково-технічній конференції молодих учених і спеціалістів «Сварка и родственные технологии» (Київ, 2013, 2015); 17-м Міжнародному молодіжному форумі «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке» (Харків, 2013); I Міжнародній науково-технічній конференції «Сучасні проблеми систем електропостачання промислових та побутових об’єктів» (Донецьк, 2013); Всеукраїнській науково-практичній конференції «Енергетика, енергозбереження на початку XXI століття» (Маріуполь, 2014);

V Міжнародній науково-технічній конференції «Підвищення рівня ефективності енергоспоживання в електротехнічних пристроях і системах» (Луцьк, 2014); Науково-практичній конференції молодих учених, аспірантів і студентів «Научные исследования молодежи – инновации в науке и практике» (Маріуполь, 2013); III Всеукраїнській науково-технічній конференції «Проблеми зварювання, споріднених процесів і технологій» (Миколаїв, 2014); Всеукраїнській науково-практичній конференції «Проблеми енергоресурсозбереження в промисловому регіоні. Наука і практика» (Маріуполь, 2015, 2016, 2017); XVII Міжнародній науково-технічній конференції «Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і практика» (Кременчук, 2016); IV Міжнародній науково-технічній конференції «Сварка и родственные технологии: перспективы развития» (Краматорськ, 2016).

### **Структура та обсяг дисертації**

Дисертація складається з вступу, 7 розділів, висновків, списку першоджерел (313 посилань), додатків. Загальний обсяг дисертації складає 333 с.

### **Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами, грантами**

Робота виконана на основі програм держбюджетних науково-дослідних робіт ДВНЗ «ПДТУ» за темами «Розробка наукових і технологічних основ створення енергоефективних зварювальних джерел живлення з інтегрованими функціями активної фільтрації вищих гармонік» (2012 – 2014 рр., Номер держреєстрації 0112U000499), «Розробка наукових основ проектування енергоефективних засобів компенсації реактивної потужності та активної фільтрації вищих гармонік в електричних мережах» (2015 – 2017 рр., номер держреєстрації 0115U000170), «Розробка імпульсних перетворювачів з функціями підвищення енергоефективності розподільчих електричних мереж» (розпочата в жовтні 2017 року, номер держреєстрації 0117U003995). Робота підтримана грантом Президента України (2014 р.,

проект № GP / F56 / 099 «Розробка імпульсних АС-DC перетворювачів з функціями підвищення якості електроенергії»). Матеріали роботи використані в госпдоговірній НДР «Разработка системы управления возбудительными устройствами бесщеточных возбудителей синхронных двигателей компрессоров КТК кислородного цеха» (замовник - ПрАТ «МК«Азовсталь», договір 04 / 0148Н від 16.06.2014 р., м. Маріуполь).

### **Практичне значення отриманих результатів**

1. Розроблено нові схемні рішення і алгоритми управління активними випрямлячами з корекцією коефіцієнта потужності для зварювальних інверторних джерел живлення з подвійним перетворенням, які характеризуються зниженими втратами енергії і зменшеним числом напівпровідникових компонентів в силовому ланцюзі.

2. Розроблено нові схемні рішення і алгоритми управління інверторними зварювальними джерелами живлення з прямим перетворенням і корекцією коефіцієнта потужності, що забезпечують споживання від мережі струму з низьким вмістом вищих гармонік, що мають прості алгоритми управління і невелике число силових напівпровідникових ключів.

3. Розроблено алгоритм управління активними випрямлячами, що дозволяє поліпшувати якість напруги мережі живлення. Алгоритм можна використовувати для всіх інверторних зварювальних джерел, що мають пряме управління мережевим струмом.

4. Розроблено зварювальне джерело живлення змінного струму на основі послідовного активного фільтра, що дозволяє реалізувати TIG, MIG, MMA процеси при використанні нерегульованого зварювального трансформатора з нормальним розсіюванням. У джерелі забезпечена безступінчата регулювання зварювального струму, компенсація постійної складової при TIG зварювання алюмінію і його сплавів, підвищена стабільність горіння дуги за рахунок збільшення швидкості зміни зварювального струму при переході його через нуль.

5. Розроблено однофазне зварювальне інверторне джерело живлення з підвищеним коефіцієнтом потужності, функцією стабілізації горіння дуги за рахунок підвищеної напруги холостого ходу і поліпшеним використанням високочастотного силового трансформатора за рахунок стабілізації амплітуди магнітного потоку шляхом корекції частоти перемикання інвертора.

6. Розроблено універсальні пристрої підпалу і стабілізації горіння дуги, що забезпечують підпал дуги при мінімальній енергії розряду. Пристрої придатні для спільної роботи як з низькочастотними, так і з інверторними зварювальними джерелами живлення постійного і змінного струму.

7. Результати роботи випробувані в умовах ПрАТ «МК«Азовсталь», ПАТ «Науково-дослідний і проектно-технологічний інститут машинобудування» (м. Краматорськ), ТОВ «ТехМашСтрой 2012», ПАТ «Маркограф», ДП «Маріупольський морський торговельний порт», ЗАТ «Гідромаш» впроваджені в навчальний процес ДВНЗ «ПДТУ». Економічний ефект становить 1 684 000 грн.

Позитивною особливістю роботи є те, що розроблені джерела живлення можуть бути використані не тільки для реалізації зварювальних і супутніх процесів, а й в інших областях: машинобудуванні, металургії, енергетиці, медицині, оборонній промисловості та ін.

## РОЗДІЛ 1

### СУЧАСНИЙ СТАН ПРОБЛЕМИ

На електродугове зварювання доводиться до 80 % обсягу зварювальних робіт [1, 2]. Це сприяє інтенсивному розвитку джерел живлення для зварювання, споріднених процесів і технологій, особливо інверторних, через кращі масогабаритні і енергетичні характеристики і більшу універсальність.

Зварювальні джерела живлення з низькочастотними трансформаторами, хоч і мають меншу вартість у порівнянні з інверторними, відрізняються більшою масою і втратами енергії.

Інверторні джерела живлення стають все поширенішими для вирішення завдань автоматичного, напівавтоматичного та ручного дугового зварювання, плазмового різання, плазмового, електродугового напилення і ін. супутніх процесів. При цьому найбільшого поширення набули інверторні джерела для ручного і напівавтоматичного зварювання, що забезпечують через свої масогабаритних показників зручність в роботі, високу мобільність зварника і можливість формування вихідних ВАХ спеціального виду і управління ними в процесі зварювання з метою забезпечення оптимальних умов переносу електродного металу, зниження розбризкування і ін.

Джерела живлення для зварювання і споріднених процесів, де широко застосовується електрична дуга, є нелінійним навантаженням, тобто генераторами вищих гармонік струму мережі. Робота в електричній мережі подібного обладнання може призводити до проблем, пов'язаних з електромагнітною сумісністю з іншими технічними засобами.

Слід зазначити, що при розробці інверторних зварювальних джерел живлення переслідуються мети досягнення високої питомої потужності, високого ККД, гнучкого формування вихідної ВАХ і т.д., але приділяється вкрай мало уваги електромагнітній сумісності джерела з мережею живлення. Під електромагнітною сумісністю маються на увазі коефіцієнт гармонік і

коефіцієнт несиметрії споживаного струму (для трифазних джерел), коефіцієнт потужності (розрахований відповідно до стандарту IEEE1459-2010), рівень ВЧ перешкод і ін. З цієї причини зварювальні джерела не зовсім коректно відносити до енергозберігаючого обладнання [3 – 23].

В даний час в промислово розвинених країнах приділяється значна увага питанням якості електроенергії в електричних мережах. Це пов'язано з тим, що за останні 20 років відбулося значне збільшення частки електроенергії, споживаної напівпровідниковими перетворювачами. Це призвело до зростання значущості проблем якості електроенергії (ЯЕ). Зараз вже складно розділити питання проектування силової перетворювальної техніки і питання ЯЕ.

Основними категоріями проблемних навантажень з точки зору впливу на ЯЕ є:

- імпульсні джерела живлення і перетворювачі, в т.ч. зварювальні інвертори;
- дугові печі;
- регульований електропривод;
- телекомунікаційна апаратура, електронні баласты люмінесцентних ламп і ін.

Наявність в мережі цих навантажень, які мають в своєму складі перетворювачі, призводить до зростання коефіцієнта гармонік струму і напруги. Наслідком цього є зростання втрат електроенергії, ймовірність порушення режимів роботи і зниження терміну служби інших електроприймачів, підключених до тієї ж мережі.

У більшості випадків пристрої та системи, що створюють проблеми з ЯЕ, можуть бути застосовані і для їх вирішення. Прикладами таких систем є активні фільтри вищих гармонік, статичні компенсатори реактивної потужності, джерела безперебійного живлення. Всі вони виконуються із застосуванням імпульсних перетворювачів.

У міру зростання кількості навантажень, що мають в своєму складі силові перетворювачі, з'явилися нові підходи, схемні рішення і алгоритми управління перетворювачами, що дозволяють максимізувати їх коефіцієнт потужності (КП).

Так отримали розвиток коректори коефіцієнта потужності (ККП), що представляють собою активні випрямлячі з близьким до одиниці КП; перетворювачі, стійкі до провалів напруги; перетворювачі з обмеженими спотвореннями форми споживаного струму.

Крім перетворювальної техніки, джерелами гармонік можуть бути:

- зварювальні трансформаторні джерела живлення (нелінійна ВАХ дуги, насичення магнітопроводу, тиристорне регулювання);
- дугові печі змінного струму (нелінійна ВАХ дуги);
- машини контактного зварювання (тиристорне регулювання);
- трансформатори (насичення магнітопроводу);
- синхронні генератори (зубцеві гармоніки);
- асинхронні двигуни (насичення магнітопроводу);
- установки компенсації реактивної потужності (тиристорне управління реакторами);
- дугові і люмінесцентні лампи з електромагнітним баластом (нелінійна ВАХ дуги).

Стандартом [24] рекомендується забезпечувати живлення електроприймачів при коефіцієнті гармонік напруги, що не перевищує 5 %.

Наявність в напрузі мережі вищих гармонік призводить до появи наступних проблем:

- завищений середньоквадратичний споживаний струм;
- збільшення втрат в міді і сталі трансформаторів і електродвигунів;
- перевантаження нульового провідника трифазної мережі;
- резонансні перенапруги і проблеми зі стійкістю системи електропостачання;



- помилкове спрацьовування релейного захисту від великих значень миттєвого струму;
- перевантаження батареї конденсаторів установок компенсації реактивної потужності струмами вищих гармонік;
- електромагнітні перешкоди в лініях зв'язку;
- зниження надійності електрообладнання, пробої ізоляції;
- акустичний шум.

З огляду на те, що зварювальні джерела живлення відносяться до споживачів середньої, а в окремих випадках – великої потужності (електрошлаковий переплав, стикове зварювання деталей великого перерізу: труб, рейок і ін.), вони є потужними генераторами перешкод в мережу. Більш того, наявність цих перешкод в мережі може приводити до збоїв в роботі систем імпульсно-фазового управління тиристорами в зварювальних джерелах живлення і електроприводі.

Перші серйозні проблеми з «забрудненням» мережі вищими гармоніками відносяться до першої половини 1970-х р.р., коли потужні електроприймачі, такі як дугові печі і прокатні стани, стали оснащувати статичними компенсаторами реактивної потужності з тиристорними регуляторами. Проте, погіршення якості напруги не вважалось серйозною проблемою до початку 1980-х, коли був введений перший стандарт, що нормує рівень гармонік в точці загального приєднання (англ. PCC – Point of Common Coupling) – IEEE519-1981. Поява цього стандарту відкрила шлях розробкам в області зниження рівня гармонік і корекції КП. Дослідники і промисловість почали розробку і випуск пристроїв, що дозволяють знизити рівень гармонік (повне їх усунення не є необхідністю і не виправдано економічно).

Швидкий розвиток силової електронної компонентної бази призвів на початку 1990-х до активізації робіт по фільтрації гармонік і ККП [25 – 37]. Силві перетворювачі отримали нові застосування у виробничій, аерокосмічній, військовій, побутовій та ін. областях. В даний час імпульсні

джерела живлення мають безперечні переваги над традиційними лінійними, в результаті перші набувають все більшого поширення.

Хоча імпульсні джерела мають високий ККД, вони відрізняються нелінійним характером вхідного опору, що веде до великого рівня гармонік в споживаному ними струмі і зниження КП. Так, для однофазних зварювальних інверторних джерел живлення КП становить зазвичай близько 0,7 і обумовлений застосуванням на вході некерованого (діодного) випрямляча з ємнісним фільтром.

Незважаючи на те, що одиничне джерело зазвичай не є проблемою для мережі, якість електроенергії може бути значно погіршено при їх масовому використанні.

З введенням обов'язкового і більш суворого стандарту ІЕС61000-3-2 збільшилася кількість досліджень, присвячених зниженню рівня гармонік і корекції КП, що призвело до появи великої кількості схемних рішень і алгоритмів управління ККП.

В Україні також діють стандарти, що обмежують значення напруг і струмів конкретних гармонік [38 – 41]. Це визначає актуальність завдання по дослідженню способів підвищення ЯЕ в мережі і розробці зварювального устаткування (джерел живлення) з поліпшеною електромагнітною сумісністю. Особливо це стосується експортного просування вітчизняних технологій і зварювального устаткування в розвинені країни [42, 43].

В цілому можна виділити два підходи до вирішення завдання фільтрації гармонік, підвищення КП зварювальних джерел живлення і поліпшення ЯЕ: пасивний і активний.

Устаткування для пасивної фільтрації [44] відрізняється високою надійністю, можливістю роботи з великими потужностями, простотою в проектуванні і обслуговуванні. Проте, робота пасивних компенсаторів сильно залежить від параметрів мережі живлення і не дозволяє досягти високого КП.

Виходячи з цього, пасивні системи застосовуються в електроустановках великої потужності, а активні – в установках малої і середньої потужності завдяки своїй високій продуктивності (КП і ККД наближаються до 100 %), можливостям регулювання параметрів ЯЕ і великій питомій потужності.

З розширенням діапазону потужностей напівпровідникових компонентів до одиниць і десятків мегават спостерігається тенденція до заміни пасивних фільтрокомпенсуючі пристроїв активними [45 – 122].

Завдання підвищення КП виникає також при проектуванні сучасних інверторних джерел живлення для зварювання і споріднених технологій. При цьому з міркувань безпеки потрібно забезпечити гальванічну розв'язку вихідних ланцюгів джерела від мережі живлення. Очевидне рішення цієї задачі – подвійне перетворення енергії: мережева напруга випрямляється активним випрямлячем (ККП) і потім надходить на DC / DC перетворювач з високочастотною трансформаторною розв'язкою. Таким шляхом йде більшість розробників зварювальних інверторних джерел [123 – 125].

Прагнення підвищити ефективність таких джерел живлення привела до появи окремого спеціального класу безпосередніх перетворювачів, в яких корекція КП і перетворення енергії на високій частоті (за допомогою імпульсних трансформаторів) виробляються в одному каскаді.

Застосування активного випрямляча (ККП) дозволяє полегшити режим роботи високочастотного перетворювача енергії в інверторному зварюальному джерелі за рахунок стабілізації вихідної напруги ККП. Це дає можливість знизити робочий струм силових високовольтних ключів, зменшити втрати енергії в них.

## 1.1 Схемотехніка однофазних ККП інверторних зварювальних джерел живлення

Для однофазних навантажень переважна більшість ККП будується за схемою підвищуючого перетворювача (Boost PFC) (рис. 1.1). Такі ККП забезпечують синусоїдальний характер вхідного струму з відносно малим рівнем високочастотних пульсацій при коефіцієнті потужності 0,98 – 0,997 і дозволяють стабілізувати вихідну напругу.

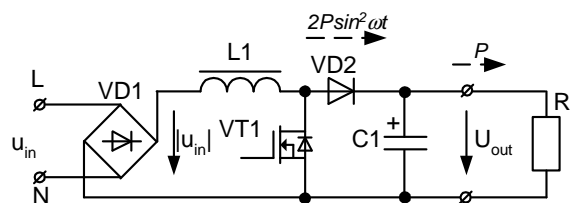


Рис. 1.1. Типова схема силової частини однофазного ККП на основі підвищувального (boost) перетворювача

Типова структурна схема системи управління ККП наведена на рис. 1.2.

Основним елементом схеми (рис. 1.2) є перемножувач, який формує завдання на мережевий струм ( $i_{ref}$ ) пропорційно мережевій напрузі ( $u_{in}$ ). Регулятор струму (РС) здійснює управління ключовим транзистором VT1 (рис. 1.1) за умови рівності струму дроселя L1 ( $i_{L1}$ ) і струму завдання. Реалізації РС можуть значно відрізнятися в залежності від потужності і призначення ККП, тому на структурній схемі формувач керуючих імпульсів для VT1 показаний схематично блоком PWM. РС може працювати в режимах безперервного струму (CCM – Continuous Conduction Mode), переривчастого струму (DCM – Disontinuous Conduction Mode), граничному режимі (Transition Mode або Boundary Conduction Mode).

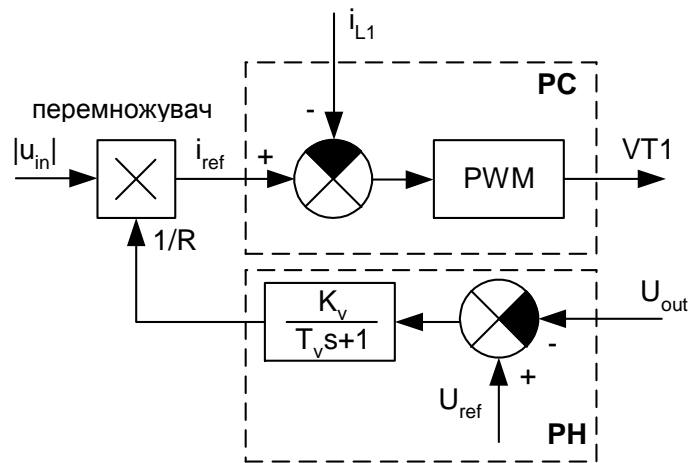


Рис. 1.2. Структурна схема системи управління ККП

Стабілізація вихідної напруги ККП проводиться регулятором напруги (РН). Вихідний сигнал РН ( $1/R$ , рис. 1.2) – це не що інше, як імітована вхідна провідність ККП.

У більшості випадків РН являє собою ПІ-регулятор з частотою зрізу близько 20 Гц. Інерційність РН є необхідною, тому сигнал  $1/R$  не повинен змінюватися протягом періоду мережі, в іншому випадку неминуче збільшення ТНД вхідного струму і зниження коефіцієнта потужності [128] (рис. 1.3). Це відбувається з-за того, що в сигналі завдання на струм з'являються компоненти, які визначаються добутком сигналу миттєвої напруги мережі і змінних складових вихідного сигналу РН, а для забезпечення одиничного КП сигнал завдання на струм має бути строго пропорційним сигналу миттєвої напруги мережі.

У той же час повільна реакція РН на зміну вихідної напруги приводить до необхідності введення спеціальних схем обмеження вихідної напруги ККП (Overvoltage Protection), оскільки при швидкому підвищенні напруги мережі або різкому зниженні струму навантаження буде мати місце сплеск вихідної напруги ККП. Це особливо актуально для зварювальних джерел живлення, оскільки потужність їх навантаження (зварювальної дуги) може змінюватися в широких межах і з великою швидкістю.

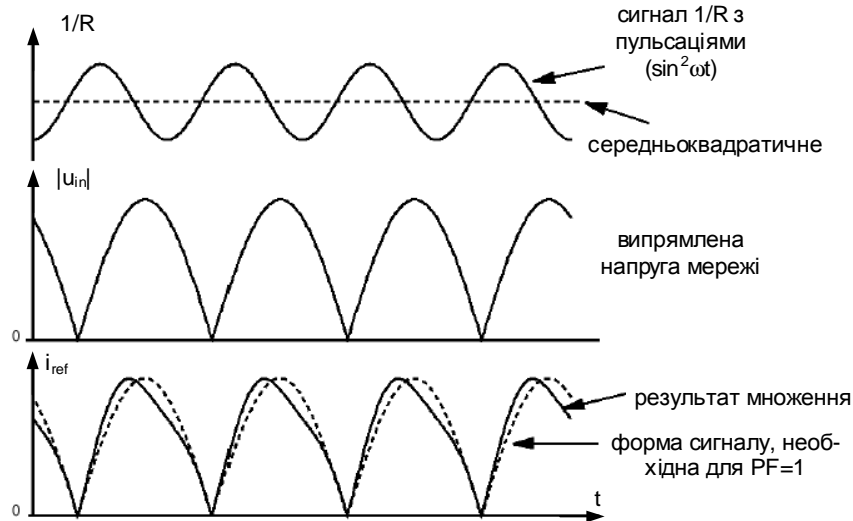


Рис. 1.3. Пояснення ефекта від завищеної швидкодії РН

Для прискорення реакції ККП на зміни напруги мережі застосовується т.зв. «зв'язок вперед» по напрузі (Line Voltage Feedforward) [129, 130]. Структурна схема системи управління ККП з такою модифікацією наведена на рис. 1.4.

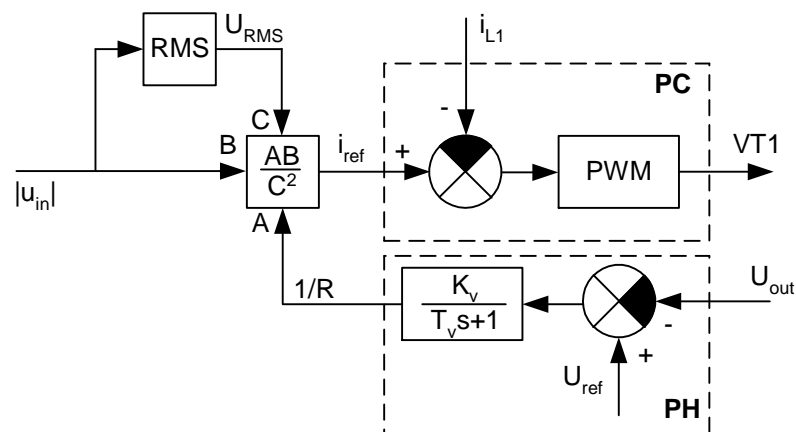


Рис. 1.4. Система управління ККП зі «зв'язком вперед» по напрузі (Line Voltage Feedforward)

Додатково введений блок RMS обчислює середньоквадратичне значення вхідної напруги  $U_{RMS}$ , яке надходить на модифікований перемножувач, що здійснює ділення на квадрат  $U_{RMS}$ . Це дозволяє не порушувати баланс потужності ККП при коливаннях напруги мережі (РН «не

бачить» змін напруги мережі). Спосіб керування Line Voltage Feedforward реалізовано в мікросхемах-контролерах ККП UC3854, UC3855, L4981 [129, 130].

У мікросхемі L4981 також передбачена можливість прискорення реакції РН на зміни струму навантаження, т.зв. Load Feedforward.

Ці удосконалення полегшують застосування ККП в інверторних зварювальних джерелах, тому що вони працюють з нестаціонарним навантаженням і досить часто – при «слабкій» мережі, тобто в умовах коливань напруги живлення.

Варіантом ККП на основі підвищувального перетворювача є т.зв. схема «безмостового» (Bridgeless) ККП [131 – 136], що відрізняється підвищеною ефективністю за рахунок зниження числа напівпровідникових елементів в силовому ланцюзі. Силова частина такого ККП показана на рис. 1.5. Свою назву схема отримала через відсутність низькочастотного діодного моста на вході. Діоди з швидким відновленням VD1 – VD4 і транзистори VT1, VT2 входять до складу підвищувального перетворювача з двополярним входом: на одній напівхвилі мережевої напруги працюють VD1, VT2, VD4, на іншій – VD2, VT1, VD3. Управління ключами VT1, VT2 – синхронне.

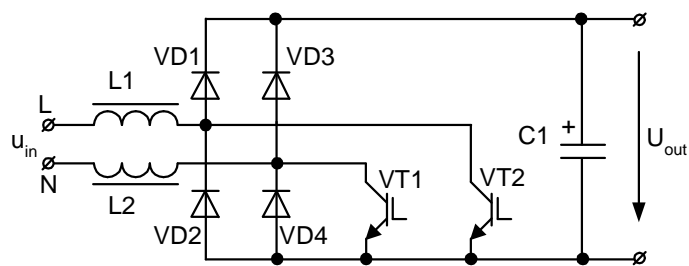


Рис. 1.5. Безмостовий ККП (Bridgeless PFC)

Прикладом реалізації такої схеми є мікросхеми PS51277 і PS51259, що виробляються Mitsubishi і Powerex Inc., і керуючі мікросхеми M81012FP, M63914FP [131, 132]. «Безмостові» схеми ефективні при роботі в складі зварювальних інверторів з однофазним живленням завдяки зниженим втратам енергії і підвищеній вихідній потужності.

З метою зниження амплітуди високочастотних пульсацій вхідного струму ККП в його складі може бути використано кілька перетворювачів, несучі частоти ШІМ яких зрушені по фазі. Крім того, поділ потужності між декількома перетворювачами дозволяє оптимізувати техніко-економічні показники зварювальних джерел живлення з ККП, виконаним за багатофазною схемою.

Так, в двофазному ККП (т.зв. Interleaved PFC), силова частина якого показана на рис. 1.6, використані два перетворювача із зсувом фаз несучих ШІМ, рівним 180 градусів [137 – 141]. Розщеплення фаз може застосовуватися і для інших топологій ККП, наприклад, для безмостових (bridgeless) схем.

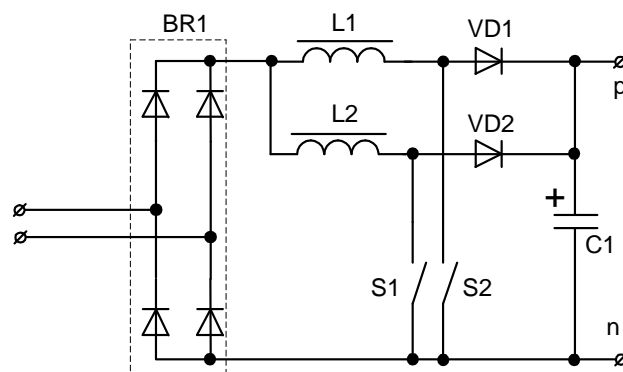


Рис. 1.6. Двофазний ККП (Interleaved PFC)

Представляє інтерес використання схемотехнічних рішень багаторівневих перетворювачів для реалізації ККП. Так, в [142] описаний ККП на основі трирівневого перетворювача. Схема його силової частини приведена на рис. 1.7. Практично це два підвищуючих перетворювача ( $S1VD1C1$  і  $S2VD2C2$ ), з'єднаних послідовно, із загальним дроселем  $L1$ . Відмінними рисами такої схеми є зниження в два рази вимог до робочої напруги ключових елементів, можливість отримання двополярної вихідної напруги і зниження необхідної індуктивності дроселя  $L1$  при тій же амплітуді пульсацій вхідного струму і тій же частоті перемикання (в порівнянні зі звичайним підвищуючим ККП рис. 1.1).



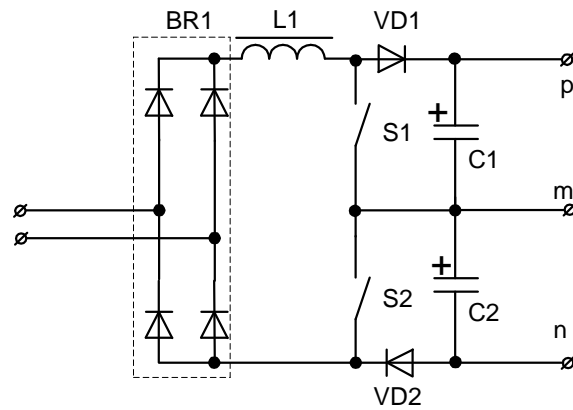


Рис. 1.7. Трирівневий ККП (3-level PFC)

Оригінальний спосіб побудови ККП запропонований в [143] – це т.зв. схема з «заповненням долини» і допоміжним підвищуючим перетворювачем (Auxiliary Boosted Valley-Fill PFC) (рис. 1.8). Така схема придатна для навантажень, які поведуться як активний опір (тобто з споживаним струмом, пропорційним напрузі живлення) і допускають велику амплітуду пульсацій напруги живлення. З цих причин такі ККП використовуються для живлення перетворювачів (в т.ч. резонансних) невеликої потужності. Проте, спеціальні схемні рішення зварювальних інверторних джерел дають можливість ефективно використовувати цей ККП для вирішення завдань зварювання (див. гл. 6).

На рис. 1.9 наведені діаграми вихідної напруги і вхідного струму ККП рис. 1.8.

Схема працює в такий спосіб. При невеликій напрузі мережі ( $0 < \omega t < \alpha$ ) формування вхідного струму виконується перетворювачем L1S1VD2, діод VD1 при цьому закритий. Накопичувальні конденсатори C1 і C2 включені так, що їх заряд відбувається по контуру C1-VD4-C2, тобто при заряді вони включені послідовно. Розряд C1 і C2 йде через діоди VD3 і VD5, тобто ці конденсатори при розряді включаються паралельно.

При підвищенні абсолютної напруги мережі вище напруги «долини» ( $\alpha < \omega t < \pi - \alpha$ ) діод VD1 відкривається, ключ S1 відключається, діоди VD2-VD5 закриваються. Тепер живлення навантаження здійснюється

безпосередньо від напруги мережі. При цьому мережевий струм дорівнює струму навантаження. Тому останнє повинно мати резистивний характер.

Перевага такої схеми ККП – суттєве зменшення потужності допоміжного підвищуючого перетворювача.

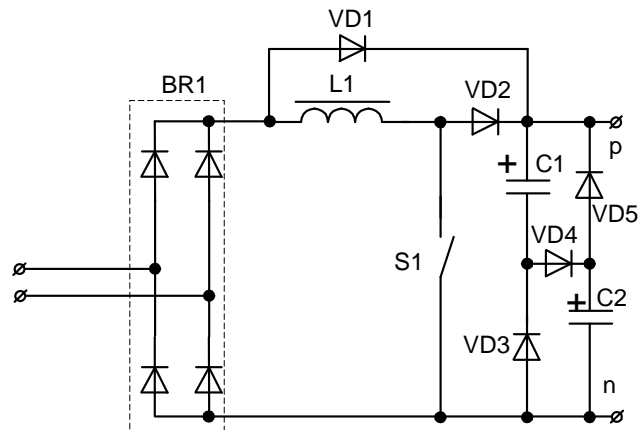


Рис. 1.8. ККП з допоміжним перетворювачем (Auxiliary Boosted Valley-Fill PFC)

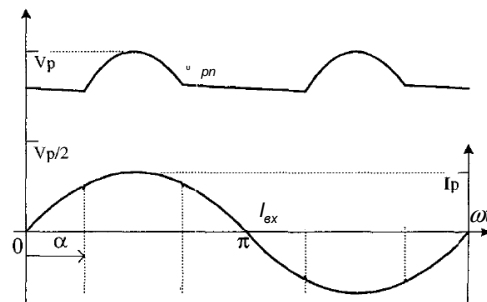


Рис. 1.9. Діаграми вихідної напруги и вхідного струму ККП рис. 1.8.

При необхідності забезпечення гальванічної розв'язки виходу в якості ККП можна використовувати зворотногоходовий (Flyback) перетворювач, як це показано на рис. 1.10, в якому застосований відповідний метод управління силовим ключем VT1. У найпростішому випадку це може бути режим роботи з переривчастим струмом (DCM – Discontinuous Conduction Mode) з постійною скважністю.

Знаходять застосування і більш складні методи управління, наприклад, граничний режим з трикутним струмом (Critical Conduction Mode) [144].

Слід, однак, зауважити, що такі перетворювачі можуть застосовуватися лише там, де допускається досить високий рівень низькочастотних пульсацій вихідної напруги. Це пов'язано з тим, що основний накопичувальний конденсатор (С1) винесено на вихід джерела, а зворотний зв'язок по напрузі на ньому виконано інерційним і не реагуючим на пульсації з подвоєною частотою мережі, які неминуче супроводжують роботу ККП.

Для обмеження напруги на VT1 при його закритті та відведення енергії поля розсіювання T1 встановлене снабберне коло з елементів VD<sub>s</sub>C<sub>s</sub>R<sub>s</sub>.

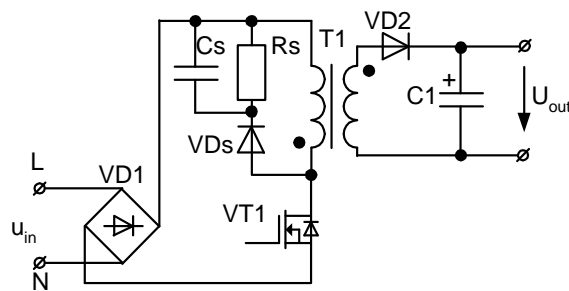


Рис. 1.10. Зворотноходовий ККП (Flyback PFC)

У роботах [145, 146] представлені схемні рішення однофазних ККП з ізовольованим виходом. Їм притаманний зазначений вище недолік – підвищений рівень пульсацій вихідної напруги через необхідність винесення накопичувача енергії на вихід джерела. Для зварювальних інверторів таке схемне рішення потребуватиме великої індуктивності вихідного дроселя, що сильно погіршує масогабаритні та енергетичні показники такого джерела.

## 1.2 Основні методи управління ККП

Завданням системи управління ККП є підтримка стабілізованої вихідної напруги і забезпечення управління миттєвим вхідним (мережевим) струмом ККП так, щоб він був пропорційний мережевій напрузі. Остання умова і є необхідною для отримання близького до одиниці коефіцієнта потужності.

Розглянемо способи управління силовими ключами ККП, що забезпечують підвищену швидкодію і високу якість регулювання струму мережі, а також в деяких випадках дозволяють дещо спростити систему управління ККП. Рішення задач підвищення швидкодії особливо актуально при розробці зварювальних інверторних джерел з підвищеним коефіцієнтом потужності, оскільки вони працюють з потужністю навантаження (зварювальної дуги), яка швидко змінюється.

### Управління з прогнозом (Predictive Control)

Розглянемо варіант системи управління ККП, т.зв. «управління з прогнозом» (Predictive Control), в якому виключена необхідність установки датчика вхідної напруги [147], що дозволяє спростити схему і зменшити собівартість системи за рахунок виключення високовольтних компонентів – резисторного подільника вхідної напруги ККП.

Позначимо  $D_{OFF}$  – скважність вимкненого стану VT1 (рис. 1.1). Припустивши, що перетворювач працює з безперервним струмом дроселя L1, ця скважність визначиться як

$$D_{OFF} = \frac{|U_{in}|}{U_{out}}, \quad (1.1)$$

тобто  $D_{OFF}$  пропорційна вхідній напрузі. Звідси завданням контуру управління струмом є встановлення середнього струму дроселя L1 пропорційно  $D_{OFF}$ . При цьому ШІМ сигнал управління затвором VT1 отримується шляхом порівняння пилоподібної несучої з сигналом усередненого струму дроселя L1 (рис. 1.11).

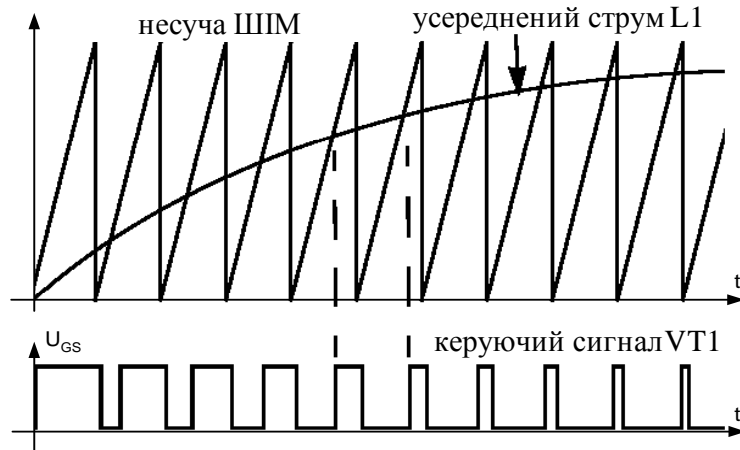


Рис. 1.11. Управління з прогнозом (Predictive Control)

Для реалізації техніки Predictive Control фірмами Infineon Technologies, ON Semiconductor розроблені мікросхеми ККП ICE1PCS02, NCP1653, NCP1654.

### Однотактне управління (One-Cycle Control)

В роботах [148 – 150] запропонований метод управління імпульсними перетворювачами (One-Cycle Control), що дозволяє скоротити час регулювання до одного періоду частоти перемикання, тим самим забезпечивши максимальну швидкодію системи. В роботі [151] описана модифікація цього методу для підвищувального перетворювача ККП.

Суть методу полягає в наступному. Нехай  $D$  – скважність імпульсів управління транзистором VT1 (рис. 1.1). При роботі перетворювача з безперервним струмом в бустерному дроселі L1 між входною і вихідною напругою виконується співвідношення

$$|u_{in}| = U_{out}(1 - D). \quad (1.2)$$

Для досягнення близького до одиниці вхідного КМ струм  $L1$  має бути пропорційний  $|u_{in}|$ , тобто  $i = \frac{|u_{in}|}{R}$ , де  $R$  – опір, що імітується. З двох останніх виразів отримуємо:

$$D = 1 - \frac{iR}{U_{out}}. \quad (1.3)$$

Виразивши скважність через час відкритого стану VT1  $t_{on}$  і період частоти перемикання  $T$ , маємо:

$$\frac{t_{on}}{T} = 1 - \frac{iR}{U_{out}}; \quad t_{on} = T - i \frac{RT}{U_{out}}. \quad (1.4)$$

Позначимо  $\frac{RT}{U_{out}} = \frac{1}{k}$ . Коефіцієнт  $k$  є ні чим іншим, як вихідним сигналом регулятора напруги  $U_{out}$ . У сталому режимі  $k$  є константою. Запишемо останній вираз у вигляді

$$t_{on} = T - \frac{i}{k}; \quad (1.5)$$

$$k \cdot t_{on} = k \cdot T - i, \text{ чи} \quad (1.6)$$

$$\int_0^{t_{on}} k \cdot dt = k \cdot T - i. \quad (1.7)$$

Останній вираз пояснює сутність One-Cycle Control для ККП: система управління формує сигнал відкриття транзистора VT1, в цей же час інтегратор, що скидається, починає накопичення інтеграла  $\int_0^{t_{on}} k \cdot dt$ . Закриття транзистора VT1 здійснюється за умовою досягнення вихідним сигналом

інтегратора значення  $k \cdot T - i$ , при закритті VT1 на інтегратор виставляється сигнал скидання. Наступний цикл починається за сигналом тактового генератора, що визначає частоту перемикавання. На рис. 1.12 проілюстровані діаграми сигналів ( $U_{GS}$  – напруга «затвор-витік» ключового транзистора ККП VT1).

Головними перевагами методу One-Cycle Control є усунення перемножувача в системі управління ККП і відсутність датчика вхідної напруги. Цей метод реалізований в мікросхемі IR1150 компанії International Rectifier [152].

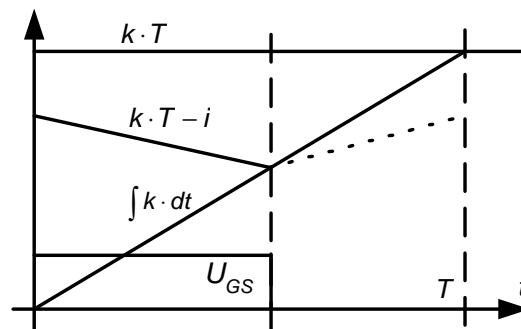


Рис. 1.12. Пояснення принципу однотактного управління (One-Cycle Control)

Огляд методів управління однофазними ККП з виводом основних залежностей наведено в [153].

### 1.3 Схеми випрямлячів інверторних зварювальних джерел живлення з неповною корекцією КП

Як було сказано раніше, в сучасних зварювальних інверторних джерелах живлення зазвичай використовується подвійне перетворення енергії: змінна напруга мережі живлення випрямляється і згладжується, після чого надходить на DC / DC перетворювач, що забезпечує задані вихідні параметри електричної енергії та трансформаторну розв'язку від мережі.

Саме від способу перетворення змінної напруги мережі в постійну залежить КП зварювального джерела і рівень електромагнітних завад, що генеруються їм в мережу.

Розглянемо вплив способів перетворення на параметри ЯЕ.

Завдання перетворення трифазної напруги живлення в постійну часто вирішується за допомогою трифазного 6-пульсного діодного моста, до виходу якого підключений фільтруючий конденсатор великої ємності [154] (рис. 1.13).

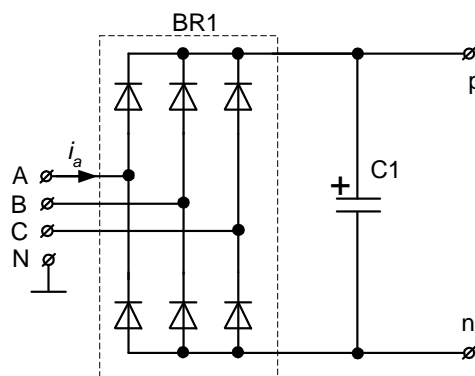


Рис. 1.13. Трифазний діодний випрямляч з фільтруючим конденсатором

Недоліками такого способу перетворення є низький вхідний КП (в межах 0,5 ... 0,7), великі спотворення форми кривої струму споживання і неможливість стабілізації вихідної напруги.

На рис. 1.14 показані осцилограми фазної напруги  $u_a$ , струму  $i_a$  і вихідної напруги  $u_{pn}$  при живленні від мережі з лінійною напругою 400 В, ємності згладжуючого конденсатора 40 мкФ і 1 мФ відповідно і вихідній потужності 2,5 кВт [155].



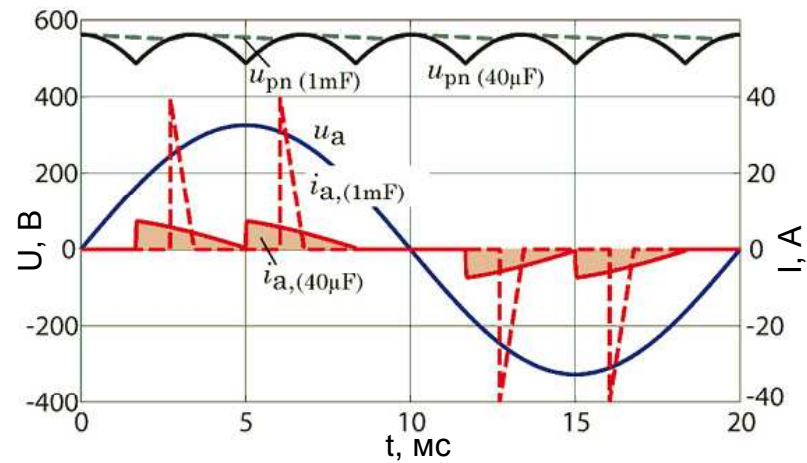


Рис. 1.14. Діаграми напруг і струму мережі схеми рис. 1.13

Підвищити КП можна за допомогою установки згладжуючого дроселя послідовно з виходом моста (рис. 1.15).

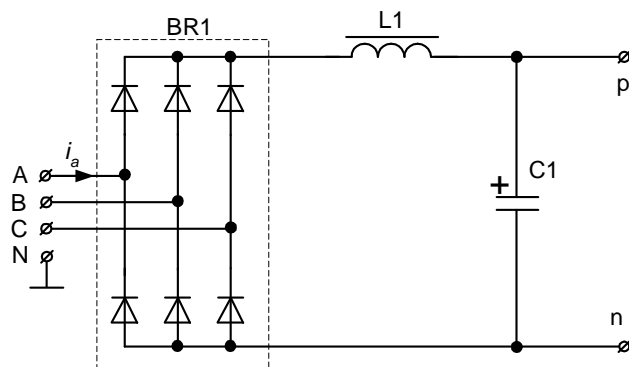


Рис. 1.15. Випрямляч із згладжуючим дроселем

Осцилограми напруг і струмів схеми при індуктивності  $L1$ , що дорівнює 5 мГн і 20 мГн, наведені на рис. 1.16 [155].

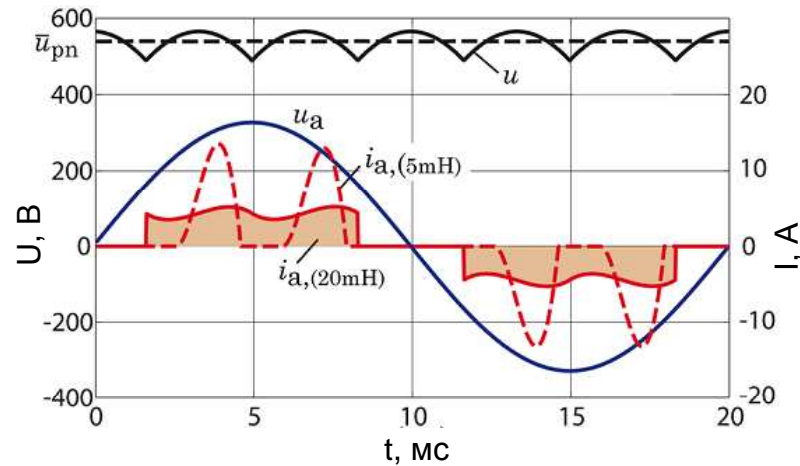


Рис. 1.16. Діаграми напруг і струму мережі схеми рис. 1.15

Установка дроселя дозволяє підвищити КП до рівня 0,95 (теоретичний максимум складає  $\frac{3}{\pi} = 0,955$ ), проте значно погіршує масогабаритні показники перетворювача через великі габарити і вартість згладжуючого дроселя, оскільки він повинен бути розрахований на частоту мережі і, як наслідок, мати відносно велику індуктивність (до того ж при повному вихідному струмі). THD споживаного струму такого випрямляча також не може бути знижений менше 30 %, що визначає його невідповідність сучасним стандартам якості електроенергії. Крім того, згладжуючий дросель працює з підмагнічуванням і слід вживати заходів щодо збереження лінійності вебер-амперної характеристики, наприклад, виконавши магнітопровід з немагнітним (повітряним) зазором.

Ще одним схемотехнічним рішенням, що дозволяє дещо підвищити КП і знизити THD, є винесення дроселів на сторону змінного струму (рис. 1.17).

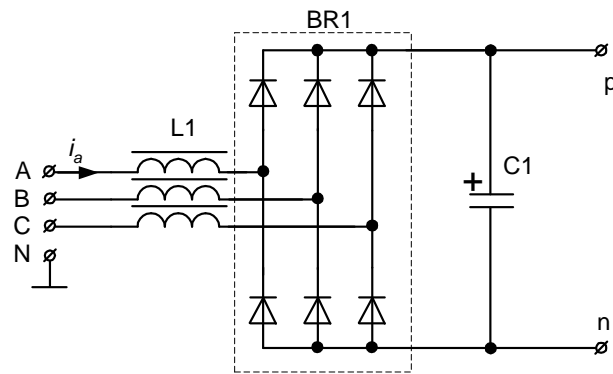


Рис. 1.17. Випрямляч з дроселями на стороні змінного струму

Вихідна напруга такого випрямляча має залежність не тільки від напруги мережі живлення, але і від струму навантаження. При оптимально обраних параметрах дроселів вхідний КП перевищує 0,9. На рис. 1.18 наведені діаграми напруг і струмів при вихідній потужності 2,5 кВт [155].

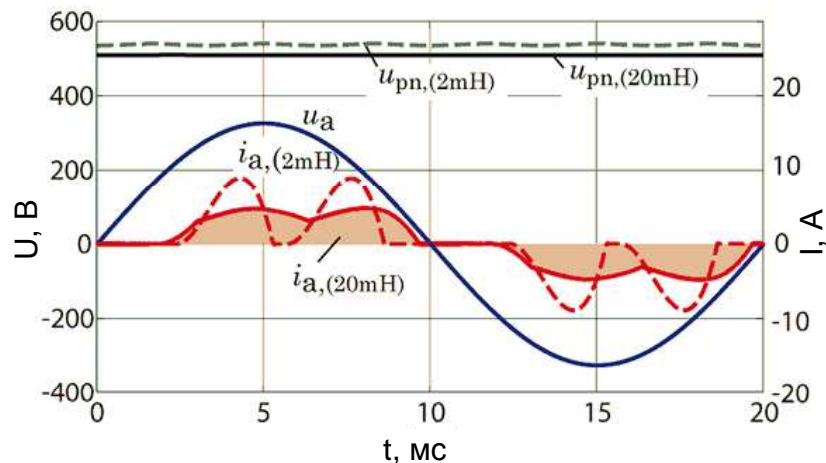


Рис. 1.18. Діаграми напруг і струму мережі схеми рис. 1.17

Для забезпечення стабілізації вихідної напруги, а також для виключення габаритних низькочастотних індуктивних компонентів може застосовуватися випрямляч, що складається з 6-пульсного діодного моста BR1 (рис. 1.19), до виходу якого підключений підвищуючий DC / DC перетворювач L1S1VD1C1 [156].

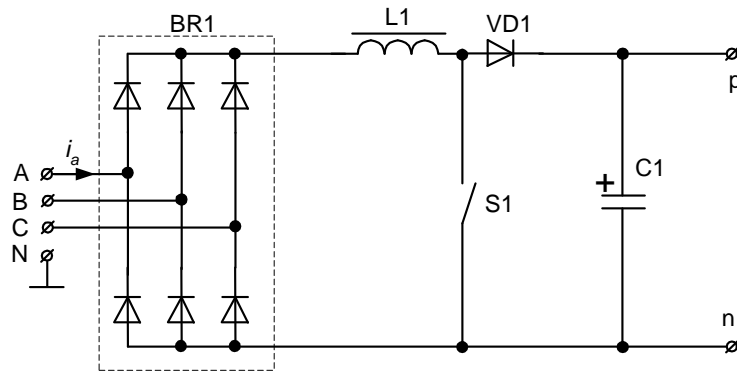


Рис. 1.19. Випрямляч з підвищуючим перетворювачем

Схема дозволяє стабілізувати вихідну напругу на рівні не нижче амплітуди лінійної напруги мережі, забезпечити вхідний КП на рівні близько 0,95.

Для системи управління ключем  $S1$  можливі кілька варіантів стратегії управління:

- режим з постійним середнім струмом дроселя  $L1$ ;
- режим постійної миттєвої активної потужності;
- режим імітації активного навантаження діодного моста.

У першому випадку мережевий струм являє собою пари прямокутних імпульсів (рис. 1.20), максимальний вхідний КП становить 0,955.

У другому випадку мережевий струм має форму, показану на рис. 1.21, максимальний вхідний КП становить 0,953, що дещо гірше, ніж в першому випадку. Однак головна перевага режиму постійної потужності – зниження середньоквадратичного струму пульсацій (ripple current) в вихідному конденсаторі  $C1$ , що і визначає переважне використання цієї стратегії управління в системах живлення.

У режимі імітації активного навантаження мережевий струм має «класичну» форму (рис. 1.22), максимальний КП становить 0,957. Але незначне підвищення КП досягається ціною істотного ускладнення системи управління перетворювачем і на практиці використовується вкрай рідко.

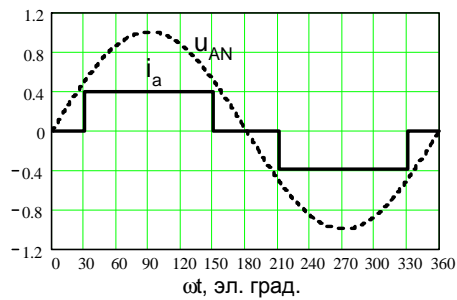


Рис. 1.20. Режим постійного струму

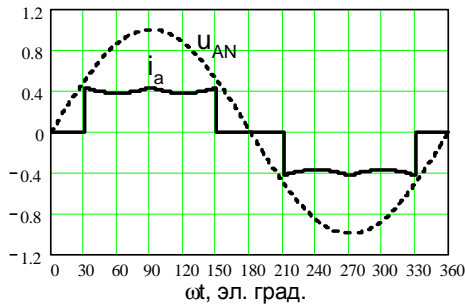


Рис. 1.21. Режим постійної потужності

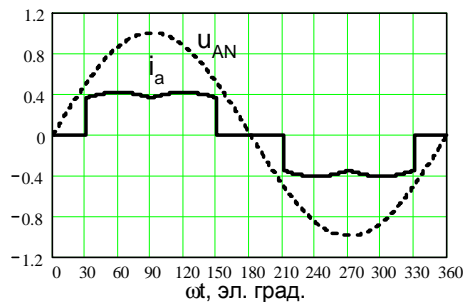


Рис. 1.22. Режим постійного опору

До недоліків описаного випрямляча слід віднести високий THD вхідного струму (близько 30 %) і необхідність вибору силових компонентів по максимальній вихідній напрузі і струму навантаження.

Вихідна напруга перетворювача має встановлюватися на рівні не нижче амплітуди лінійної напруги мережі живлення. При необхідності отримання зниженої вихідної напруги може бути застосована схема, що включає випрямлення трифазної напруги 6-пульсним діодним мостом з подальшим її зниженням за рахунок понижуючого перетворювача [157] (рис. 1.23).

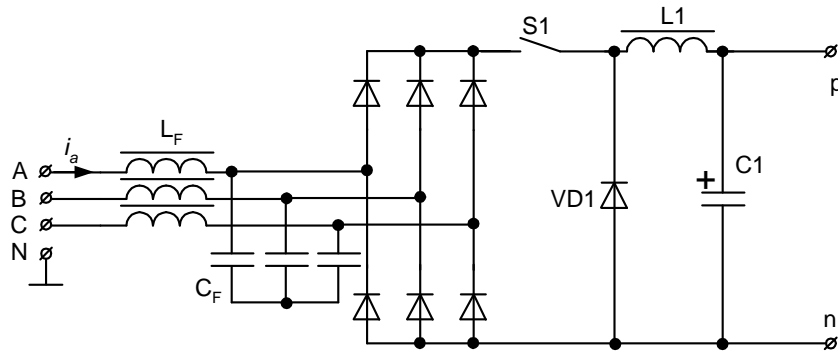


Рис. 1.23. Випрямляч із знижуючим перетворювачем

Схема дозволяє стабілізувати вихідну напругу на рівні не вище  $\frac{\sqrt{3}}{2} = 0,866$  амплітуди лінійної напруги мережі, забезпечити вхідний КП на рівні близько 0,95.

Стратегія управління знижувальним перетворювачем може бути однією з тих, що використовуються в попередній схемі. Як було сказано раніше, зазвичай застосовується режим постійної потужності.

Недоліками є необхідність ВЧ фільтрації мережевих струмів через переривчастий характер вхідного струму понижуючого перетворювача (для цієї мети служить фільтр  $L_F C_F$ ) і вибір силових компонентів перетворювача ( $S1$ ,  $VD1$ ,  $L1$ ,  $C1$ ) по максимальній потужності навантаження. THD струму мережі також становить не менше 30 %, що не дозволяє використовувати попередні схеми для перетворення великих потужностей в умовах дії сучасних стандартів якості електроенергії.

Прагнення створити випрямляч, що володіє головними достоїнствами попередніх схем – простотою, невеликою кількістю силових ключів і простим алгоритмом управління ними, призвело до розробки трифазного підвищуючого випрямляча, що працює в режимі переривчастого струму (DCM Boost Rectifier) [158 – 161]. Схема його силової частини приведена на рис. 1.24. Це підвищуючий перетворювач, ВЧ дроселі якого ( $L1 - L3$ ) винесені на сторону змінного струму. Переривчастий характер струму  $L1 - L3$  визначає необхідність використання вхідного ЕМІ-фільтра  $L_F C_F$ .

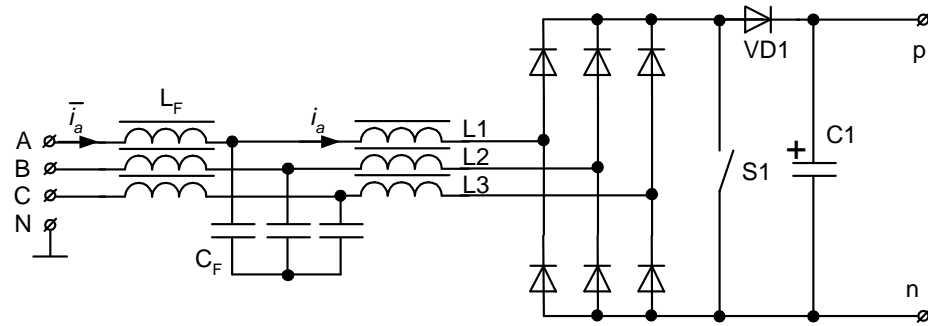


Рис. 1.24. Трифазний підвищуючий випрямляч (DCM Boost Rectifier)

На рис. 1.25 наведені результати моделювання роботи випрямляча (фазна напруга  $u_{aN}$ , ток дроселя L1  $i_a$  і графік зміни його локального середнього  $\bar{i}_a$  (можна вважати його рівним току дроселя  $L_F$ )).

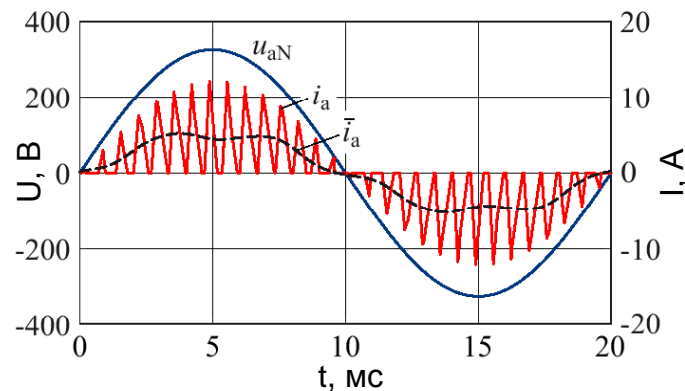


Рис. 1.25. Напруги і струми при роботі DCM Boost Rectifier

При роботі в режимі DCM з постійними частотою і скважністю пікові струми L1 – L3 повторюють синусоїдальну форму напруги мережі. Але через наявність інтервалу часу розмагнічування L1 – L3 локальний середній вхідний струм має в своєму спектрі гармоніки низьких порядків.

Існують способи деякого зменшення їх амплітуд.

Так, в [158, 159] запропоновано перевести ключ S1 в критичний режим (Critical Conduction Mode), для забезпечення якого слід включати S1 в момент спадання струму в бустерному діоді VD1 до нуля. В результаті частота перемикавання S1 виявляється змінною, зате дещо знижується THD

струму мережі. Недоліком такого способу є збільшення вимог до вхідного ВЧ фільтру  $L_F C_F$  через великий (залежить від потужності навантаження і вхідної напруги) діапазон зміни частоти перемикачів  $S1$ .

В [160] описаний метод зниження THD за рахунок підтримки постійного середнього струму бустерного діода  $VD1$ , для чого скважність імпульсів ключа  $S1$  змінюється протягом періоду мережі. Недолік – необхідність установки додаткового датчика струму діода  $VD1$ .

В [161] запропонований метод, що полягає в підмішуванні в опорний сигнал ШІМ генератора шостої гармоніки частоти мережі, що дозволяє трохи знизити рівень 5-й гармоніки вхідного струму, найбільш вираженої при управлінні з постійною скважністю, і забезпечити виконання вимог стандартів в більшому діапазоні потужностей.

Також підвищення вхідного КП можливо при збільшенні вихідної напруги (це знижує час розмагнічування ВЧ дроселів), але цей шлях не використовується з практичних міркувань – труднощів подальшого перетворення енергії і необхідністю застосування високовольтної елементної бази.

Практично досяжний КП активних випрямлячів DCM Boost – близько 0,98.

Для зниження встановленої потужності ЕМІ фільтра можуть бути застосовані два подібних перетворювача, у яких несучі частоти ШІМ зсунуті на 180 ел. градусів, що приводить до часткового придушення пульсацій струмів ВЧ дроселів. Схема отримала назву Interleaved DCM Boost Rectifier (рис. 1.26) [162 – 164] і є ефективною для використання в зварювальних інверторних джерелах живлення через поділ потужності між декількома перетворювачами. Це дає можливість поліпшити техніко-економічні показники джерел.



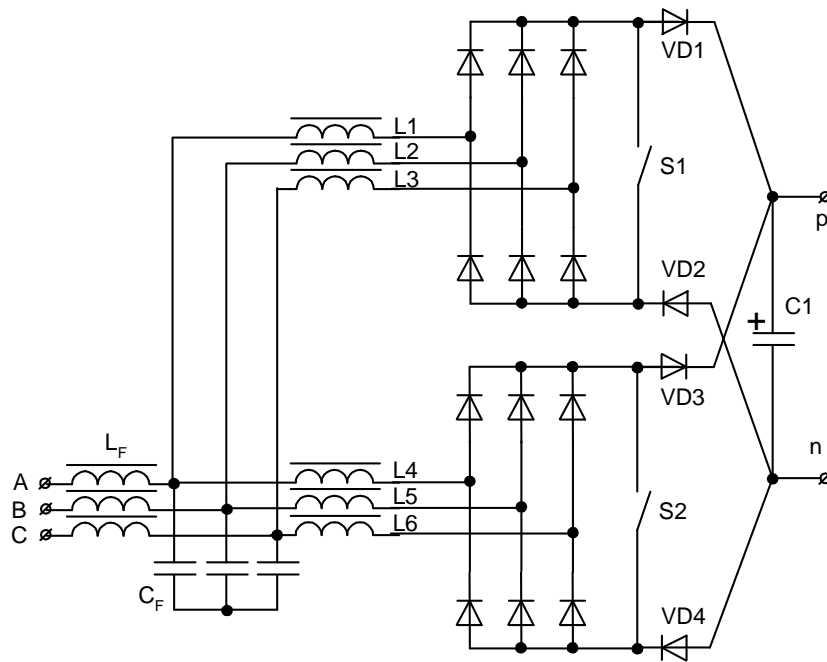


Рис. 1.26. Два підвищуючих перетворювача з розфазованими несучими ШІМ (Interleaved DCM Boost Rectifier)

Ще один варіант схеми ККП з дроселями, винесеними на сторону змінного струму і працюючого в режимі переривчастих струмів – т.зв. TAPEI Rectifier [165 – 168]. Схема його силової частини показана на рис. 1.27. Тут для зниження THD споживаного струму використаний принцип інжекції третьої гармоніки. Схема також забезпечує «м'яке» включення ключів (ZVS – Zero Voltage Switching).

При розробці і виготовленні зварювальних інверторів представляють інтерес схемні рішення джерел живлення з гальванічною розв'язкою виходу, побудовані на основі TAPEI Rectifier [166 – 168]. У них силові ключі ККП S1 і S2 одночасно використовуються в складі мостового інвертора, навантаженого на високочастотний трансформатор.

До недоліків цього ККП слід віднести великий рівень високочастотних пульсацій струмів ВЧ дроселів, що вимагає використання громіздкого ЕМІ фільтра на вході.

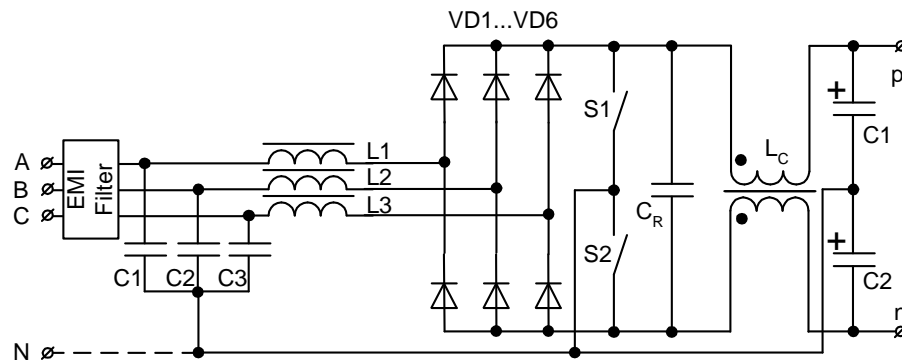


Рис. 1.27. TAIPEI Rectifier

У роботах [169 – 171] описано оригінальне рішення проблеми підвищення КП трифазного випрямляча, що полягає в заміні низькочастотного згладжуючого дроселя двухквадрантним інвертором напруги, причому цей інвертор напруги працює з нульовою середньою активною потужністю і імітує індуктивність (т.зв. «електронний дросель»). На рис. 1.28 приведена схема силової частини системи. «Електронний дросель» позначений як EI.

Схема дозволяє забезпечити вхідний КП не нижче 0,95. Перевагою є те, що інвертор напруги «електронного дроселя» розрахований тільки на частину (близько 10 %) вихідної потужності випрямляча, що дає можливість знизити втрати потужності в системі і підвищити питому потужність випрямляча. Це особливо актуально при розробці зварювальних інверторних джерел з високою питомою потужністю. Так, експериментальний зразок (рис. 1.29), виготовлений в Power Electronic Systems Laboratory, Swiss Federal Institute of Technology (ETH), Zurich, має такі параметри: ККД 98,3 %, КП = 0,955, THD = 28,4 %, частота перемикання  $f_s = 70$  кГц, вихідна потужність  $P_{out} = 5$  кВт, вхідна напруга  $U_{in} = 3 \times 400$  В.

На рис. 1.30 представлена осцилограма, а на рис. 1.31 – спектрограма його мережевого струму.

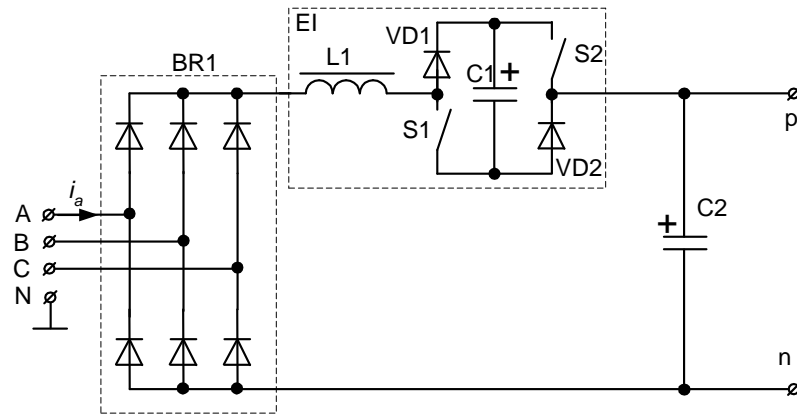


Рис. 1.28. Випрямляч з «електронним дроселем»



Рис. 1.29. Експериментальний зразок випрямляча з «електронним дроселем», виготовлений в Power Electronic Systems Laboratory, Swiss Federal Institute of Technology (ETH), Zurich

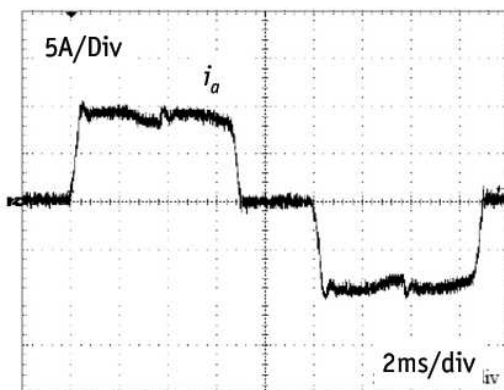


Рис. 1.30. Осцилограма вхідного струму

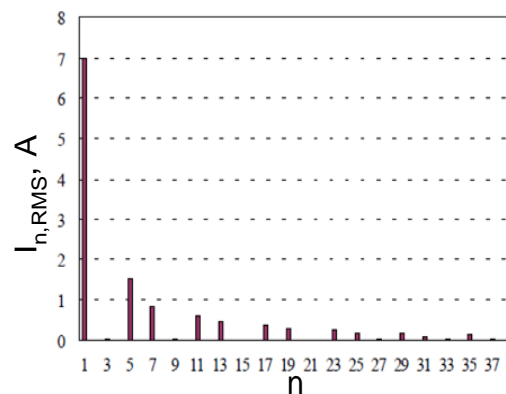


Рис. 1.31. Спектрограма вхідного струму ( $n$  – номер гармоніки)

Вихідна напруга  $U_{C2}$  (при нехтуванні втратами потужності в елементах схеми) дорівнює середньовипрямленій напрузі моста. Приймаючи, що амплітуда фазної напруги мережі дорівнює 1, отримуємо  $U_{C2} = 1,654$ . При цьому напруга на «електронному дроселі»  $e(t)$  для підтримання сталості вихідного струму моста має змінюватися від  $-0,078$  до  $0,154$ , що дозволяє виконати схему «електронного дроселя» із застосуванням ефективної низьковольтної елементної бази (транзистори MOSFET і діоди Шоттки).

На рис. 1.32 представлені діаграми напруг в схемі.

Основним недоліком випрямляча з «електронним дроселем» є неможливість стабілізації вихідної напруги, оскільки інвертор в його складі повинен працювати з близькою до нуля середньою активною потужністю.

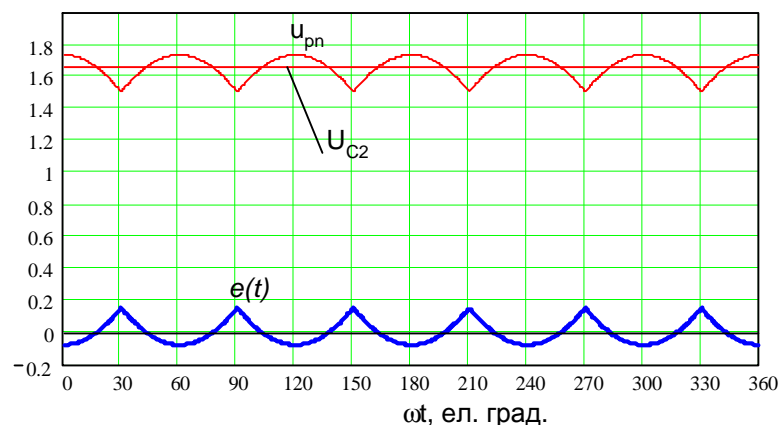


Рис. 1.32. Діаграми напруг при роботі «електронного дроселя»

У роботах [172 – 177] запропонована концепція гібридного ККП, що складається з двох високочастотних перетворювачів: один (основний) забезпечує постійний вихідний струм діодного моста, другий (допоміжний) виступає в ролі активного фільтра і «доводить» вхідний струм до необхідної (синусоїдальної) форми. Виходи перетворювачів з'єднуються паралельно і працюють на загальне навантаження. На рис. 1.33 показаний один з варіантів виконання силової частини подібного гібридного випрямляча з ККП.

Перетворювач  $L1L2S1VD1VD2$  управляється з умови забезпечення сталості вихідного струму діодного моста  $BR1$ . Дроселі  $L3 - L5$ , міст  $BR2$  і двонаправлені ключі  $S2 - S4$  утворюють другий перетворювач, що забезпечує підвищення КП до одиниці.

Як основний, так і допоміжний перетворювач можуть бути виконані за схемами, що відрізняються від показаних на рис. 1.33, але принцип роботи гібридного випрямляча від цього не змінюється.

Оскільки обидва перетворювача підвищуючі, вихідна напруга системи повинна бути встановленою не нижче амплітуди лінійної напруги мережі.

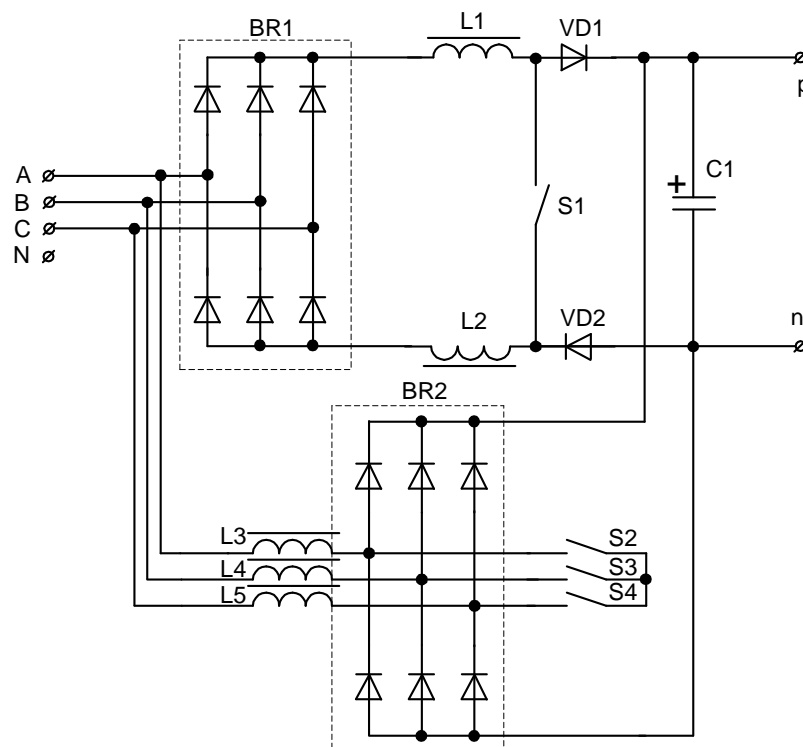


Рис. 1.33. Гібридний випрямляч з двома високочастотними перетворювачами

Основною перевагою гібридних схем є те, що велика частина потужності «прокачується» через основний перетворювач, який має просту структуру і мале число силових компонентів. Це дозволяє оптимізувати втрати в системі і підвищити енергоефективність ККП, виконаних за гібридною схемою.

### 1.4 Схеми перетворювачів з одиничним КП

В роботі [178] описаний трифазний випрямляч з корекцією коефіцієнта потужності шляхом пасивної інжекції третьої гармоніки у вхідні струми за допомогою низькочастотного трансформатора – т.зв. Minnesota Rectifier. Його схема (рис. 1.34) містить трифазний діодний міст BR1, навантажений на два послідовно з'єднаних підвищуючих перетворювача L1S1VD1C1 і L2S2VD2C2, загальна точка з'єднання яких підключена до нейтралі трансформатора інжекції третьої гармоніки T1, а фазні виводи цього трансформатора підключені до мережі. T1 може мати дві обмотки, з'єднані за схемою «зірка з нулем – трикутник», як показано на рис. 1.34, або одну обмотку, з'єднану за схемою «зигзаг». Також замість T1 можуть бути застосовані три LC-контура, налаштовані на третю гармоніку частоти мережі [179].

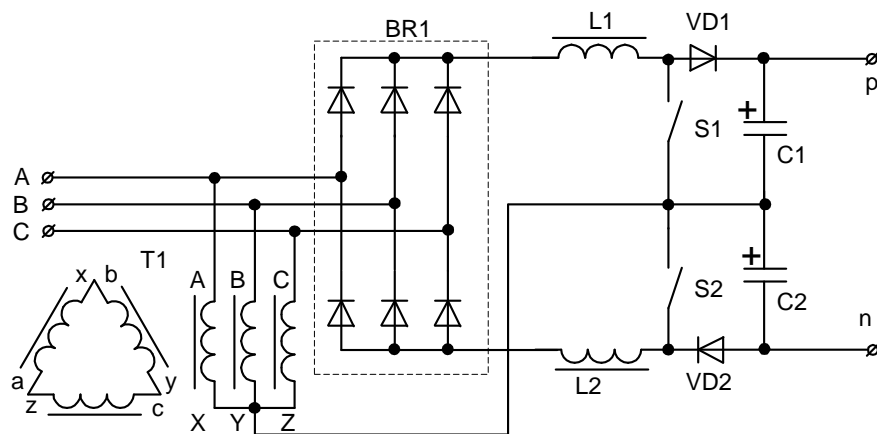


Рис. 1.34. Випрямляч з пасивною інжекцією третьої гармоніки (Minnesota Rectifier)

Схема дозволяє стабілізувати вихідну напругу і забезпечити високу якість спектрального складу вхідних струмів при КП, близькому до одиниці.

До недоліків Minnesota Rectifier слід віднести відносно великі габарити і масу трансформатора інжекції третьої гармоніки.

В роботі [180] наведено реверсивний варіант випрямляча з інжекцією третьої гармоніки, що дозволяє забезпечити низький THD струму мережі як в випрямному, так і в рекуперативному режимі.

Через наявність низькочастотного трансформатора, що погіршує масогабаритні показники схеми, такі випрямлячі не набули поширення в зварювальному обладнанні. Їх область застосування – випрямні установки великої потужності.

В [181 – 183] представлений активний трифазний випрямляч з корекцією коефіцієнта потужності, що не містить низькочастотних компонентів – т.зв. Delta Rectifier. Силова частина його приведена на рис. 1.35, а.

Це підвищувачий ККП, його вихідна напруга повинна встановлюватися не нижче амплітуди лінійної напруги мережі живлення. Ключі  $S1 - S3$  – двонаправлені, виконуються зазвичай у вигляді зустрічно-послідовно з'єднаних транзисторів із зворотними діодами і повинні бути розраховані на максимальну вихідну напругу ККП.

В [184 – 187] представлений варіант ККП з ключами, з'єднаними зіркою – VIENNA Rectifier. Схема його силової частини приведена на рис. 1.35, б.

До його складу входять вхідний фільтр ( $L1 - L3$ ), до виходу якого підключений високочастотний діодний міст, навантажений на два послідовно з'єднаних конденсатора ( $C1, C2$ ), і силові двонаправлені ключі ( $S1 - S3$ ), включені між виходом фільтра та середньою точкою з'єднання конденсаторів.

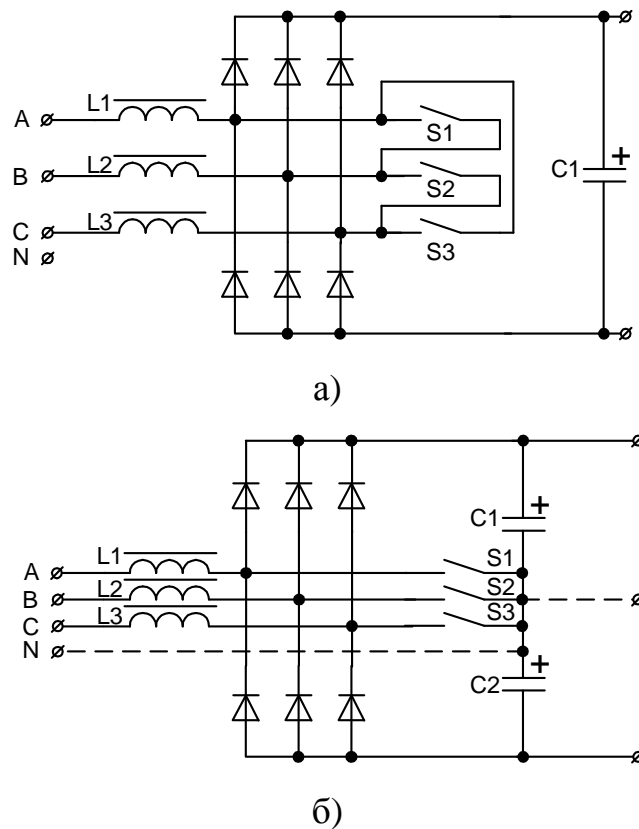


Рис. 1.35. Випрямлячі: а) Delta Rectifier; б) VIENNA Rectifier

Діючий струм ключів  $S1 - S3$  в такій схемі вище, ніж в Delta Rectifier, але завдяки з'єднанню нуля зірки, утвореної ключами, з середньою точкою вихідного ємнісного накопичувача, робоча напруга ключів дорівнює половині вихідної. Крім цього, такий перетворювач є тривірневим, що знижує вимоги до вхідних дроселів – можна зменшити їх індуктивність при тій же амплітуді пульсацій вхідного струму і незмінній частоті комутації.

Ці випрямлячі дозволяють працювати не тільки з одиничним КП, але і з кутом зсуву фаз між напругою і струмом в межах від  $-30$  до  $+30$  ел. градусів, але при цьому необхідно збільшувати вихідну напругу [188].

У разі обриву фази можливе збереження працездатності при обмеженні вихідної потужності; при цьому зберігається синусоїдальна форма споживаного струму [189 – 191].

Вихід випрямляча VIENNA може бути навантажений несиметрично, при цьому велика несиметрія допустима тільки при збільшеній вихідній напрузі [192].



Схеми мають високу ефективність перетворення, низькі спотворення вхідних струмів, можливість стабілізації вихідної напруги. Ці якості дозволяють будувати інверторні зварювальні джерела з універсальним (одно- або трифазним) живленням і близьким до одиниці КП.

Недоліком є велика кількість високочастотних двонапрямлених ключів, кожен з яких зазвичай складається з двох силових транзисторів. Це веде до ускладнення схеми керування випрямлячем.

Цікавим є виконання випрямляча у вигляді гібридної схеми, яка включає як низькочастотні активні елементи, що працюють на частоті мережі, так і високочастотні. Так, використання на вході діодного моста дозволяє забезпечити роботу імпульсної частини випрямляча з постійним знаком миттєвої вхідної напруги, що дає можливість спростити її схемотехніку і систему управління. Далі наведено опис декількох схем випрямлячів з одиничним КП, що використовують такий підхід.

В роботі [193] запропонований трифазний випрямляч з корекцією коефіцієнта потужності, що використовує активну інжекцію третьої гармоніки у вхідні струми. Це дозволяє знизити кількість високочастотних ключів до двох. Його схема (рис. 1.36) містить трифазний діодний міст BR1, два підвищуючих перетворювача (L1S1VD1 і L2S2VD2), навантажених на вихідний ємнісний накопичувач енергії (C1). Відмінною особливістю схеми є підключення загальної точки з'єднання ключів S1 і S2 через двонаправлені низькочастотні ключі активної інжекції (S3 – S5) до однієї з фаз.

При живленні схеми від трифазної мережі в будь-який момент часу в провідному стані знаходяться два з шести діодів вхідного моста – один з позитивної (катодної) групи, один з негативної (анодної) групи. Точка з'єднання основних перетворювачів (загальна точка S1, S2) за допомогою ключів S3, S4, S5 підключається до фази з мінімальним по абсолютній величині потенціалом. Перемикання діодів моста і ключів S3, S4, S5 відбувається шість разів за період частоти вхідної напруги, що дозволяє

виконати ключі S3, S4, S5 з використанням низькочастотних IGBT транзисторів з малими втратами у відкритому стані.

Випрямляч дозволяє забезпечити вхідний КП близький до одиниці при низькому коефіцієнті нелінійних спотворень вхідних струмів і стабілізувати вихідну напругу.

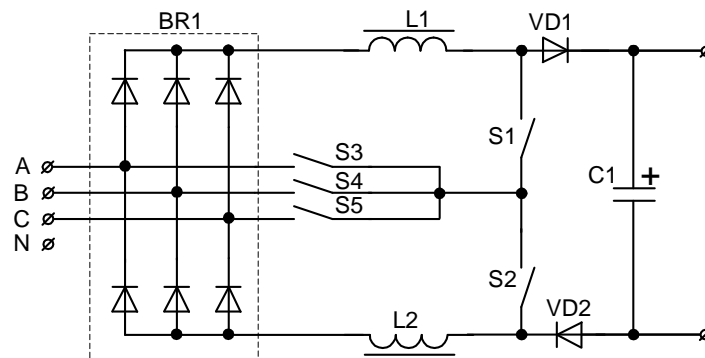


Рис. 1.36. Випрямляч з активною інжекцією третьої гармоніки

Недоліком схеми є необхідність встановлення вихідної напруги на рівні не нижче потроєної амплітуди фазної напруги на вході [194], що призводить до підвищення вимог до силових елементів випрямляча, підвищення втрат енергії в ньому і ускладнює подальше перетворення електричної енергії.

Необхідність установа такої високої вихідної напруги визначається на основі аналізу схеми заміщення зазначеного випрямляча для локальних середніх, показаної на рис. 1.37 (жирними лініями виділені шляхи протікання струмів для випадку  $u_{AN} > u_{CN} > u_{BN}$ ).

На рис. 1.38 наведені діаграми зміни напруг в схемі.

Перетворювач L1S1VD1 представлений двома джерелами струму з струмами  $i_p D_p$  і  $i_p (1 - D_p)$ , де  $D_p$  – скважність імпульсів управління ключем S1. Аналогічно представлений перетворювач L2S2VD2. Розглянемо випадок роботи від трифазної симетричної мережі. При цьому  $u_p + u_n + u_m = 0$ , звідки

$$u_m = -u_p - u_n.$$

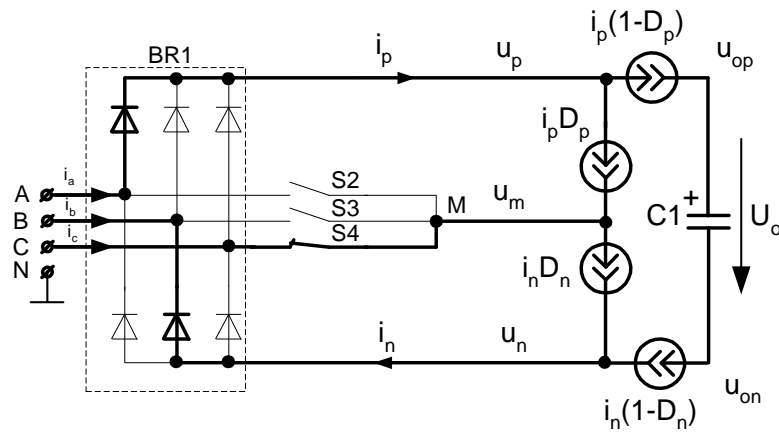


Рис. 1.37. Схема заміщення випрямляча рис. 1.36

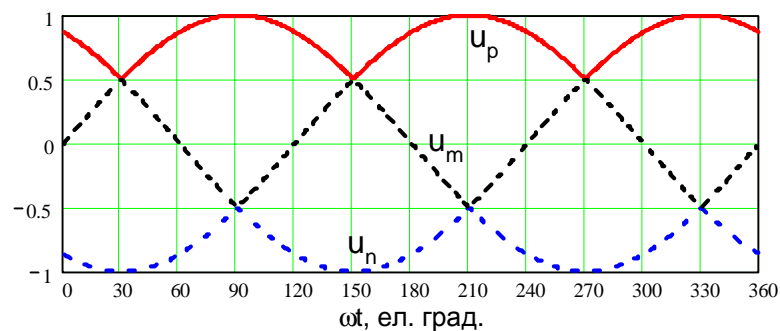


Рис. 1.38. Діаграма напруг випрямляча з активною інжекцією третьої гармоніки

Для збереження керованості перетворювачів має виконуватися рівність  $i_p(1 - D_p) = i_n(1 - D_n)$ , в іншому випадку різницевий струм буде протікати через зворотні діоди транзисторів ключів S1 або S2 (діоди для спрощення не показані). З останнього запису виходить:

$$D_n = 1 - \frac{i_p}{i_n} + \frac{i_p}{i_n} D_p. \quad (1.8)$$

Для того, щоб випрямляч поведився по відношенню до мережі як активний опір, його фазні струми повинні бути пропорційні фазним напругам. Тоді для струмів і напруг на виході моста маємо:

$$i_p = u_p \cdot G; \quad (1.9)$$

$$i_n = -u_n \cdot G, \quad (1.10)$$

де  $G$  – імітована провідність, См.

Підставивши вирази для струмів в рівняння для  $D_n$ , маємо:

$$D_n = 1 - \frac{u_p \cdot G}{-u_n \cdot G} + \frac{u_p \cdot G}{-u_n \cdot G} D_p = 1 + \frac{u_p}{u_n} (1 - D_p). \quad (1.11)$$

Для підвищуючих перетворювачів справедливі наступні залежності між їх вхідними і вихідними напругами:  $u_p = u_m D_p + u_{op} (1 - D_p)$  для L1S1VD1 і  $u_n = u_m D_n + u_{on} (1 - D_n)$  для L2S2VD2.

Знаючи це, знайдемо вихідну напругу випрямляча:

$$U_o = u_{op} - u_{on} = \frac{u_p - u_m D_p}{1 - D_p} - \frac{u_n - u_m D_n}{1 - D_n}. \quad (1.12)$$

Виразивши  $u_m$  через  $u_p$  и  $u_n$ , маємо:

$$U_o = \frac{u_p + u_p D_p + u_n D_p}{1 - D_p} - \frac{u_n + u_p D_n + u_n D_n}{1 - D_n}. \quad (1.13)$$

Нарешті, підставивши в попереднє рівняння вираз для  $D_n$  і опустивши проміжні викладки, в остаточному варіанті маємо:

$$U_o = \frac{2u_p + 2\frac{u_n^2}{u_p} + 2u_n}{1 - D_p}. \quad (1.14)$$

Звідси

$$D_p = 1 - \frac{2u_p + 2\frac{u_n^2}{u_p} + 2u_n}{U_o}; \quad (1.15)$$

$$D_n = 1 + \frac{2u_p + 2\frac{u_p^2}{u_n} + 2u_n}{U_o}. \quad (1.16)$$

Оскільки для трифазної симетричної мережі справедливі рівності  $\frac{U_{ph.m}}{2} \leq u_p \leq U_{ph.m}$  і  $\frac{U_{ph.m}}{2} \leq -u_n \leq U_{ph.m}$  ( $U_{ph.m}$  – амплітуда фазної напруги), скважності  $D_p$  і  $D_n$  виявляються фізично реалізованими ( $0 \leq D_p \leq 1$  і  $0 \leq D_n \leq 1$ ) при установці  $U_o \geq 3U_{ph.m}$ . На рис. 1.39 наведені графіки зміни напруг і скважностей для випадку  $U_o = 3U_{ph.m}$ ;  $U_{ph.m} = 1$ .

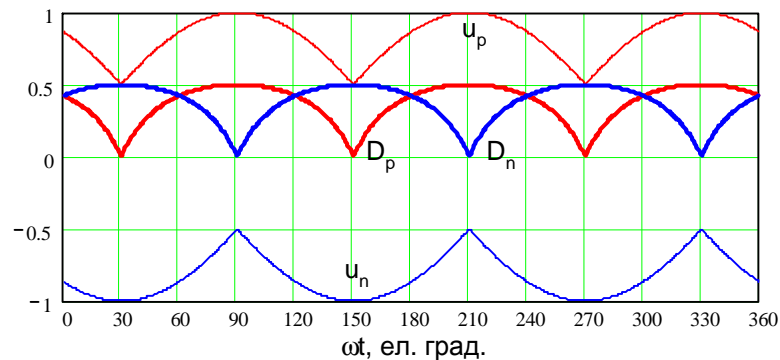


Рис. 1.39. Діаграми зміни напруг і скважностей протягом періоду мережі

В [195 – 198] описана схема активного випрямляча, відомого як KOREA Rectifier. Його схема показана на рис. 1.40. Тут два підвищуючих перетворювача попередньої схеми замінені на один напівмостовий перетворювач схеми активної інжекції.

Випрямляч складається з трифазного діодного моста BR1, двох однонаправлених високочастотних (S1, S2) і трьох двонаправлених низькочастотних (S3 – S5) ключів і дроселя. Вихідний конденсатор (C1) має невелику ємність і призначений для придушення комутаційних перешкод при роботі ключів S1 і S2.

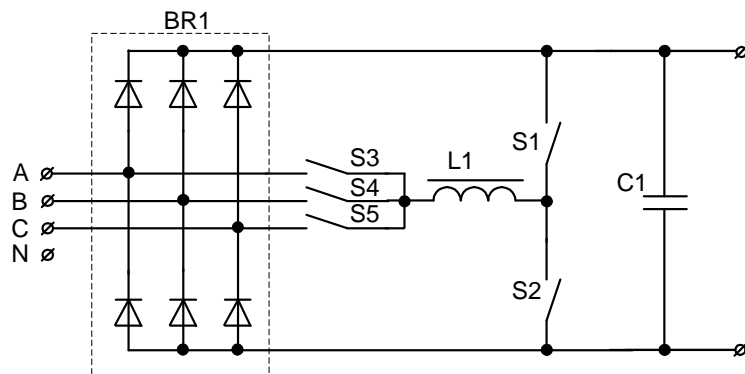


Рис. 1.40. Випрямляч KOREA Rectifier

Елементи S1S2L1 утворюють напівмостовий перетворювач, вихід якого (лівий по схемі вивід L1) за допомогою двонаправлених ключів S2 – S4 підключається до фази з найменшою за абсолютною величиною напругою. Схема заміщення випрямляча наведена на рис. 1.41.

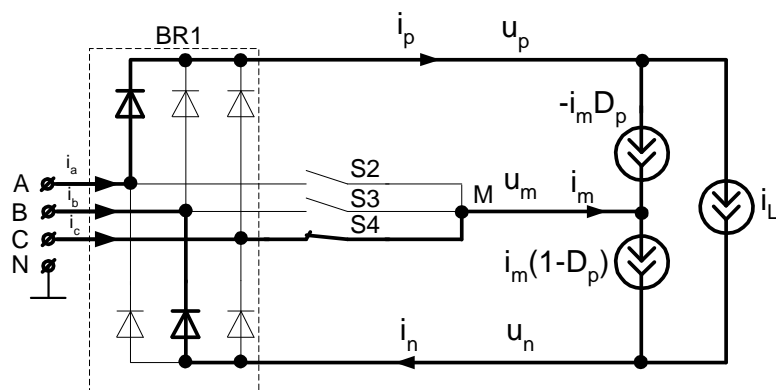


Рис. 1.41. Схема заміщення KOREA Rectifier

Навантаження представлено у вигляді джерела струму  $i_L$ ; скважність імпульсів управління «верхнім» ключем S1 позначена  $D_p$ .

Метою системи управління є виконання умов ( $G$  – імітована провідність):

$$\begin{aligned} i_p &= u_p \cdot G; \\ i_m &= u_m \cdot G. \end{aligned} \quad (1.17)$$

Оскільки  $u_m = -u_p - u_n$ , а  $i_p = i_L - i_m D_p$ , маємо:

$$u_p \cdot G = i_L - (-u_p - u_n) \cdot G D_p. \quad (1.18)$$

Для напівмостового перетворювача вихідна напруга визначається як

$$u_m = u_p D_p + u_n (1 - D_p), \quad (1.19)$$

звідки, після виключення  $u_m$ , маємо:

$$D_p = \frac{-u_p - 2u_n}{u_p - u_n}. \quad (1.20)$$

Для забезпечення одиничного коефіцієнта потужності струм  $i_L$  повинен змінюватися як:

$$i_L = u_p \cdot G + (-u_p - u_n) \cdot G D_p = G \cdot \left[ u_p + (u_p + 2u_n) \frac{u_p + u_n}{u_p - u_n} \right]. \quad (1.21)$$

Останній вираз показує, що струм навантаження повинен змінюватися протягом періоду мережі, в іншому випадку буде знижуватися КП. Потужність навантаження при цьому складе:

$$\begin{aligned}
 P &= (u_p - u_n) i_L = 2u_p^2 G + 2u_n^2 G + 2u_n u_p G = \\
 &= G[u_p^2 + u_n^2 + (u_p^2 + u_n^2 + 2u_p u_n)] = G[u_p^2 + u_n^2 + (u_p + u_n)^2] = \quad (1.22) \\
 &= G(u_p^2 + u_n^2 + u_m^2) = const
 \end{aligned}$$

Таким чином, для забезпечення близького до одиниці коефіцієнта потужності навантаження повинно працювати в режимі постійної потужності. Зазвичай це вимагає застосування додаткового DC/DC перетворювача. На рис. 1.42 наведені діаграми напруги на навантаженні, струму навантаження, скважності роботи напівмоста S1S2 і вихідної потужності KOREA Rectifier протягом періоду мережі.

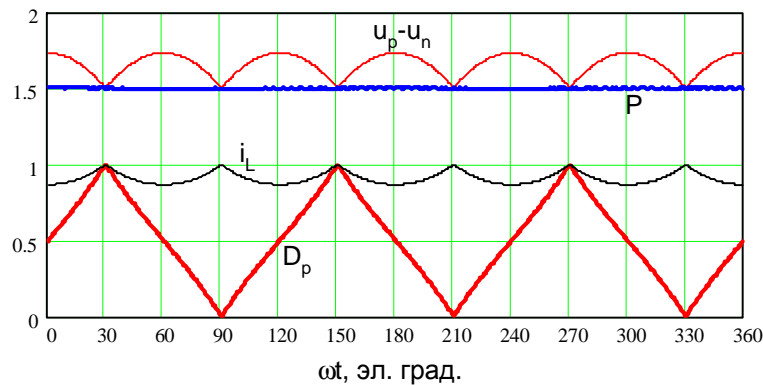


Рис. 1.42. Діаграми роботи KOREA Rectifier

Схема KOREA Rectifier вигідно відрізняється малими втратами енергії завдяки невеликій кількості силових напівпровідникових елементів в силовому ланцюзі, високим входним коефіцієнтом потужності.

Недоліками цієї схеми є наявність пульсацій в вихідній напрузі, неможливість її стабілізації і необхідність застосування навантаження, що працює з постійною потужністю при наявності пульсацій напруги. Це дещо обмежує область використання KOREA Rectifier в зварювальних інверторах, тому що DC/DC перетворювач, який часто використовується спільно з ним, повинен мати систему управління, що стабілізує його миттєву активну потужність. Але це, по-перше, при живленні електричної зварювальної дуги



дуже важко реалізувати через її нестационарний характер, а по-друге – не дає можливості використовувати відомі способи зварювання з накладенням імпульсів струму.

У роботах [199, 200] описаний понижуючий випрямляч з активною інжекцією третьої гармоніки – т.зв. SWISS Rectifier. Його силова частина (рис. 1.43) складається з діодного моста BR1, двох понижуючих перетворювачів (S1VD1L1 і S2VD2L2), навантажених на вихідний згладжуючий конденсатор (C1), і схеми активної інжекції (S3 – S5).

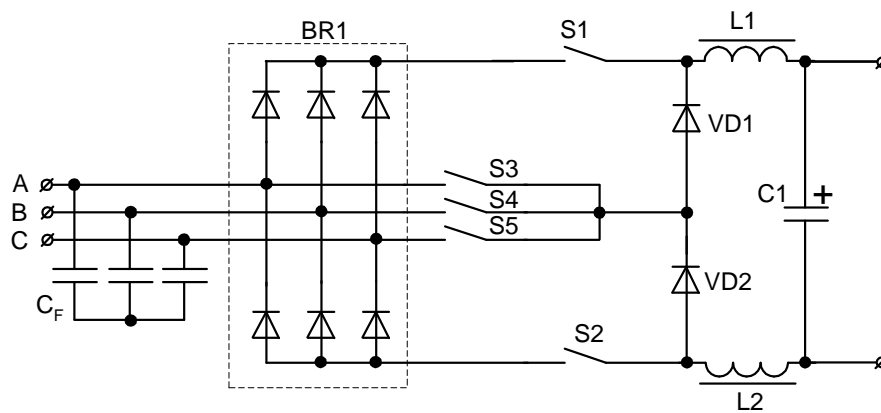


Рис. 1.43. Випрямляч SWISS Rectifier

Елементи S1VD1L1 і S2VD2L2 утворюють два понижуючих (buck) перетворювача. Схема заміщення SWISS rectifier для аналізу процесів наведена на рис. 1.44.

Перетворювач S1VD1L1 представлений двома джерелами струму з струмами  $D_p \cdot I$  і  $(1 - D_p) \cdot I$  ( $D_p$  – скважність імпульсів управління ключем S1,  $I$  – струм навантаження). Аналогічно представлений перетворювач S2VD2L2. При роботі від трифазної симетричної мережі, як і раніше,  $u_p + u_n + u_m = 0$ , звідки  $u_m = -u_p - u_n$ .

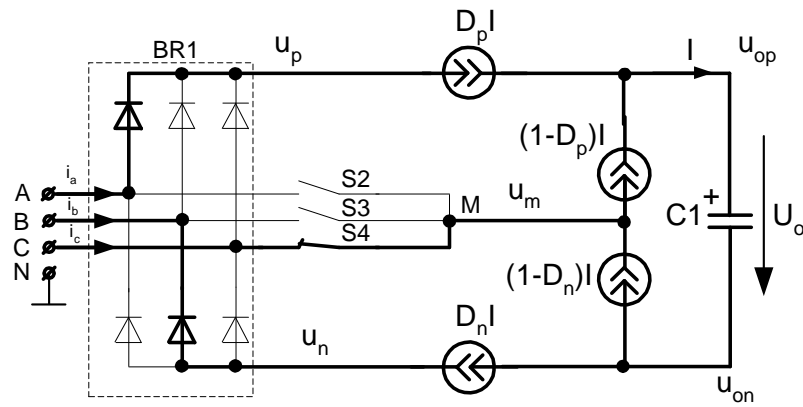


Рис. 1.44. Схема заміщення SWISS Rectifier

Для понижуючих перетворювачів справедливі наступні залежності між вхідними і вихідними напругами:

$$u_{op} = u_p D_p + u_m (1 - D_p), \quad (1.23)$$

$$u_{on} = u_n D_n + u_m (1 - D_n). \quad (1.24)$$

Для забезпечення близького до одиниці коефіцієнта потужності струми  $D_p \cdot I$  і  $D_n \cdot I$  повинні бути пропорційні вихідним напругам моста:

$$D_p \cdot I = u_p \cdot G; \quad (1.25)$$

$$D_n \cdot I = -u_n \cdot G, \quad (1.26)$$

де  $G$  – імітована фазна провідність.

З останніх двох виразів виходить:

$$D_n = -u_n \frac{D_p}{u_p}. \quad (1.27)$$

Вихідна напруга випрямляча:

$$\begin{aligned}
 U_o &= u_{op} - u_{on} = 2u_p D_p - 2u_n D_n + u_n D_p - u_p D_n = \\
 &= 2u_p D_p + 2u_n D_p + 2\frac{u_n^2}{u_p} D_p
 \end{aligned}
 \tag{1.28}$$

Вирази для скважностей:

$$D_p = \frac{U_o}{2u_p + 2u_n + 2\frac{u_n^2}{u_p}};
 \tag{1.29}$$

$$D_n = -\frac{U_o}{2u_p + 2u_n + 2\frac{u_p^2}{u_n}}.
 \tag{1.30}$$

Аналіз останніх двох виразів показує, що при роботі від трифазної симетричної мережі вихідна напруга  $U_o$  повинна встановлюватися на рівні не вище  $\frac{3}{2}U_{ph.m}$ . На рис. 1.45 представлений графік зміни сигналів при установці  $U_o = \frac{3}{2}U_{ph.m}$  (графіки  $u_p$  і  $D_p$  збігаються):

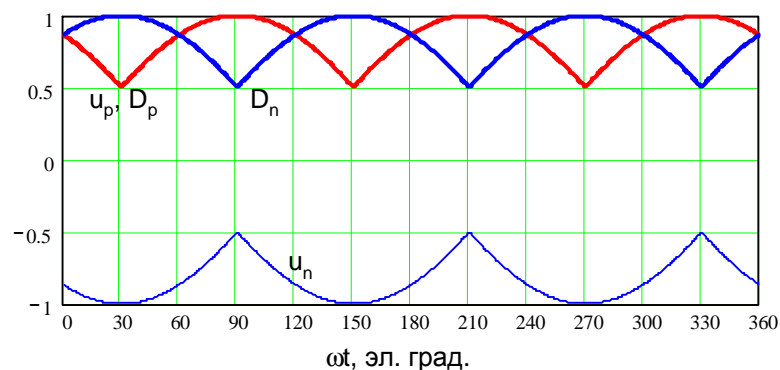


Рис. 1.45. Діаграми роботи SWISS Rectifier

При необхідності створення ККП, здатного як підвищувати, так і знижувати вихідну напругу по відношенню до напруги мережі, становить інтерес схема [201, 202], що представляє собою активний випрямляч з струмовим виходом, навантажений на два послідовно з'єднаних підвищуючих перетворювача (рис. 1.46).

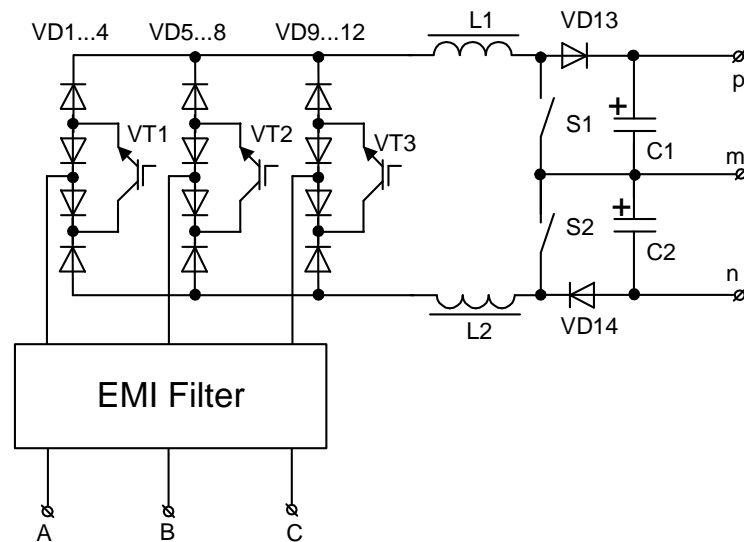


Рис. 1.46. ККП з можливістю підвищення/пониження вихідної напруги

ККП має два виходи, причому вихідні напруги можна регулювати окремо. Відмінною особливістю такої схеми є те, що дроселі L1 і L2 одночасно є вихідними для активного випрямляча і вхідними для підвищуючих перетворювачів. В якості ключів S1, S2 можуть бути застосовані MOSFET або IGBT. Через переривчастий характер вхідних струмів активного випрямляча необхідно застосування ЕМІ-фільтра. Такі ККП ефективні при створенні зварювальних інверторів з універсальним живленням.

В [203] запропонований варіант однофазного зварювального джерела, в якому виключена функція випрямлення вхідної напруги (застосований 4-транзисторний переривник змінної напруги і низькочастотний (50 Гц) трансформатор з малим розсіюванням). Джерело має хороші результати по ККД і КП, але використання низькочастотного трансформатора веде до

погіршення масогабаритних характеристик пристроїв, що використовують подібний принцип регулювання. Крім того, при необхідності зварювання на постійному струмі в однофазних джерелах в будь-якому випадку доводиться застосовувати накопичувач енергії, що забезпечує горіння дуги в моменти переходу мережевої напруги через нуль. Це може бути конденсатор фільтра або вихідний дросель.

У тій же роботі позначена перспективна задача створення трифазних джерел з розділовим високочастотним трансформатором та безпосереднім перетворенням і запропонована схема однофазного джерела з безпосереднім перетворенням і високочастотною трансформаторною розв'язкою (рис. 1.47).

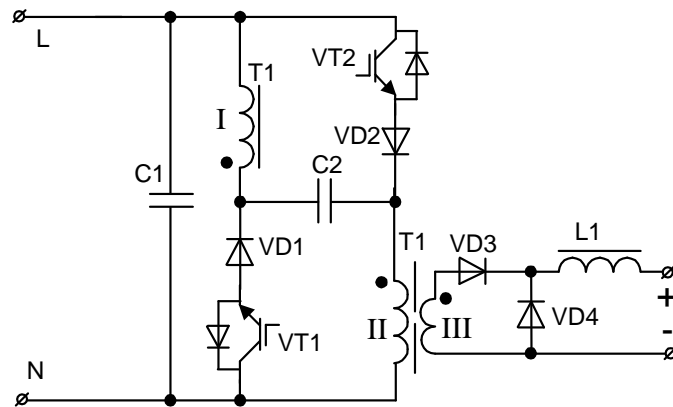


Рис. 1.47. Однофазне джерело з прямоходовим трансформатором

Джерело виконане на основі прямоходового перетворювача з трансформатором Т1. На позитивній напівхвилі мережевої напруги ( $U_{LN} > 0$ ) транзистор VT1 відкритий постійно, а VT2 управляється ШІМ-послідовністю, що формується системою управління. При відкритому стані VT2 мережевий струм протікає по колу L-VT2-VD2-T1(II)-N і відбувається передача енергії у вторинний ланцюг – діод VD3 відкривається і струм навантаження проходить через III обмотку Т1. При закритому VT2 Т1 розмагнічується (струм при цьому протікає по ланцюгу N-VT1-VD1-T1(I)-L), а у вторинному ланцюзі відкривається діод VD4 і живлення навантаження забезпечується за рахунок енергії, накопиченої в вихідному дроселі L1.

Конденсатори  $C1$ ,  $C2$  призначені для обмеження перенапруг в моменти перемикання силових транзисторів.

На негативній напівхвилі напруги мережі процеси відбуваються аналогічно з тією різницею, що  $VT2$  відкритий постійно, а  $VT1$  працює з ШІМ.

## ВИСНОВКИ ПО РОЗДІЛУ 1

На основі виконаного літературного огляду сформульовані основні завдання роботи:

1) дослідження і розробка шляхів підвищення енергоефективності зварювальних джерел живлення;

2) дослідження та розробка енергоефективних інверторних зварювальних джерел, які забезпечують підвищення ЯЕ в мережі живлення;

3) дослідження і розробка енергоефективних інверторних зварювальних джерел прямого перетворення з підвищеним КПД;

4) дослідження та розробка зварювальних інверторних джерел з підвищеною напругою холостого ходу і пристроїв підпалу і стабілізації горіння дуги;

5) промислове випробування та впровадження у виробництво енергоефективних джерел живлення.

## РОЗДІЛ 2

### ОБЛАДНАННЯ ТА МЕТОДИКИ ДОСЛІДЖЕНЬ

Дослідження і розробка сучасних джерел живлення вимагають використання спеціального дослідницького, вимірювального та іншого лабораторного обладнання.

Для проведення досліджень, проектування, виготовлення, налагодження та вимірювання енергетичних параметрів розробленого обладнання автором спроектований і виготовлений комплекс електронного обладнання, що забезпечує:

- 1) вимірювання напруг, струмів, потужностей і параметрів якості електроенергії;
- 2) імітацію живлення розроблених джерел від одно- або трифазної мережі з контрольованою формою напруги і заданим повним опором;
- 3) запис осцилограм процесів для подальшої обробки, у т.ч. з використанням розробленого програмного забезпечення.

Для оцінки динамічних властивостей джерел живлення розроблений електронний модуль безконтактної комутації активного навантаження (баластних резисторів), що дозволяє з високою швидкістю змінювати опір навантаження випробовуваного джерела.

#### **2.1 Широкопasmовий аналізатор якості електроенергії**

Для оцінки параметрів якості електроенергії при випробуваннях джерел живлення, описаних в роботі, автором розроблений широкопasmовий аналізатор якості електроенергії, адаптований до лабораторних умов [204].

Пристрій, структурна схема якого показана на рис. 2.1, виконано на основі однокристального мікроконтролера ATMEGA168, що працює з тактовою частотою 18432 кГц.



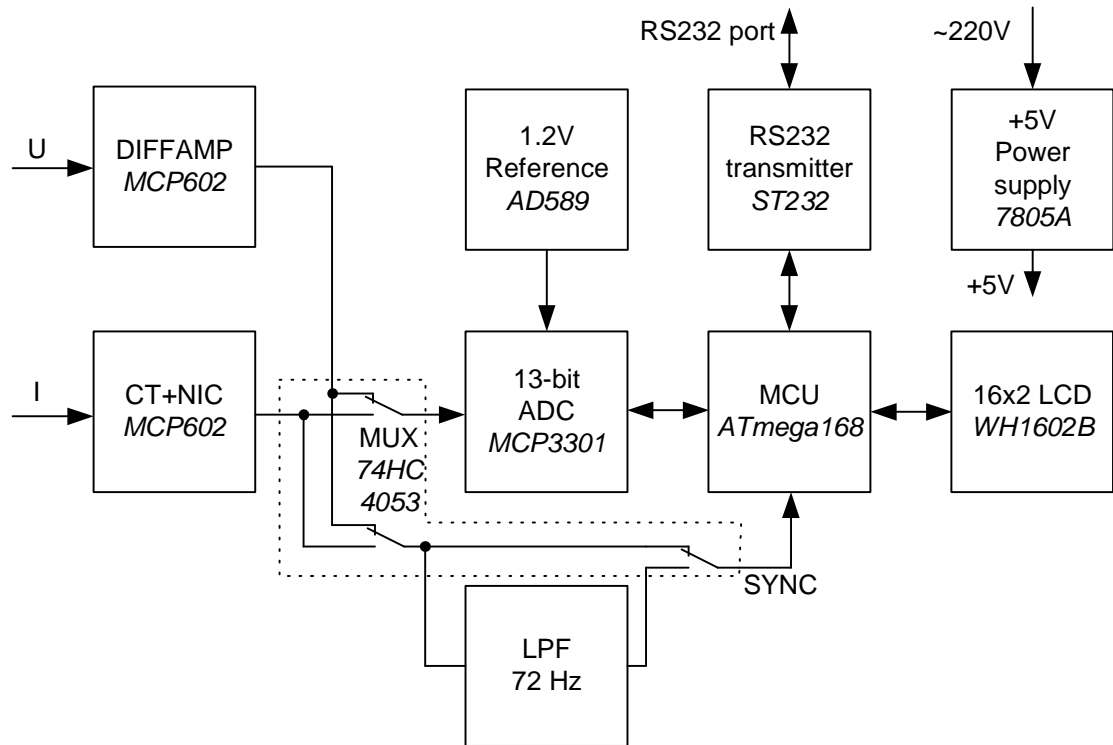


Рис. 2.1. Структурна схема лабораторного аналізатора якості електроенергії

Напруга, що вимірюється, обробляється диференціальним підсилювачем (DIFFAMP, рис. 2.1) на операційному підсилювачі (ОП) MCP602, при цьому максимальне середньоквадратичне значення вхідної напруги може становити 260 В, а пристрій зберігає працездатність при впливі на вхід напруги 380 В. Вхідний опір по входу напруги становить більше 2 МОм.

Канал вимірювання струму виконаний із застосуванням трансформатора струму (ТС) TZ75L2, навантаженого на конвертор негативного опору (КНО або NIC – Negative Impedance Converter) [205, 206], що дозволяє забезпечити широкий частотний діапазон і значно зменшити кутову похибку ТС. На рис. 2.1 струмовий канал позначений як СТ + NIC.

Схема конвертора негативного опору наведена на рис. 2.2.

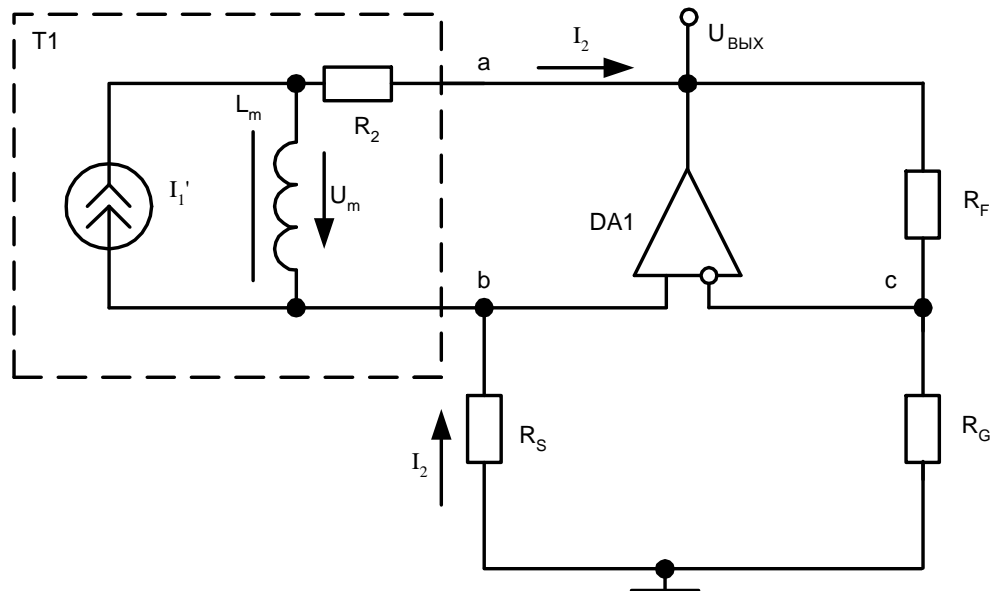


Рис. 2.2. Схема конвертора негативного опору

Трансформатор струму (Т1, рис. 2.2) представлений у вигляді схеми заміщення, що складається з джерела струму  $I_1'$ , індуктивності вторинної обмотки  $L_m$  і активного опору вторинної обмотки  $R_2$ .

Струм  $I_1'$  являє собою наведений струм первинної обмотки і дорівнює

$$I_1' = I_1 \frac{w_1}{w_2}, \quad (2.1)$$

де  $w_1, w_2$  – числа витків первинної і вторинної обмоток ТС.

Вторинний струм ТС  $I_2$  проходить через шунтовий резистор  $R_S$  і створює на ньому падіння напруги  $u_a = -I_2 R_S$  (вхідним струмом ОП нехтуємо). Оскільки ОП DA1 охоплений негативним зворотним зв'язком, то його вхідна диференціальна напруга прагне до нуля, а значить, напруги в точках  $a$  і  $c$  рівні. Тоді можна записати вихідну напругу ОП у вигляді:

$$u_{\text{вих}} = u_a \frac{R_F + R_G}{R_G} = -I_2 R_S \frac{R_F + R_G}{R_G}. \quad (2.2)$$

Знайдемо напругу на вторинній обмотці ТС:

$$u_2 = u_{\text{вих}} - u_a = -I_2 R_S \frac{R_F + R_G}{R_G} + I_2 R_S = -I_2 R_S \frac{R_F}{R_G}. \quad (2.3)$$

Видно, що напруга на вторинній обмотці ТС має знак, протилежний знаку струму його вторинної обмотки. Виходячи з цього, можна сказати, що КОС поводитья як негативний активний опір (рис. 2.3).

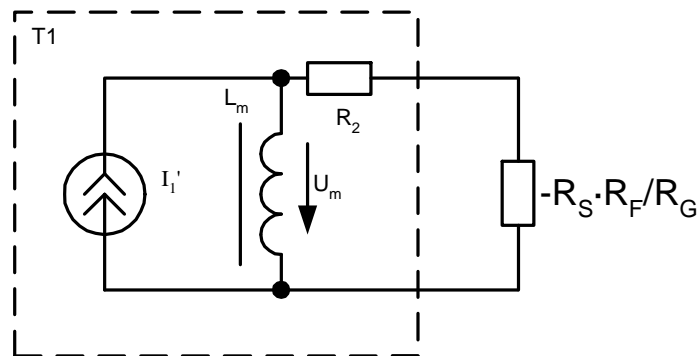


Рис 2.3. Схема заміщення ТС, навантаженого на КНО

Передавальна функція ТС може бути визначена як

$$Wct(s) = \frac{I_2}{I_1'} = \frac{L_m \cdot s}{L_m \cdot s + R_{2\Sigma}}, \quad (2.4)$$

де  $R_{2\Sigma}$  – сумарний активний опір вторинного ланцюга ТС.

Ввівши постійну часу вторинного ланцюга ТС  $T = \frac{L_m}{R_{2\Sigma}}$ , отримаємо:

$$Wct(s) = \frac{T \cdot s}{T \cdot s + 1}. \quad (2.5)$$

Таким чином, ТС є типовим ФВЧ першого порядку з частотою зрізу

$$\omega_{cp} = \frac{1}{T}.$$

АЧХ ТС визначається як  $A(\omega) = |Wct(j\omega)| = \frac{\omega T}{\sqrt{(\omega T)^2 + 1}}$ , а ФЧХ – як

$$\varphi(\omega) = \arg(Wct(j\omega)) = \frac{\pi}{2} - \arctan(\omega T).$$

Для отримання мінімальних спотворень форми трансформованого ТС струму необхідно, щоб  $A(\omega) \rightarrow 1$  і  $\varphi(\omega) \rightarrow 0$ . Це можливо тільки при  $T \rightarrow \infty$ . Але завдяки КНО є можливість зменшити сумарний активний опір вторинного ланцюга ТС, тим самим збільшивши постійну часу  $T$  і знизивши частоту зрізу.

Для стійкої роботи КНО необхідно, щоб коефіцієнт передачі ланцюга негативного зворотного зв'язку ОП перевищував коефіцієнт передачі ланцюга позитивного зворотного зв'язку. Тоді, вважаючи частотні властивості ОП ідеальними, можна записати умову стійкості КНО:

$$\frac{R_G}{R_F + R_G} > \frac{R_S}{R_2 + R_S}, \text{ чи} \quad (2.6)$$

$$\frac{R_F + R_G}{R_G} < \frac{R_2 + R_S}{R_S}; \quad (2.7)$$

$$R_S \frac{R_F}{R_G} < R_2. \quad (2.8)$$

Але  $R_S \frac{R_F}{R_G}$  є вхідний опір КНО з протилежним знаком. Таким чином,

стійкість схеми забезпечується при  $R_2 - R_S \frac{R_F}{R_G} > 0$ , тобто сумарний опір

вторинного ланцюга ТС має залишатися позитивним.

Практично можливо компенсувати близько 90 % активного опору вторинної обмотки ТС, що дає зниження частоти зрізу на порядок і покращує ФЧХ тракту вимірювання струму. Так, на рис. 2.4 показані осцилограми первинного і вторинного струму ТС, навантаженого на резистор, а на рис. 2.5 – того ж ТС, навантаженого на КНО. Видно, що зсув фази між первинним і вторинним струмом на рис. 2.5 практично не помітний, крім того, покращилася форма вихідного сигналу.

Максимальна амплітуда вимірюваного струму становить 10 А, пристрій витримує струмові перевантаження до 30 А. При вимірах великих струмів використовувалося шунтування первинної обмотки ТС.

Розроблено також лабораторний варіант аналізатора, який має межі вимірювання струму і напруги 1,1 А і 60 В відповідно. Він використовується в лабораторних умовах для дослідження частотних характеристик електричних ланцюгів.

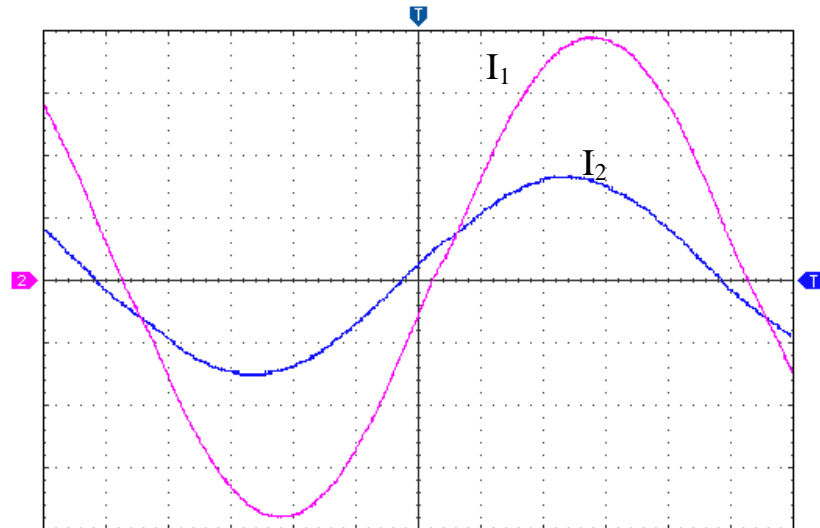


Рис. 2.4. Осциллограма струмів ТС, навантаженого на резистор

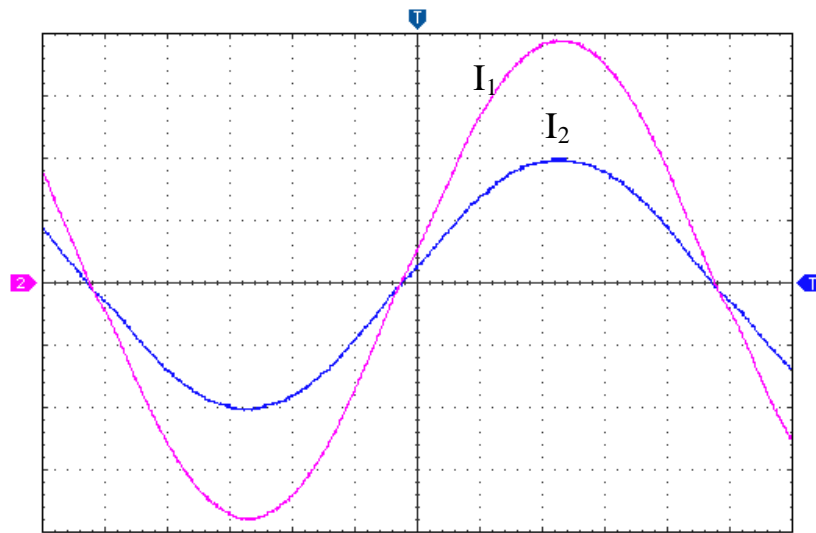


Рис. 2.5. Осциллограма струмів ТС, навантаженого на КНО

Оцифровка сигналів напруги та струму виконується 13-бітовим АЦП МСР3301, при цьому частота дискретизації формується цифровою петлею фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) і дорівнює 128-кратній частоті вхідного сигналу:  $f_s = 128 \cdot f_{in}$ , тобто відраховується 128 точок на період, що дозволяє проводити спектральний аналіз до 64-ї гармоніки. При цьому максимальна частота дискретизації становить  $f_{s\max} = 51$  кГц і в разі порушення умови  $f_s < f_{s\max}$  частота  $f_s$  встановлюється рівною  $f_s = 128 \cdot f_{in} / n$ , де  $n$  – ціле число. Смуга частот вхідного сигналу (смуга захоплення ФАПЧ) становить 18 Гц – 20 кГц.

Вимірювання частоти і синхронізація виробляються шляхом відстеження переходів вимірюваного сигналу через нуль. Синхронізація може проводитися по каналу напруги або струму (вибирається користувачем), при цьому можливе включення додаткового ФНЧ з частотою зрізу 72 Гц, що дозволяє стійко спостерігати ШІМ-сигнали (наприклад, від перетворювача частоти).

При вимірюванні частоти автоматично вибирається один з двох алгоритмів: при частоті сигналу менш 1125 Гц вимірюється період (час між двома подіями синхронізації); в іншому випадку підраховується число

періодів сигналу за 250 мс. Такий підхід продиктований тим, що чим вище частота сигналу, тим більше похибка вимірювання його періоду (і частоти).

Обробка даних оцифровки здійснюється в цифровому вигляді. Після перевірки на перевантаження АЦП виробляється обчислення і усунення постійної складової сигналів, викликаних наявністю зміщення ОП в вимірювальному тракті.

Потім обчислюються наступні параметри:

- середньоквадратична напруга;
- середньоквадратичний струм;
- активна, реактивна і повна потужність;
- коефіцієнт потужності;
- $\cos \varphi$  по першій гармоніці;
- частота;
- активна потужність, що переноситься на першій гармоніці;
- напруга і струм першої гармоніки;
- коефіцієнт гармонік напруги і струму;
- коефіцієнт амплітуди напруги і струму.

Так як в застосованому мікроконтролері є тільки один АЦП, для забезпечення коректного розрахунку потужності використано такий прийом: виконується синхронізація (очікується перехід сигналу напруги або струму через нуль), оцифровується 128 відліків напруги, потім знову виконується синхронізація і оцифровується 128 відліків струму. Це дозволяє значно знизити фазову неузгодженість між каналами напруги і струму. Однак такий спосіб придатний тільки для аналізу усталених режимів.

Після оцифровки виконується розрахунок постійних складових напруги і струму:

$$U_{DC} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u_n, \quad (2.9)$$

$$I_{DC} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i_n, \quad (2.10)$$

де  $U_{DC}$  – постійна складова напруги,  $I_{DC}$  – постійна складова струму,  $N$  – число відліків ( $N = 128$ ),  $u_n$  – відлік напруги з номером  $n$ ,  $i_n$  – відлік струму з номером  $n$ .

Постійна складова виникає через наявність зміщення в каналах обробки сигналів і вносить похибку в подальші вимірювання. Тому її вплив враховується в подальших розрахунках з метою збільшення точності.

Обчислення середньоквадратичних значень напруги і струму проводиться таким чином:

$$U_{RMS} = \sqrt{\left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u_n^2\right) - U_{DC}^2}, \quad (2.11)$$

$$I_{RMS} = \sqrt{\left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i_n^2\right) - I_{DC}^2}, \quad (2.12)$$

де  $U_{RMS}$  – середньоквадратичне значення напруги,  $I_{RMS}$  – середньоквадратичне значення струму.

Обчислення активної потужності  $P$  виконано як

$$P = \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u_n i_n\right) - U_{DC} I_{DC}. \quad (2.13)$$

Відповідно до стандарту IEEE1459-2010 реактивна потужність визначається на основній частоті. Для цього необхідно виділити компоненти основної (першої) гармоніки напруги і струму. Це завдання вирішується за алгоритмом Фур'є:



$$U_d = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u_n \cos\left(\frac{2\pi f}{f_s} n\right) \quad (2.14)$$

$$U_q = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u_n \sin\left(\frac{2\pi f}{f_s} n\right) \quad (2.15)$$

$$I_d = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i_n \cos\left(\frac{2\pi f}{f_s} n\right) \quad (2.16)$$

$$I_q = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i_n \sin\left(\frac{2\pi f}{f_s} n\right), \quad (2.17)$$

де  $U_d$  – амплітуда синфазної компоненти напруги,  $U_q$  – амплітуда квадратурної компоненти напруги,  $I_d$  – амплітуда синфазної компоненти струму,  $I_q$  – амплітуда квадратурної компоненти струму,  $f$  – попередньо вимірена частота сигналу,  $f_s$  – частота відліків.

Тоді реактивна потужність визначиться як  $Q = \frac{U_q I_d - U_d I_q}{2}$ ; повна потужність буде дорівнює  $S = U_{RMS} I_{RMS}$ . Коефіцієнт потужності за визначенням дорівнює  $PF = \frac{P}{S}$ .

Потужність спотворень може бути визначена як  $D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2}$ .

Активна потужність, що переноситься на основній гармоніці:

$$P_1 = \frac{U_d I_d + U_q I_q}{2}, \text{ діюча напруга основної гармоніки } U_1 = \sqrt{\frac{U_d^2 + U_q^2}{2}},$$

$$\text{діючий струм основної гармоніки } I_1 = \sqrt{\frac{I_d^2 + I_q^2}{2}}, \text{ повна потужність основної}$$

$$\text{гармоніки } S_1 = U_1 \cdot I_1, \cos \varphi \text{ по основній гармоніці } \cos \varphi_1 = \frac{P_1}{S_1}.$$

Коефіцієнт гармонік напруги  $THD_U$  і струму  $THD_I$  визначаються наступним чином:

$$THD_U = \frac{\sqrt{U_{RMS}^2 - U_1^2}}{U_1} \cdot 100\% ; \quad (2.18)$$

$$THD_I = \frac{\sqrt{I_{RMS}^2 - I_1^2}}{I_1} \cdot 100\% . \quad (2.19)$$

Коефіцієнт амплітуди визначається як відношення амплітудного значення до діючого:  $k_{aU} = \frac{\max(u_n, n \in [0; N - 1])}{U_{RMS}}$  для напруги і  $k_{aI} = \frac{\max(i_n, n \in [0; N - 1])}{I_{RMS}}$  для струму.

Для синусоїдальних сигналів коефіцієнт амплітуди дорівнює  $\sqrt{2}$ .

Відображення результатів проводиться на текстовому рідкокристалічному індикаторі  $16 \times 2$  символи типу WH1602B-TMI-CT. Живиться аналізатор параметрів електроенергії від мережі 220 В.

Зовнішній вигляд друкованої плати аналізатора параметрів наведено на рис. 2.6, а вид зібраного пристрою – на рис. 2.7.

Пристрій має можливість підключення до ПК за допомогою інтерфейсу RS-232 або USB (через перехідник). Програмне забезпечення дозволяє відображати осцилограми і спектральний склад напруги і струму, виконувати побудову векторних діаграм за основною частотою і вищим гармоникам, зберігати дані осцилограмм в файл формату .PRN, який може бути імпортований в пакет MathCad.

Крім того, при роботі з ПК в пристрої реалізований режим оцифровки з підвищеною кількістю відліків на період, що, наприклад, дозволяє проводити осцилографування сигналів напруги та струму частотою 50 Гц з 512-ю вибірками на період (тобто з частотою 25,6 кГц) і виконувати аналіз до 256-ї гармоніки.

Оскільки аналізатор здатний працювати в частотному діапазоні 18 Гц – 20 кГц, це дозволяє застосовувати його при проведенні досліджень частотних характеристик ланцюгів.

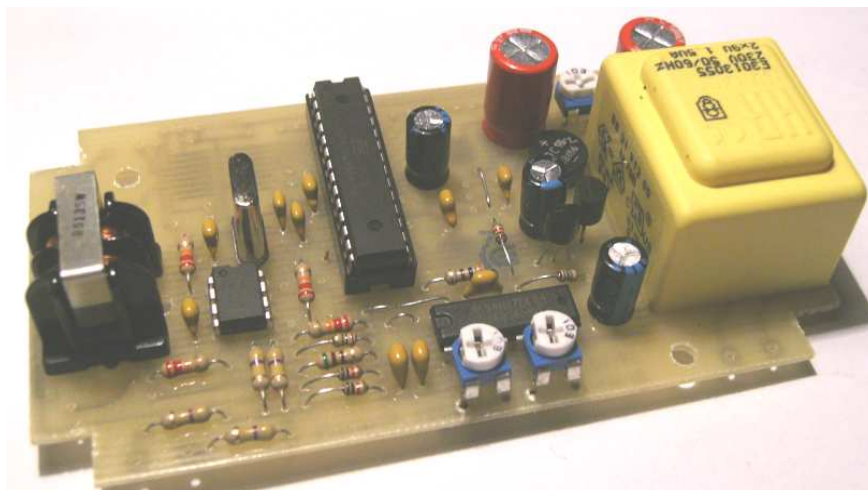


Рис. 2.6. Зовнішній вигляд плати аналізатора



Рис. 2.7. Аналізатор якості електроенергії в зборі

Застосування розробленого аналізатора дозволило істотно скоротити час обробки результатів експериментів в порівнянні з використанням двоканального цифрового осцилографа.

## 2.2 Реєстратори електричних сигналів

При проведенні досліджень зварювальних процесів виникає необхідність тривалого осцилографування напруг і струмів для їх подальшої

обробки та аналізу [207].

Для вирішення цього завдання автором розроблено програмно-апаратний комплекс реєстрації електричних величин [208, 209]. Пристрій має 4 входи напруги з межею вимірювання 280 В (діюча, синусоїдальна), 4 входи струму з межею 10 А (діюче, синусоїда), 4 ізольованих універсальних дискретних входа (24 ... 220 В, постійна/змінна напруга). Частота вибірок по кожному входу становить 60 кГц з подальшою децимацією до 10 кГц за допомогою sinc-фільтра з передаточною функцією  $W(z) = \frac{1}{6} \frac{1 - z^{-6}}{1 - z^{-1}}$ , роздільна здатність 12 біт. Структурна схема цифрової обробки сигналу в реєстраторі показана на рис. 2.8, на рис. 2.9 приведена АЧХ зазначеного sinc-фільтра.

Дані в реальному часі передаються по Full Speed USB (механізм віртуального COM порту, реалізований на мікросхемі FT232RL) в ПК для збереження і подальшої обробки. Потік даних від реєстратора становить понад 128 кБ/с.

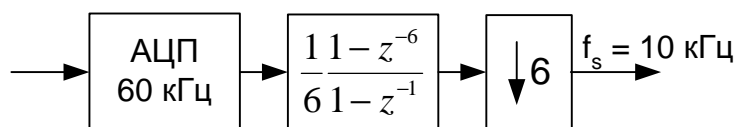


Рис. 2.8. Структурна схема цифрової обробки сигналу

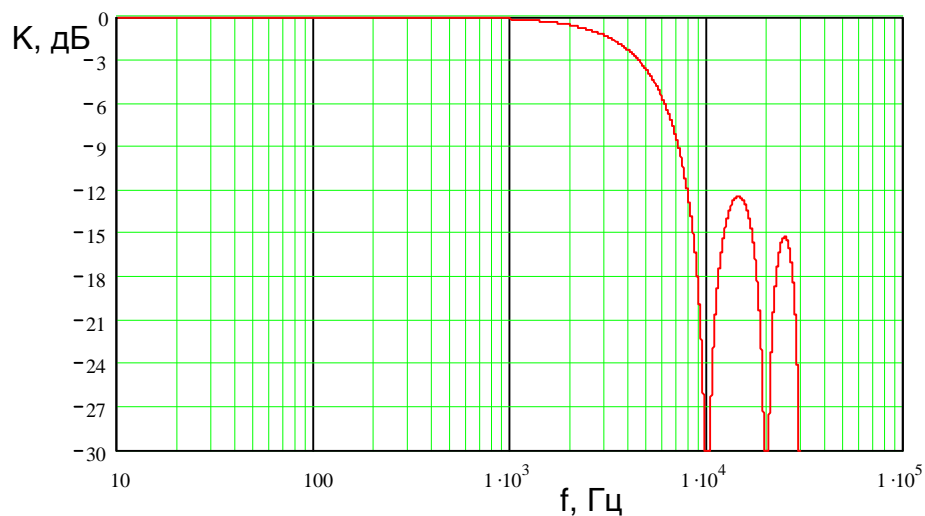


Рис. 2.9. АЧХ sinc-фільтра обробки сигналу в реєстраторі

Пристрій має годинник реального часу, що живиться від літєвої батарейки CR2032. Наявність годинника необхідна для фіксації часу появи умови початку запису, а також дозволяє проводити запис осцилограм в заданий час без участі оператора.

Структурна схема реєстратора приведена на рис. 2.10.

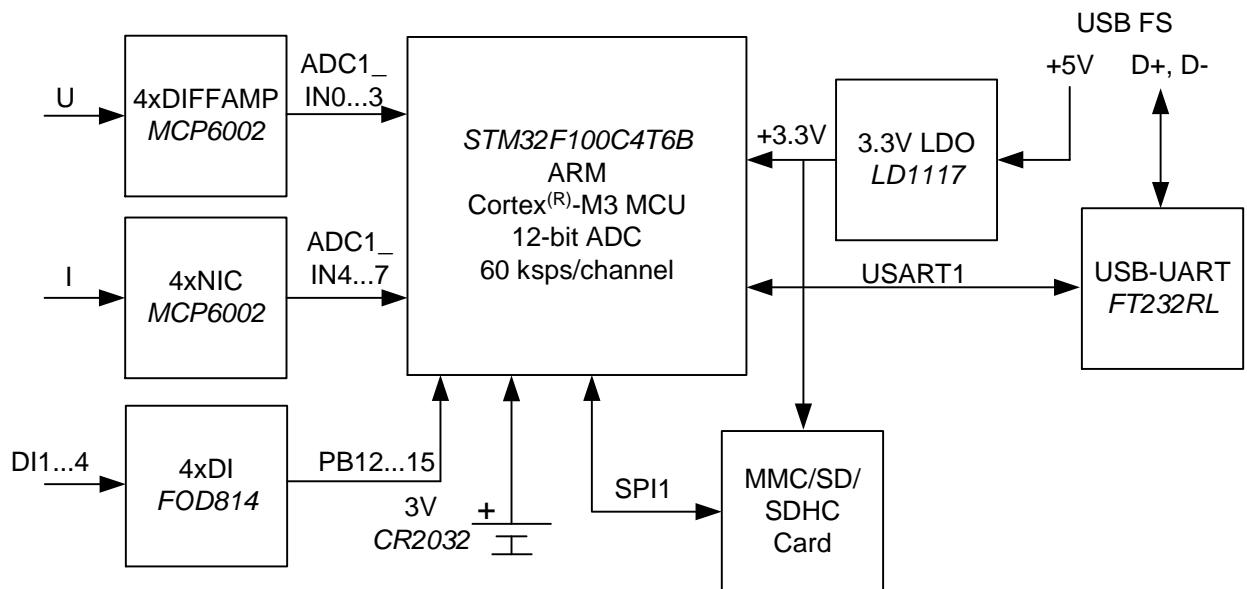


Рис. 2.10. Структурна схема реєстратора

Оригінальним є схемне рішення струмових каналів. Вимірювання струму здійснюється спеціально доробленими струмовими кліщами МТ-87. Для зменшення фазової помилки і лінеаризації характеристики кліщі навантажені на КНО. Це дає зменшення фазової помилки до приблизно 2 електричних градусів (без компенсації – понад 17 ел. градусів) на частоті 50 Гц. Крім цього, додатково виконана цифрова корекція АФЧХ струмових кліщів. Суть її полягає в наступному.

Як було сказано вище, ТС є ФВЧ першого порядку з передавальною функцією  $Wct(s)$ . Ідея корекції АФЧХ ТС полягає в пропущенні сигналу через ланку з передавальною функцією, яка є зворотною до передавальної

функції ТС, тобто  $Wct(s)^{-1} = \frac{Ts + 1}{Ts} = 1 + \frac{1}{Ts} = 1 + Wcr(s)$  (рис. 2.11).

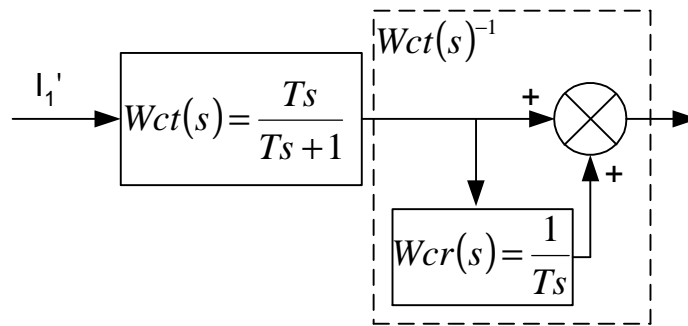


Рис. 2.11. Ілюстрація принципу цифрової корекції АФЧХ ТС

Тобто коректор АФЧХ повинен являти собою пропорційно-інтегральну ланку, причому коефіцієнт передачі інтегратора повинен визначатися постійною часу ТС, а коефіцієнт передачі пропорційної ланки дорівнює одиниці.

Однак на практиці реалізація «чистого» інтегратора пов'язана з проблемою накопичення зміщення, яке неминуче з'являється в тракці обробки сигналу. Для виходу з положення замість «чистого» інтегратора використовуємо аперіодичну ланку з передавальною функцією виду

$$Wcr(s) = \frac{1}{T} \frac{T_F}{T_F s + 1}, \quad (2.20)$$

де  $T_F$  – постійна часу.

Причому оберемо  $T_F \gg T$ , тобто частоту зрізу цієї ланки зробимо мінімальною, але достатньою для запобігання накопичення значної помилки вимірювання.

Оскільки корекція АФЧХ проводиться в цифровому вигляді, перейдемо до z-зображення:

$$Wcr(z) = \frac{z-1}{z} Z \left[ \frac{Wcr(s)}{s} \right] = \frac{T_F}{T} \frac{1 - e^{-\frac{T_S}{T_F}}}{z - e^{-\frac{T_S}{T_F}}}, \quad (2.21)$$

де  $T_S$  – період відліків, с.

Останній вираз дозволяє отримати різницеве рівняння коректора в вигляді

$$y_n = y_{n-1} \cdot e^{-\frac{T_S}{T_F}} + x_{n-1} \cdot \frac{T_F}{T} \left( 1 - e^{-\frac{T_S}{T_F}} \right), \quad (2.22)$$

де  $x_n, y_n$  – відліки вхідного і вихідного сигналу з номером  $n$ .

Структурна схема цифрової обробки сигналу коректора АФЧХ ТС приведена на рис. 2.12.

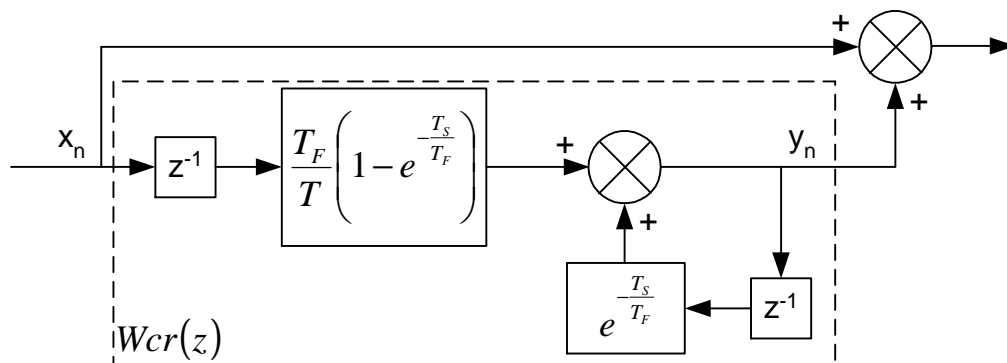


Рис. 2.12. Структурна схема цифрового коректора АФЧХ ТС

Випробування на активному навантаженні, в т.ч. при несинусоїдній формі струму, показали, що в результаті застосування КНО та цифрової корекції АФЧХ ТС фазова помилка струмових каналів не перевищує 0,19 електричних градусів, що знаходиться на рівні кращих професійних пристроїв.

Живлення реєстратора здійснюється від шини USB, що значно

полегшує його застосування на об'єкті дослідження.

Принципова електрична схема реєстратора приведена на рис. 2.13. З метою підвищення наочності показаний тільки один канал струму і один канал напруги.

Зовнішній вигляд пристрою наведено на рис. 2.14.

Для роботи з реєстратором розроблено спеціальне програмне забезпечення, що дозволяє зберігати дані осцилографування в файл (при цьому час запису визначається лише вільним місцем на жорсткому диску комп'ютера), виконувати обчислення середньоквадратичних значень напруг, струмів; розраховувати активну, реактивну, повну потужності; проводити спектральний аналіз напруг і струмів.

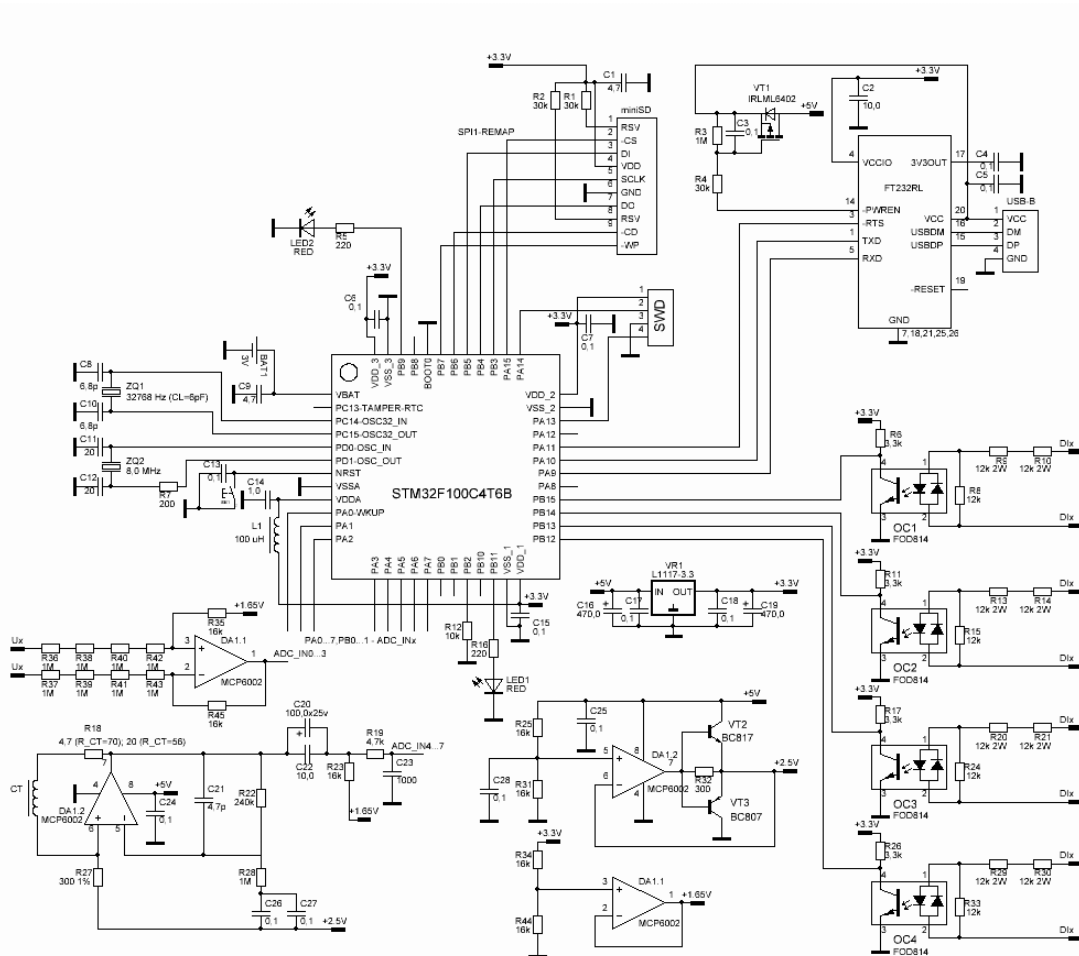


Рис. 2.13. Принципова схема реєстратора



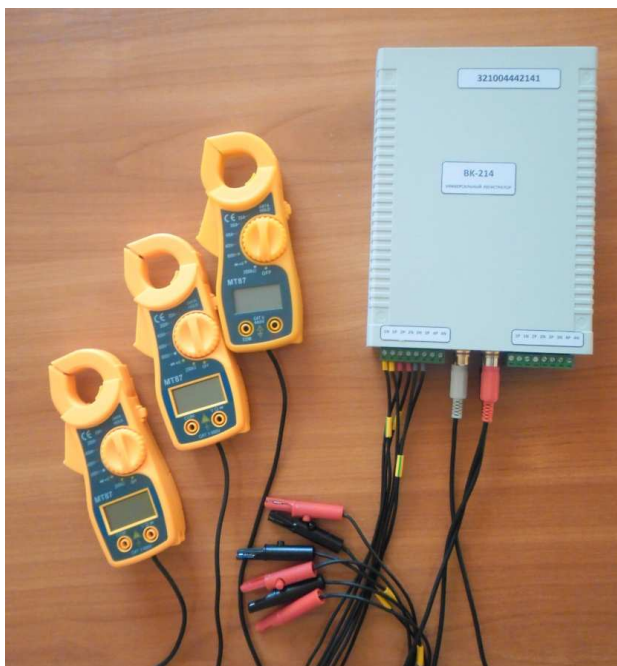


Рис. 2.14. Зовнішній вигляд реєстратора

Є можливість експорту даних осцилограмм в пакет MathCad для подальшої обробки і візуалізації. На рис. 2.15 показаний вид вікна програми обробки даних реєстратора.

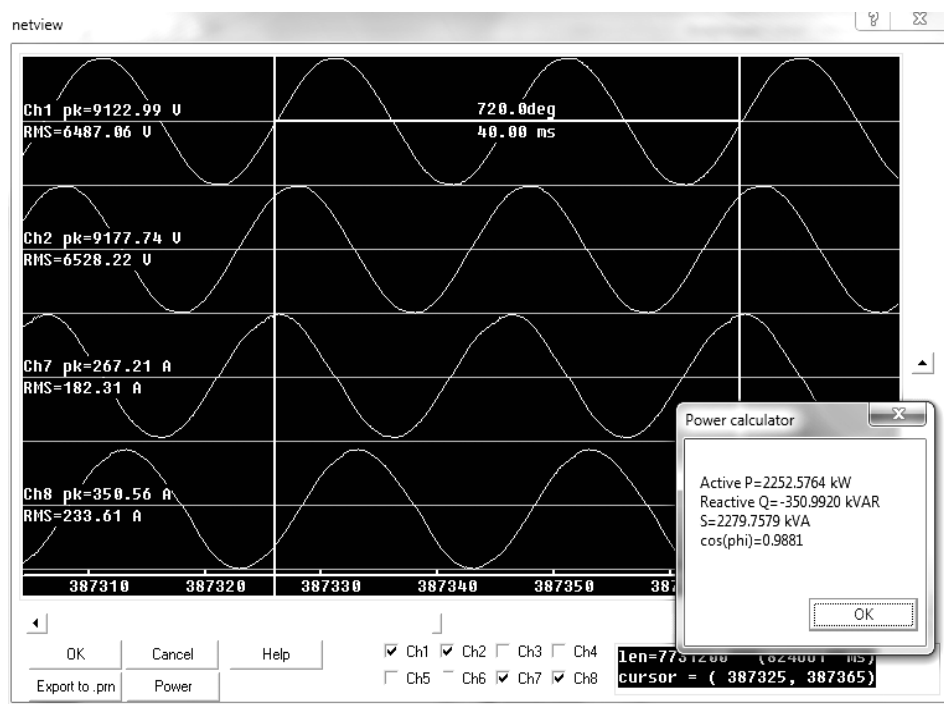


Рис. 2.15. Вікно програми обробки даних

При необхідності тривалого спостереження за електричними сигналами, в т.ч. для запису перехідних процесів, використання цифрового осцилографа не завжди зручно з кількох причин: мала кількість каналів; часто – відсутність гальванічної розв'язки каналів; невеликий час запису, що призводить до необхідності пошуку компромісу між часом запису і частотою дискретизації; висока вартість обладнання.

Для вирішення завдань запису електричних параметрів автором розроблено програмно-апаратний комплекс, що складається з реєстратора і спеціалізованого програмного забезпечення для ПК [210]. Реєстратор має 10 аналогових каналів з гальванічною розв'язкою і межами вимірювання, що перемикаються ( $\pm 400$  мВ /  $\pm 200$  В /  $\pm 400$  В). Частота вибірок по кожному входу становить 30 кГц, роздільна здатність 12 біт, причому справжня частота вибірок складає 120 кГц з подальшою програмною децимацією і попередньою низькочастотною фільтрацією sinc-фільтром з передавальною

$$\text{функцією } W(z) = \frac{1}{4} \frac{1 - z^{-4}}{1 - z^{-1}}.$$

Дані в реальному часі передаються по Full Speed USB порту в персональний комп'ютер для збереження і подальшої обробки. Потік даних від реєстратора становить понад 600 кБ/с. Габарити пристрою  $140 \times 150 \times 50$  мм, живлення здійснюється від шини USB, що значно полегшує його застосування на об'єкті дослідження. Можливе живлення від зовнішнього джерела постійної напруги величиною (7 ... 12) В з вихідним струмом не менше 0,5 А.

Обробка вхідних сигналів виконана з використанням ізолюючих підсилювачів HCPL7800A, що забезпечують гальванічну розв'язку входів від мікроконтролера. Живлення цих підсилювачів виконано від зворотноходового перетворювача з «м'яким» перемиканням силового ключа і десятима гальванічно розв'язаними виходами. Така побудова перетворювача дозволяє отримати досить високий ККД і забезпечити живлення всього реєстратора від шини USB, максимальний споживаний струм від якої не

може перевищувати 0,5 А на пристрій, відповідно до стандарту. Стабілізація вихідної напруги зворотногоходового перетворювача виконана за допомогою параметричних стабілізаторів.

Пристрій виконаний на базі однокристального мікроконтролера STM32F103, що працює з тактовою частотою 72 МГц.

Принципова електрична схема показана на рис. 2.16. Для наочності наведена схема тільки одного вхідного каналу, решта дев'ять ідентичні першому. Зовнішній вигляд плати пристрою показаний на рис. 2.17, пристрою в зборі – на рис. 2.18.

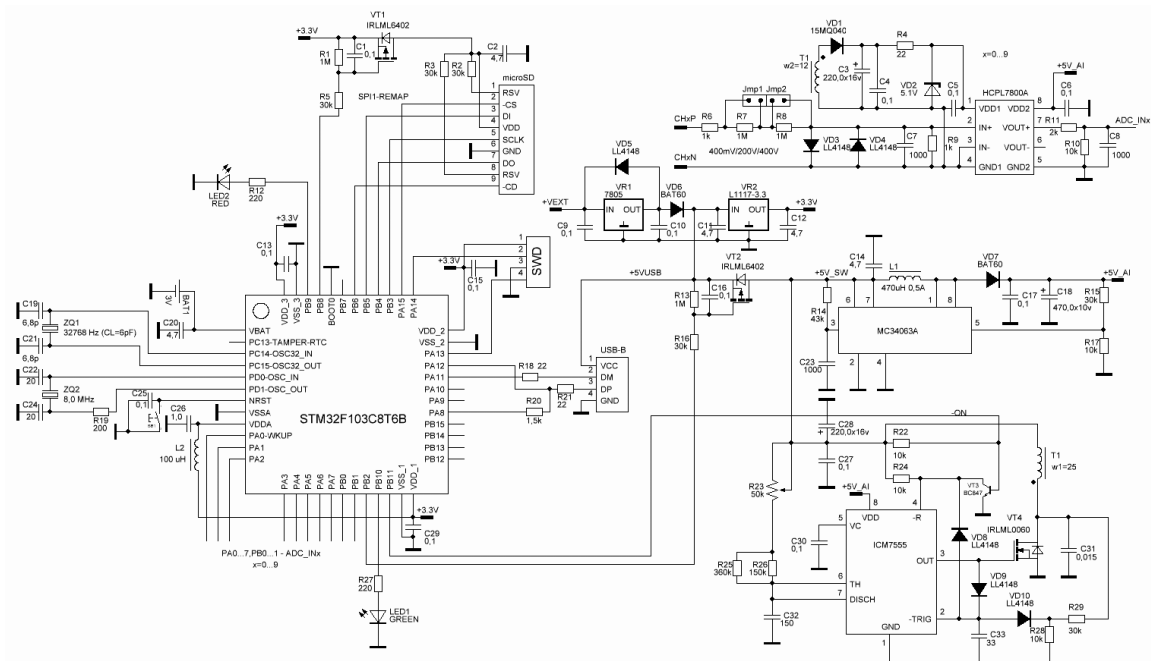


Рис. 2.16. Принципова схема 10-канального реєстратора

Живлення аналогової частини ізолюючих підсилювачів виконано стабільною напругою +5 В. Для цього передбачений підвищувач DC-DC перетворювач на мікросхемі MC34063A, компенсуючий падіння напруги в USB кабелі, оскільки споживаний реєстратором струм досягає 0,5 А.

Спеціалізоване програмне забезпечення дозволяє записувати дані осцилографування в файл (причому час запису обмежений тільки наявністю

вільного місця на жорсткому диску); експортувати дані в MathCad для подальшої обробки.

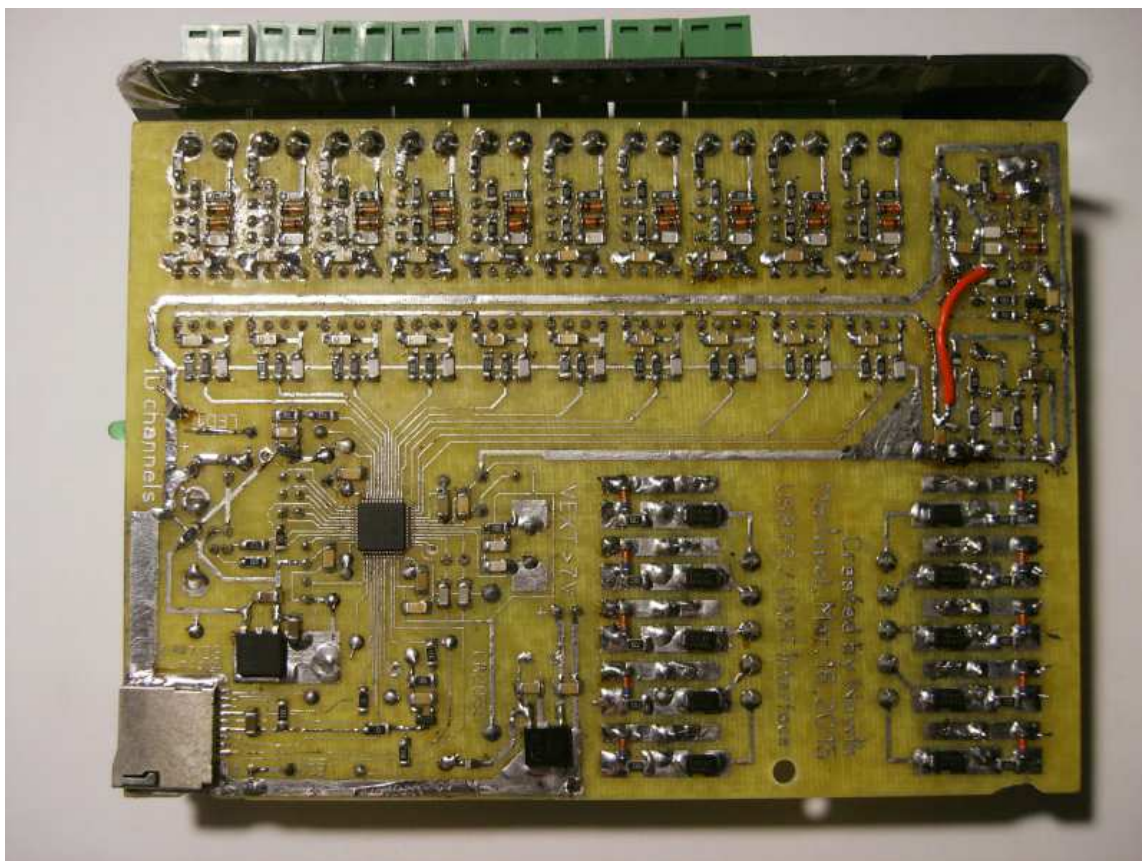


Рис. 2.17. Друкована плата (вигляд зі сторони деталей)



Рис. 2.18. Зовнішній вигляд реєстратора

Описаний реєстратор використаний при дослідженні та оптимізації зварювальних процесів, проектуванні спеціалізованих джерел живлення для зварювання і споріднених технологій. При вирішенні цих завдань виникає необхідність високошвидкісного вимірювання і запису параметрів процесу для подальшого аналізу і обробки. Наприклад, для управління перенесенням електродного металу при зварюванні в  $\text{CO}_2$  або оцінки ефективності пристроїв стабілізації горіння дуги становить інтерес інформація про струм і напругу на дузі; при наплавленні стрічкою – про напругу, струм і його розподіл по вильоту стрічкового електрода і т.д. У цих умовах наявність досить потужного засобу запису – розробленого реєстратора – дозволяє встановити взаємозв'язок між параметрами джерела живлення зварювальної дуги і якістю зварного з'єднання. Потім отримана інформація може бути використана для оптимізації статичних і динамічних характеристик джерел живлення для зварювальних процесів з метою вирішення завдання управління параметрами зварного з'єднання з боку джерела живлення.

Для вимірювання змінних струмів до реєстратора виготовлений модуль сполучення з струмовими кліщами, що містить чотири КНО і дозволяє вимірювати за допомогою кліщів МТ-87 струми амплітудою до 60 А. Принципова електрична схема показана на рис. 2.19.

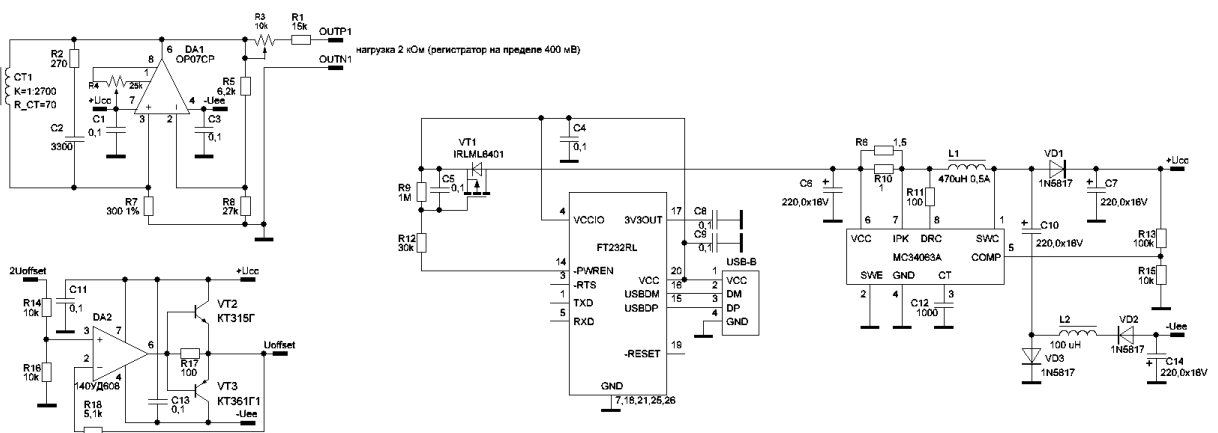


Рис. 2.19. Принципова електрична схема модуля сполучення реєстратора з струмовими кліщами

Зовнішній вигляд друкованої плати показаний нарис. 2.20.

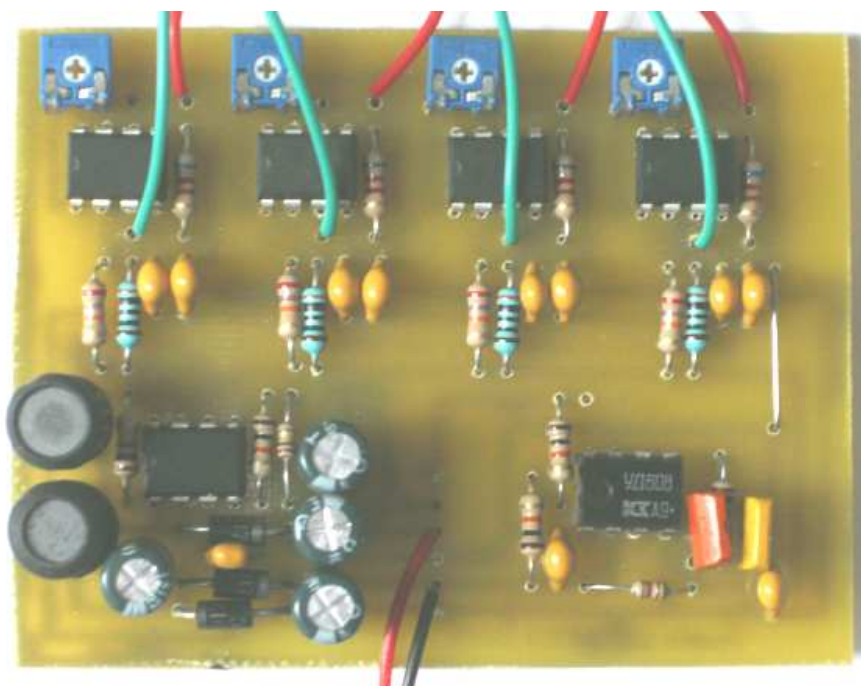


Рис. 2.20. Друкована плата модуля сполучення з струмовими кліщами

КНО виконані на прецизійних операційних підсилювачах OP-07C, що характеризуються напругою зміщення менше 75 мкВ. Живляться вони двополярною напругою від перетворювача на мікросхемі MC34063A, включеної нестандартно: на одному силовому ключі реалізовані одночасно підвищувачий (boost) конвертер і інвертуючий (схема Полікарпова-Кука) перетворювач. Вхідна напруга перетворювача +5 В від шини USB. При цьому для забезпечення максимального споживаного струму 0,5 А застосована мікросхема віртуального послідовного порту FT232RL, яка використовується тільки для передачі в ПК дескриптора пристрою і запиту на споживаний струм. При відсутності інформації про енергоспоживання підключеного пристрою максимальний споживаний ім від порту USB струм, згідно зі стандартом, не може перевищувати 100 мА.



### 2.3 Модуль формування системи напруг із заданими параметрами

Для оцінки впливу джерел живлення на мережу, а також для дослідження впливу параметрів мережі живлення і параметрів якості електроенергії на зварювальні джерела автором розроблений модуль [211], що дозволяє сформувати одно- або трифазну напругу із заданими параметрами (амплітудою, формою, частотою).

Модуль виконаний на основі 32-бітного однокристального мікроконтролера з ядром Cortex-M3 STM32F103C8T6B і силового 6-транзисторного моста автономного інвертора напруги. Реалізовано 4 канали вимірювання струму і 4 канали вимірювання напруги. Вимірюється також температура силових ключів і напруга ланки постійного струму. Є апаратний захист від перевищення вихідного струму, що працює незалежно від мікроконтролера. Це дозволяє зберегти працездатність силової частини в разі некоректної роботи керуючої програми. Передбачено 2 високошвидкісних послідовних порта з гальванічною розв'язкою для обміну даними між модулями і/або між модулем і ПК.

Модуль призначений для роботи в однофазній або трифазній трипровідній мережі і дозволяє моделювати:

- 1) джерело живлення з довільною формою і частотою вихідної напруги і керованим вихідним опором;
- 2) активний випрямляч з прямим управлінням вхідними струмами;
- 3) навантаження, в т.ч. нестационарне і нелінійне, з програмним визначенням законів управління;
- 4) паралельний активний фільтр як із замкнутим, так і з розімкнутим контуром управління.

Принципова електрична схема модуля наведена на рис. 2.21.

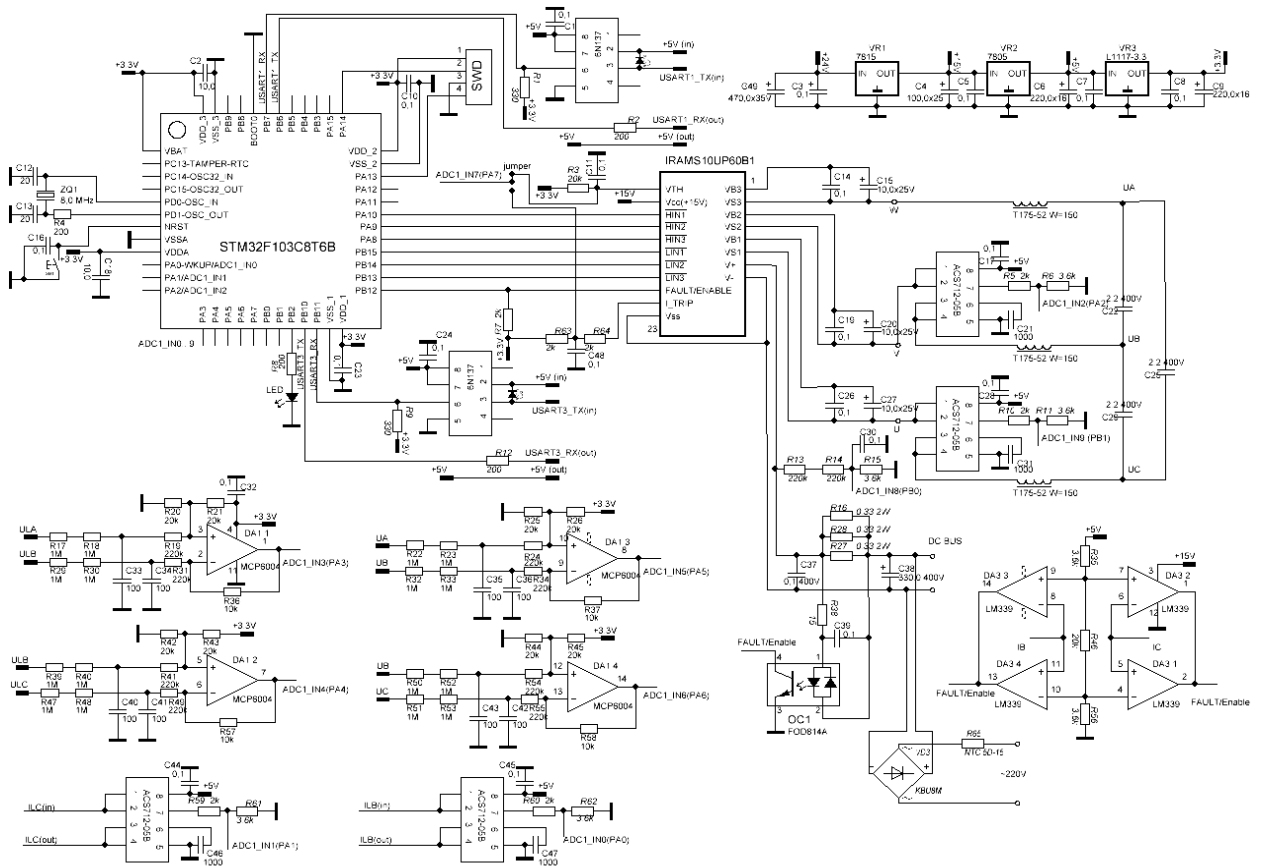


Рис. 2.21. Принципова електрична схема модуля формування системи напруг

На рис. 2.22, 2.23 наведені зовнішній вигляд плати зібраного модуля з боку монтажу і з боку клемників.

Силова частина модуля виконана на гібридній мікросбірці IRAMS10UP60B, що містить 6 IGBT силових транзисторів з допустимим струмом колектора 10 А і максимальною напругою «колектор-емітер» 600 В і драйвер IR21365 з відповідними ланцюгами обв'язки. У мікросбірці також є шунт в негативній шині ланки постійного струму, що використовується для захисту силових ключів від КЗ на виході, і термістор для вимірювання температури.



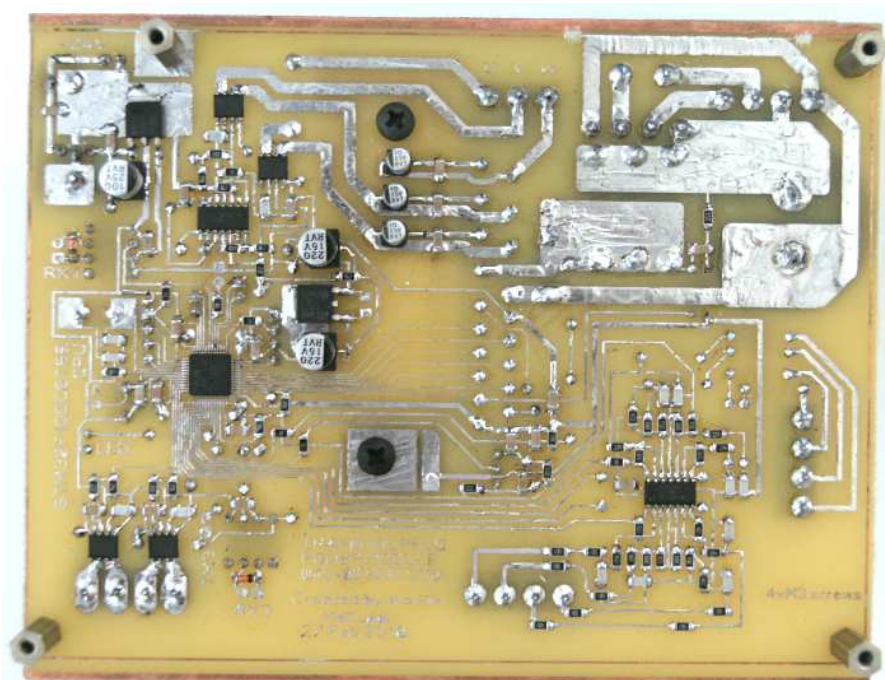


Рис. 2.22. Друкована плата модуля формування системи напруг (сторона пайки)



Рис. 2.23. Модуль формування системи напруг в зборі (вид зверху)

Формування сигналів управління силовими транзисторами здійснюється однокристальним мікроконтролером STM32F103C8T6B, що працює на частоті 72 МГц. Цей контролер має два швидкодіючих 12-бітних АЦП послідовного наближення з часом вибірки 1 мкс і мультиплексованими входами (10 каналів). АЦП використовуються для оцифровки сигналів чотирьох каналів струму, чотирьох каналів напруги, напруги ланки постійного струму і напруги з термістора мікрозбірки для контролю температури.

Канали вимірювання струму реалізовані на мікросхемах ACS712-05B, що використовують ефект Холла і забезпечують гальванічну розв'язку від силового ланцюга. Частотний діапазон датчиків – від постійного струму до 80 кГц (по рівню  $-3$  дБ). Два канали виведені на клеммник і можуть бути використані в залежності від розв'язуваної задачі, ще два застосовані для вимірювання вихідного струму мікрозбірки. Вихідні сигнали цих двох каналів контролюються двома віконними компараторами, виконаними на мікросхемі LM339, і використані для апаратного захисту силових транзисторів.

Вимірювання змінної напруги виконується чотирма диференціальними підсилювачами, виконаними на мікросхемі MCP6004, які мають діапазон вхідних напруг  $\pm 360$  В. Для вимірювання негативних напруг вихід підсилювачів зміщений на 1,65 В (половину опорної напруги АЦП, яка становить 3,3 В).

Для обміну інформацією передбачені два послідовних порта (USART1 і USART3) з гальванічною розв'язкою на оптопарах 6N137, що допускають максимальну швидкість передачі даних 10 Мбіт/с.

Живлення схеми управління модуля виконується від зовнішнього джерела з напругою  $+18\dots+30$  В. Напруги  $+15$  В для живлення драйверів затворів IGBT,  $+5$  В для живлення датчиків струму і компараторів захисту,  $+3,3$  В для живлення мікроконтролера отримуються за допомогою лінійних стабілізаторів.

Програмування контролера проводиться внутрішньосхемно, за допомогою програматора ST-LINK або ST-LINK / V2 через роз'єм SWD.

Програмне забезпечення дозволяє передавати через порт USART1 дані бортових АЦП контролера на ПК. Частота дискретизації становить 6,67 кГц (по кожному з 10 каналів) через обмеження пропускної здатності послідовного порту (використовується швидкість 1,5 Мбіт/с). При цьому протокол обміну і програмне забезпечення для обробки сигналів уніфіковано з реєстраторами, описаними раніше, що дозволяє використовувати всі можливості програм по роботі з даними вимірювань. Так, на рис. 2.24 наведено приклад осцилограми вихідної напруги модуля в режимі формування синусоїдальних напруг із зсувом фаз 120 ел. градусів.

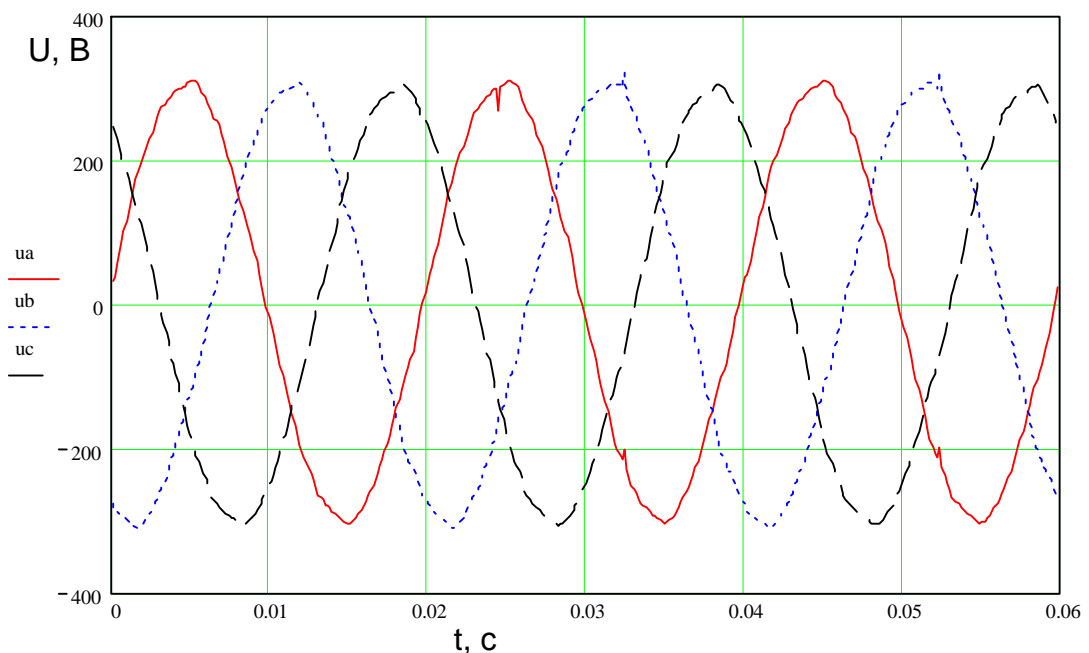


Рис. 2.24. Вихідні напруги блоку в режимі формування трифазної системи напруг синусоїдальної форми

Послідовний порт USART3 при цьому може бути використаний для обміну інформацією з іншими аналогічними модулем, що дозволяє проводити імітаційне моделювання досить складних технічних систем з можливістю програмування законів управління ними.

## 2.4 Блок комутації активного навантаження для оцінки динамічних властивостей зварювальних джерел

Для оцінки динамічних властивостей джерел живлення розроблений і виготовлений електронний блок, який здійснює безінерційну комутацію активного навантаження (баластного реостата) за допомогою силового ключа, виконаного на IGBT транзисторі. Блок дозволяє регулювати частоту і скважність керуючих імпульсів силового ключа. Живлення електроніки виконано від комутованої напруги, тобто блок не потребує окремого джерела живлення. Силовий ключовий транзистор захищений від перенапруг за допомогою RCD-ланцюжка, причому енергія, накопичена в конденсаторі, йде на живлення схеми. Захист від перенапруг є необхідністю, тому що через наявність у зварювальних джерелах живлення вихідного дроселя швидке відключення навантаження призводить до сплеску ЕРС самоіндукції цього дроселя і може привести до пробію силового ключа.

Основою схеми комутації (рис. 2.25) є однокристальний мікроконтролер ATTINY13A, що працює на частоті 128 кГц від вбудованого RC-генератора. Настільки мала частота визначає невеликий споживаний струм.

Керуюча програма забезпечує формування імпульсів управління на драйвер затвора силового транзистора. Крім того, виконані програмні блокування роботи при значному зниженні (менше 50 В) або аварійному підвищенні (більше 300 В) напруги на накопичувальному конденсаторі. Аварійні режими відображаються червоним світлодіодом.

Два змінних резистора дозволяють регулювати частоту імпульсів в межах 0,25 ... 0,97 Гц і скважність в діапазоні 0 ... 100 %.

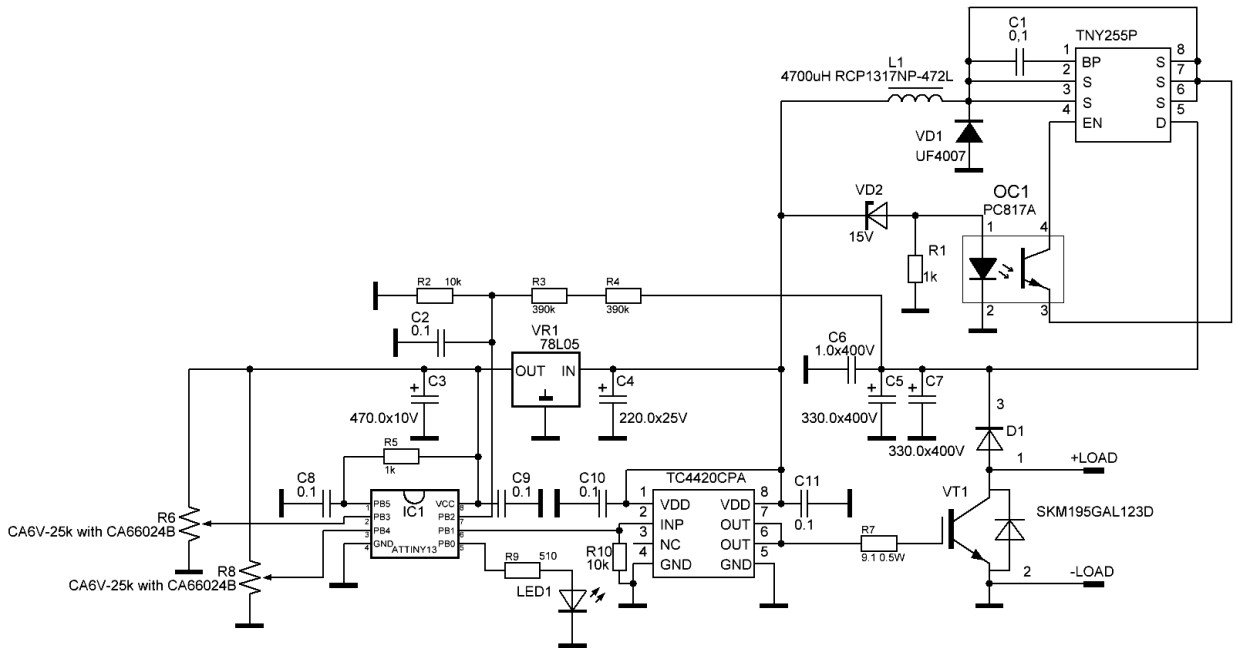


Рис. 2.25. Принципова електрична схема блоку комутації

Живлення схеми здійснюється від імпульсного понижуючого перетворювача, виконаного на мікросхемі TNY255P в нестандартній схемі включення. Вихідна напруга цього перетворювача стабілізована на рівні близько 16 В і використовується для живлення драйвера затвора TC4420. Ланцюг стабілізації виконаний на оптопарі PC817. Мікроконтролер живиться напругою 5 В від лінійного стабілізатора 78L05.

Силовий ключ виконаний на модулі SKM195GAL123D, що містить IGBT транзистор з допустимим струмом 150 А і напругою 1200 В і швидкодіючий діод, включений послідовно. Цей вбудований діод (D1, рис. 2.25) спільно з конденсаторами C5 – C7 (рис. 2.25) формує ланцюг обмеження напруги на силовому ключовому транзисторі модуля VT1. Розряд C5 – C7 відбувається на понижуючий перетворювач живлення схеми.

Зовнішній вигляд плати управління показаний на рис. 2.26, силового модуля – на рис. 2.27.



Рис. 2.26. Зовнішній вигляд плати управління силовим транзистором



Рис. 2.27. Силовий IGBT модуль 150 А 1200 В на тепловідводі

Застосування зазначених компонентів дозволяє отримати час перемикання силового транзистора менше 3 мкс.

Блок має двопровідне підключення і включається в розрив ланцюга комутованого навантаження з урахуванням полярності (клеми +LOAD і -LOAD на принциповій схемі).

## ВИСНОВКИ ПО РОЗДІЛУ 2

Для виконання досліджень, проведення вимірювань і обробки результатів автором розроблено і виготовлено низку спеціалізованих пристроїв, в яких застосовані оригінальні схемотехнічні рішення:

- аналізатор якості електроенергії, який дозволяє в реальному часі вимірювати 15 параметрів якості електроенергії;

- багатоканальні реєстратори електричних сигналів, що дозволяють проводити синхронний запис сигналів впродовж тривалого часу для проведення їх подальшого аналізу;

- модуль формування системи напруг на основі трифазного автономного інвертора напруги, який дозволяє як формувати трифазну систему напруг із заданими параметрами, так і імітувати різні види навантаження або працювати в режимі активного фільтра;

- блок комутації активного навантаження, який дозволяє з високою швидкістю змінювати струм навантаження досліджуваного джерела для оцінки його динамічних властивостей.

Розроблено спеціалізоване програмне забезпечення для імпорту на ПК даних вимірювань та їх подальшої обробки.

Крім проведення дослідних вимірювань, розроблені програмно-апаратні комплекси можуть бути використані в суміжних галузях промисловості для оцінки енергоефективності промислового обладнання.

## РОЗДІЛ 3

### ДОСЛІДЖЕННЯ ШЛЯХІВ ПІДВИЩЕННЯ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОСТІ ДЖЕРЕЛ ЖИВЛЕННЯ ДЛЯ ДУГОВОГО ЗВАРЮВАННЯ ТА СПОРІДНЕНИХ ПРОЦЕСІВ

Під енергоефективністю зварювальних джерел живлення слід розуміти не тільки ККД і можливість формування вихідної ВАХ із заданими характеристиками, але і КП зварювального джерела, а також його здатність підтримувати стійке горіння дуги [212, 213].

#### **3.1 Вплив на мережу зварювальних джерел живлення з низькочастотними трансформаторами**

Зварювальні джерела живлення постійного струму з низькочастотними трансформаторами мають в своєму складі діодний або тиристорний випрямляч. Регулювання зварювального струму може здійснюватися перемиканням відводів первинної обмотки трансформатора (ВДГ-302, КИГ-401, КИГ-601 і ін.), зміною індуктивного опору трансформатора (для джерел з однофазним живленням, наприклад, ТДЭ-250, ТДМ-259, КИ009-315, КИ002-500 і ін.), або за рахунок системи фазоімпульсного управління тиристорним випрямлячем (ВДУ-504, ВДУ-506, КИУ-501, КИУ-1201 та ін.) [214].

Блок-схема зварювального джерела з регулюванням за рахунок переключення відводів трансформатора наведена на рис. 3.1, а; на рис. 3.1, б показана блок-схема зварювального джерела з тиристорним регулюванням у вторинному ланцюзі.



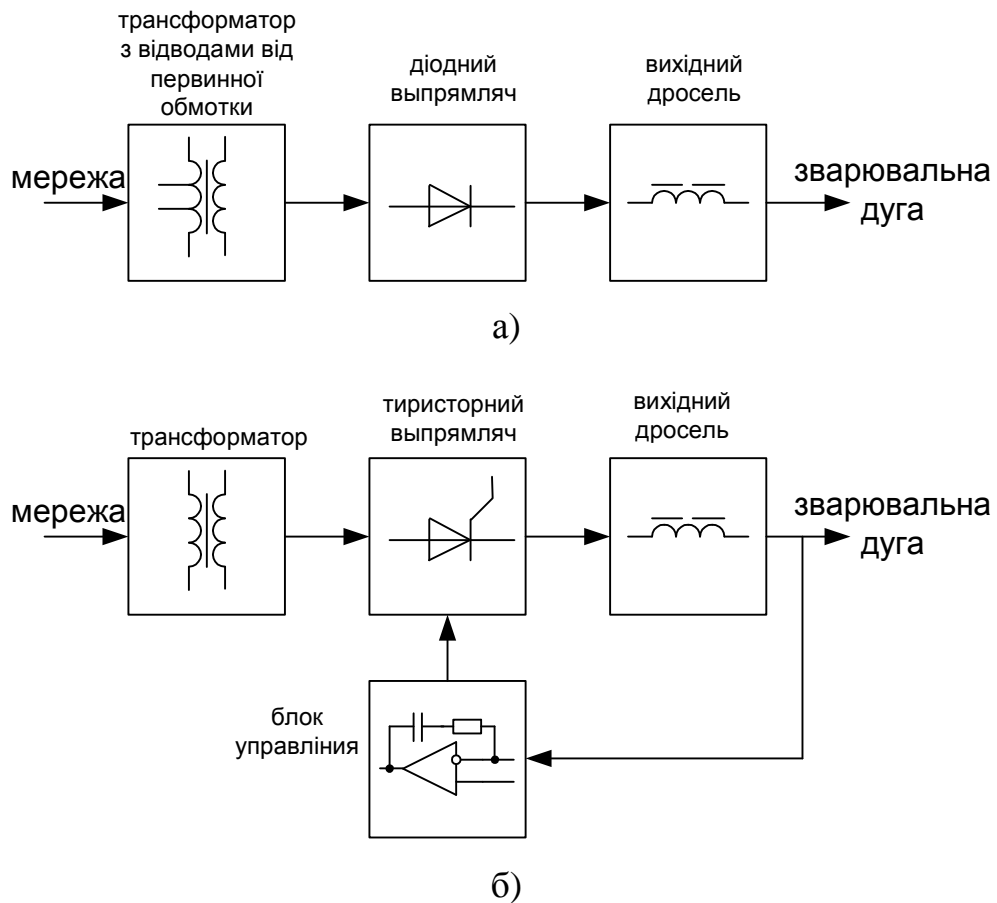


Рис. 3.1. Блок-схема зварювального джерела:

а) з регулюванням шляхом перемикання відводів первинної обмотки трансформатора;

б) з тиристорним регулюванням у вторинному ланцюзі.

Існує також ряд джерел (наприклад, ВДУ-1604 та ін.), в яких регулювання здійснюється тиристорним регулятором змінної напруги, включеним в ланцюг первинної обмотки зварювального трансформатора (рис. 3.2).

Всі без винятку вищеперелічені способи регулювання, а також наявність випрямляча, погіршують КП зварювальних джерел живлення. Так, регулювання за рахунок зміни реактивного опору веде до збільшення споживання реактивної потужності джерелом. Наявність діодного або тиристорного випрямляча веде до появи вищих гармонік в мережевому струмі, а регулювання за рахунок зміни кута комутації тиристорів – до зміни

як споживаної реактивної потужності, так і спектру гармонік струму, споживаного джерелом з мережі.

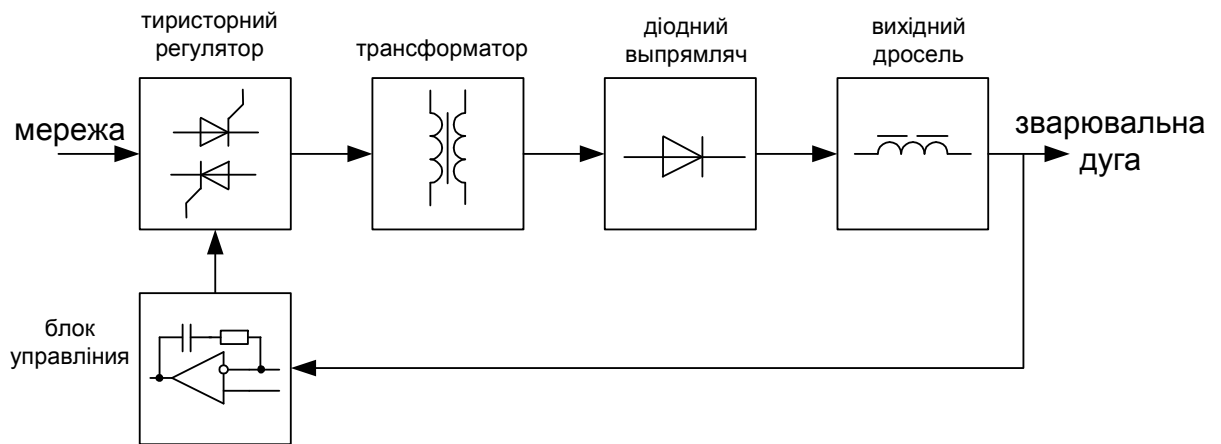


Рис. 3.2. Блок-схема зварювального джерела з тиристорним регулятором в первинному ланцюзі

Для оцінки енергетичних характеристик виконано осцилографування напруги мережі і вихідної напруги джерела, а також споживаного і вихідного струму зварювального джерела живлення ВДГ-302. Його відмінною рисою є наявність діодного випрямляча на виході і регулювання вихідних параметрів джерела за рахунок зміни коефіцієнта трансформації силового трансформатора. З цієї причини ВДГ-302 має менший коефіцієнт гармонік струму мережі, ніж джерела з тиристорним регулюванням, і меншу споживану реактивну потужність, ніж джерела із змінним розсіюванням зварювального трансформатора.

Так, на рис. 3.3 приведена осцилограма фазної напруги і струму ВДГ-302 при навантаженні його на баластний реостат (вихідний струм близько 150 А).

Споживана з мережі активна потужність складає 5,37 кВт. Слід зазначити, що активна потужність холостого ходу ВДГ-302 становить понад 2,1 кВт.

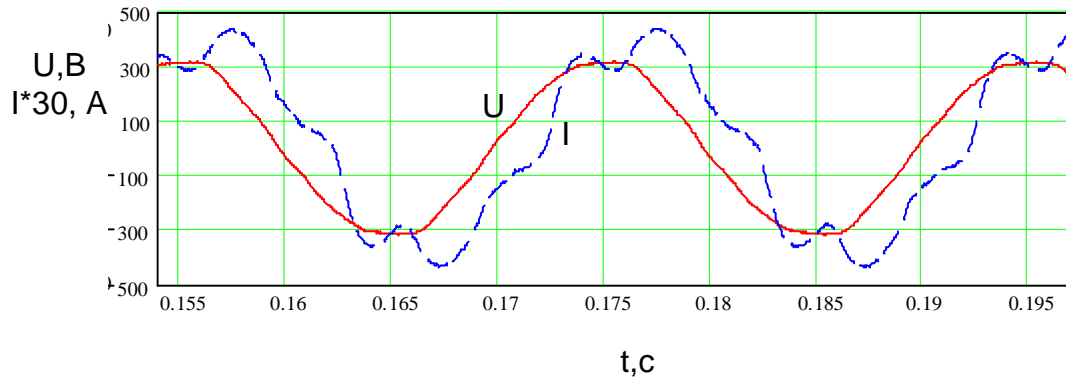


Рис. 3.3. Напруга живлення і споживаний струм ВДГ-302

З аналізу рис. 3.3 видно, що форма кривої споживаного джерелом струму дещо відрізняється від синусоїдальної (тобто містить вищі гармоніки) і зсунута по фазі по відношенню до напруги мережі. Причому характер фазового зсуву – відставання струму від напруги. Тобто розглянуте зварювальне джерело є споживачем реактивної потужності.

КП ВДГ-302 в цьому режимі складає 0,822, а  $\cos \varphi$  по першій гармоніці дорівнює 0,838. THD споживаного струму становить 4 %.

У джерелах на основі зварювального трансформатора з підвищеним розсіюванням і/або тиристорним регулюванням зазначені енергетичні показники будуть гіршими.

Так, на рис. 3.4, 3.5 представлені осцилограми фазної напруги мережі і споживаного струму джерела ВДУ-504 при потужності 6 кВт (рис. 3.4) і 14,3 кВт (рис. 3.5).

Вимірний КП зварювального джерела живлення ВДУ-504 склав 0,8 при потужності 6 кВт і 0,87 при потужності 14,3 кВт.

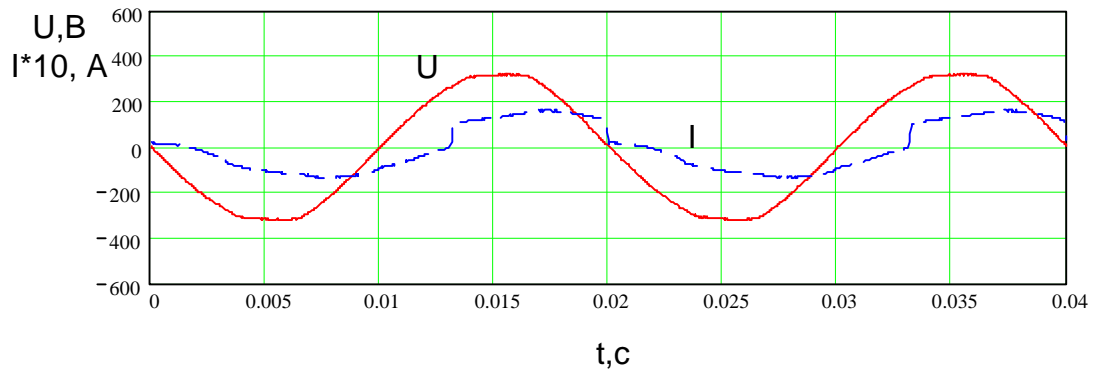


Рис. 3.4. Напряга мережі і споживаний струм ВДУ-504, потужність 6 кВт; КП=0,8;  $\cos \varphi=0,82$ ; THD=22 %.

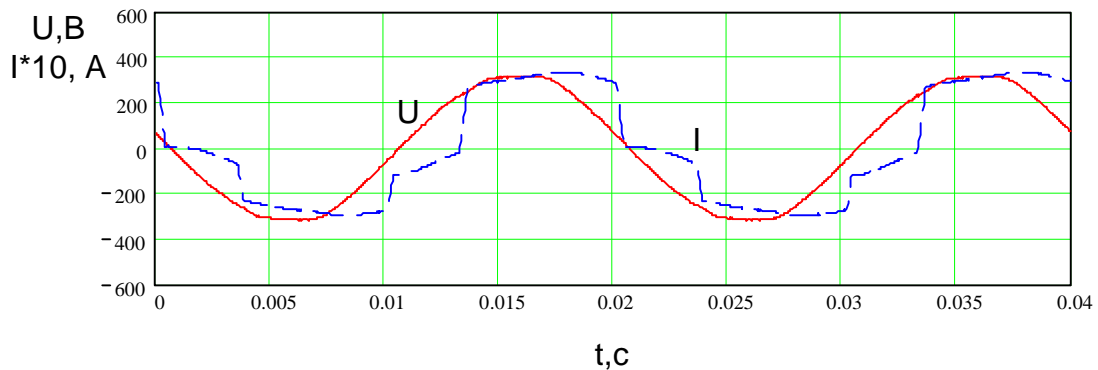


Рис. 3.5. Напряга мережі і споживаний струм ВДУ-504, потужність 14,3 кВт; КП=0,87;  $\cos \varphi=0,89$ ; THD=23 %.

Були також проведені вимірювання показників якості електроенергії при роботі зварювального джерела ТДЭ-250 з навантаженням у вигляді баластного реостата. Регулювання вихідних параметрів в цьому джерелі здійснюється за рахунок зміни реактивного опору, включеного послідовно з первинною обмоткою зварювального трансформатора. Зазначений реактивний опір виконано у вигляді дроселя, шунтованого двонаправленим тиристорним комутатором з двох зустрічно-паралельно включених тиристорів. Регулювання виконано із застосуванням системи фазоімпульсного управління.

На рис. 3.6 – 3.9 наведені осцилограми напруги живлення і споживаного струму ТДЭ-250 при різних потужностях навантаження.

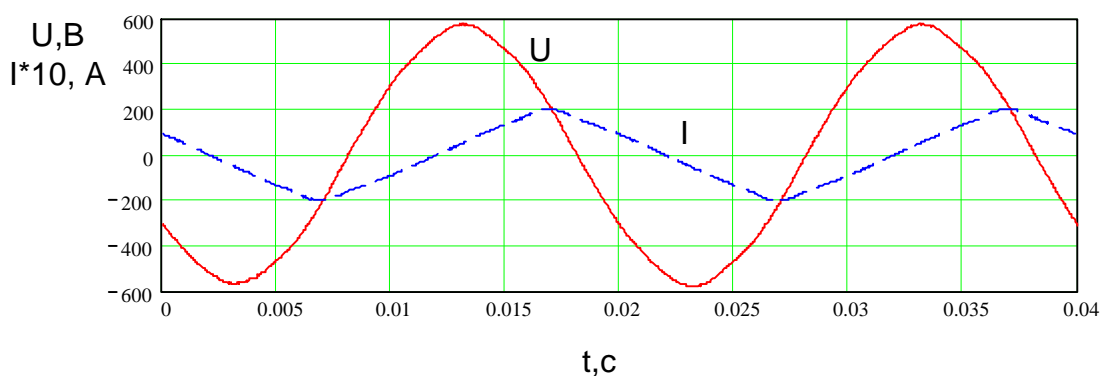


Рис. 3.6. Напряга мережі і споживаний струм ТДЭ-250, потужність 1,7 кВт. КП=0,361;  $\cos \varphi=0,364$ ; THD=13 %.

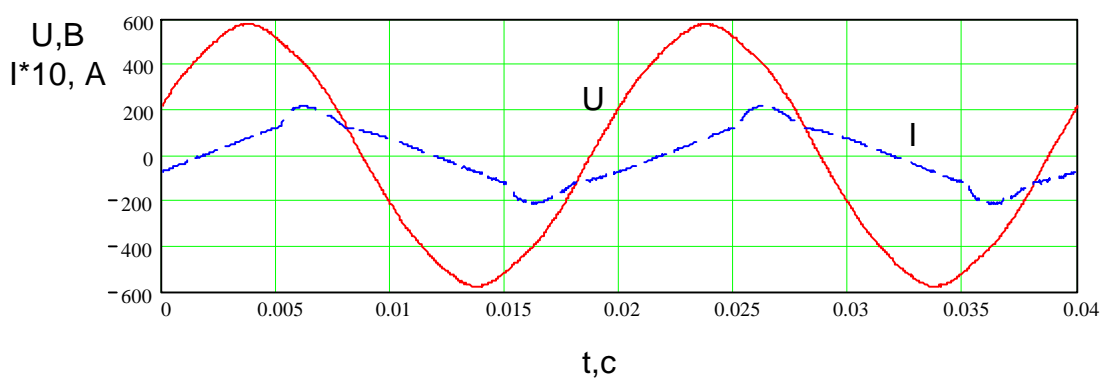


Рис. 3.7. Напряга мережі і споживаний струм ТДЭ-250, потужність 2,7 кВт. КП=0,586;  $\cos \varphi=0,6$ ; THD=21 %.

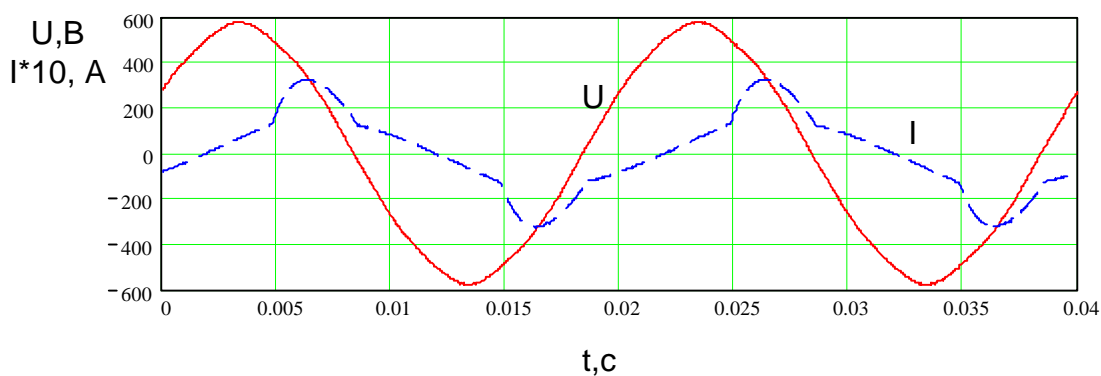


Рис. 3.8. Напряга мережі і споживаний струм ТДЭ-250, потужність 3,2 кВт. КП=0,472;  $\cos \varphi=0,496$ ; THD=32 %.

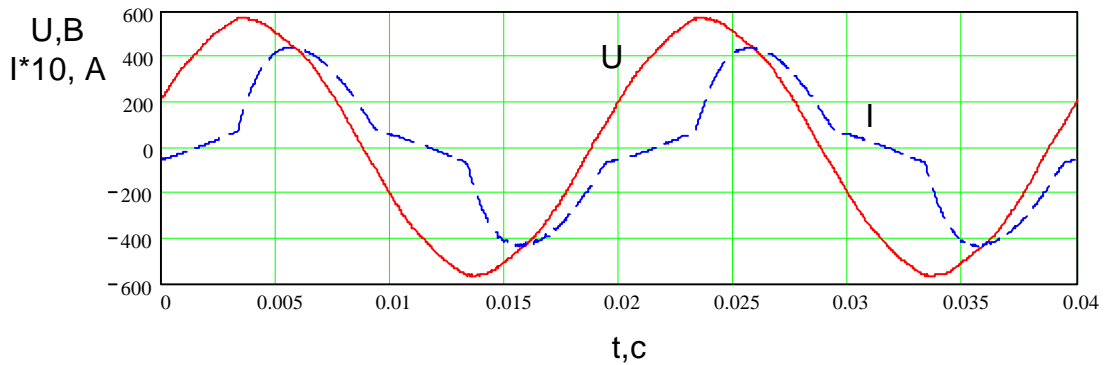


Рис. 3.9. Напряга мережі і споживаний струм ТДЭ-250, потужність 7 кВт. КП=0,692;  $\cos \varphi=0,724$ ; THD=31 %.

Загальним для всіх розглянутих зварювальних джерел є мінливість фазового зсуву (реактивної потужності) і спектрального складу (потужність спотворень) споживаного від мережі струму.

КП зварювальних джерел має залежність від параметрів навантаження джерела, від встановленого режиму роботи, від параметрів мережі – симетрії напруг живлення, повного опору фаз мережі.

Зіставивши результати аналізу параметрів споживаного струму зварювальних джерел живлення з вимогами стандартів електромагнітної сумісності, що обмежують емісію вищих гармонік струму технічними засобами (ДСТУ ІЕС 61000-3-2: 2004, ДСТУ EN 61000-3-12: 2014 р.), можна зробити висновок, що джерела з низькочастотними трансформаторами (ВДГ-302, ВДУ-504, ТДЭ-250) відповідають цим стандартам тільки в певному діапазоні режимів і при роботі в мережі з потужністю КЗ, що як мінімум на 2 порядки перевищує потужність джерела. При цьому ці джерела є споживачами реактивної потужності, що вимагає застосування компенсуючих пристроїв.

Але корекція КП низькочастотних зварювальних джерел ускладнена через нестационарний характер їх навантаження – зварювальної дуги [215, 216].

Одним із шляхів компенсації реактивної потужності є встановлення батарей конденсаторів, що перемикаються. Однак такий спосіб компенсації виявляється неефективним через обмежену швидкодію (регулятори реактивної потужності, наприклад, NOVAR від KMB Systems, Чехія, не допускають повторне включення конденсаторів раніше, ніж через 5 секунд після їх відключення). Ефективна корекція КП можлива тільки при використанні силових активних фільтрів, що значно здорожує систему.

### 3.2 Вплив на мережу інверторних зварювальних джерел живлення

З метою підвищення ККД і поліпшення масогабаритних параметрів зварювальних джерел живлення використовується перетворення енергії на високій частоті [217]. Це веде до зниження маси і габаритів джерела (до 70 %, згідно з [218]), зниження втрат електроенергії, підвищення швидкодії і збільшення діапазону регулювання вихідних параметрів. Блок-схема типового інверторного зварювального джерела живлення наведена на рис. 3.10.

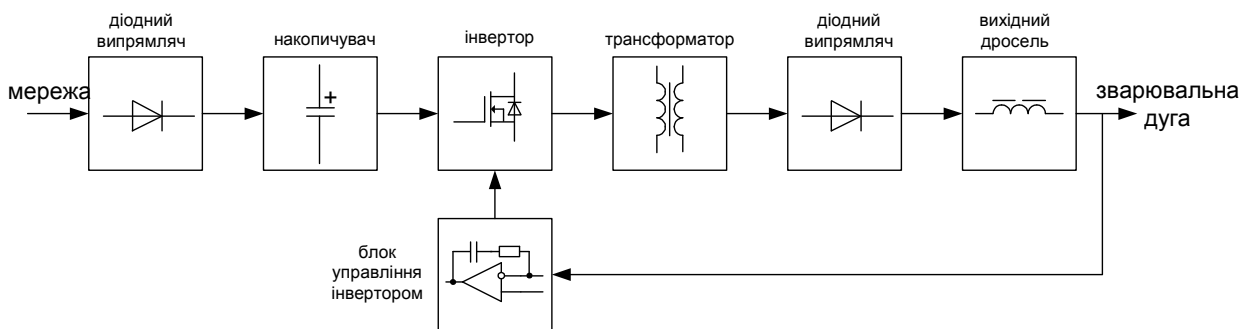


Рис. 3.10. Блок-схема інверторного зварювального джерела живлення

Незважаючи на очевидні переваги інверторних джерел по масогабаритним характеристикам і ККД, розробниками приділяється недостатня увага проблемам підвищення їх коефіцієнта потужності. На рис. 3.11, 3.12 наведені осцилограми напруги мережі і споживаного струму

однофазного інверторного джерела SELMA ARC-160 при споживаній потужності 1,1 кВт і 3 кВт відповідно.

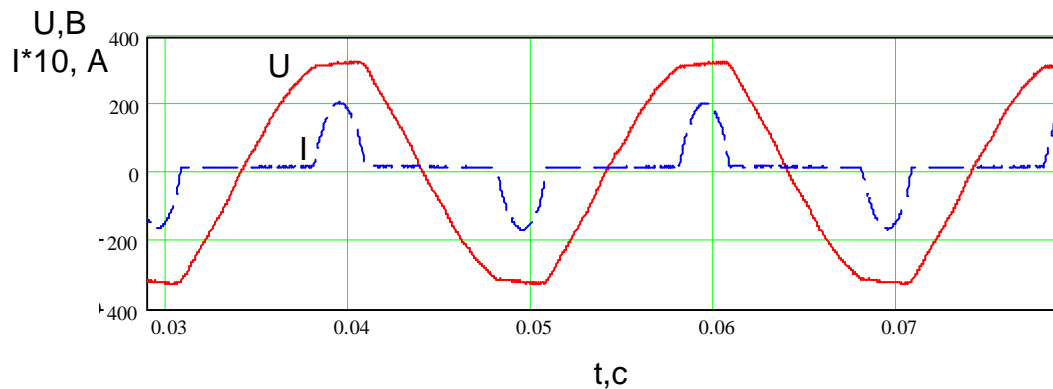


Рис. 3.11. Осцилограма напруги мережі і струму джерела ARC-160, потужність 1,1 кВт. КП=0,652;  $\cos \varphi=0,992$ ; THD=131 %.

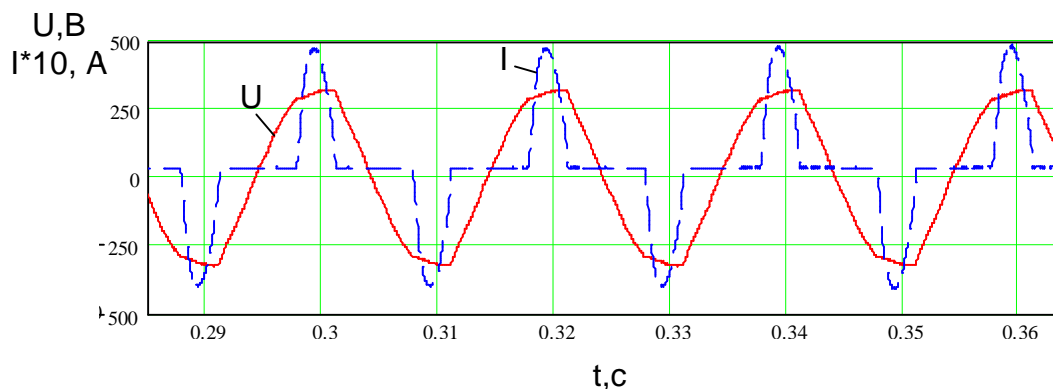


Рис. 3.12. Осцилограма напруги мережі і струму джерела ARC-160, потужність 3 кВт. КП=0,702;  $\cos \varphi=0,998$ ; THD=102 %.

КП зварювального джерела ARC-160 змінюється від 0,652 (1,1 кВт) до 0,702 (3 кВт), а  $\cos \varphi$  по першій гармоніці – від 0,992 (1,1 кВт) до 0,998 (3 кВт).

Низький КП інверторних джерел пояснюється високим вмістом гармонік в споживаному струмі (THD більше 100 %). Це призводить до підвищення втрат електроенергії в мережі (ці втрати в першому наближенні



залежать від квадрату істинного КП), перевантаження мережевого обладнання, спотворення форми напруги.

Так, на рис. 3.11, 3.12 видно, що напруга мережі (крива U) має плоскі «вершини». Це пояснюється тим, що джерело споживає струм (крива I) тільки в моменти, коли абсолютне значення напруги переходить через максимум, а опір мережі не дорівнює нулю і падіння напруги на опорі мережі призводить до спотворення форми кривої напруги на навантаженні (в даному випадку – зварювальному джерелі).

Можлива також поява перенапруг в мережі через резонанси на частотах вищих гармонік при роботі зварювальних інверторів, причому амплітуда напруги може досягати 800 В [219].

Високий THD споживаного струму розглянутого інверторного зварювального джерела пояснюється будовою його силової частини, а саме – схемою перетворювача змінної напруги в постійну. В даному випадку цей перетворювач являє собою однофазний діодний міст зі згладжуючим конденсатором великої ємності (близько 2000 мкФ) на виході. Крім того, як відомо, електролітичні конденсатори, особливо ті, що працюють у важких умовах (підвищені струм і температура), мають обмежений термін служби і вимагають періодичної заміни з причини втрати ємності і зростання внутрішнього опору. Ця обставина трохи знижує надійність інверторних зварювальних джерел, в силових ланцюгах яких є ємнісні накопичувачі енергії великої енергоємності.

Більшість інверторних зварювальних джерел, що випускаються в даний час, не мають ККП і не задовольняють вимогам стандартів електромагнітної сумісності технічних засобів (ДСТУ ІЕС 61000-3-2: 2004, ДСТУ EN 61000-3-12: 2014) у всьому можливому діапазоні режимів роботи.

Для приведення параметрів споживаного струму до норм стандартів потрібне встановлення фільтрів вищих гармонік струму. Компенсація реактивної потужності для інверторних джерел не потрібна.

### 3.3 Дослідження динамічних характеристик зварювальних джерел живлення

Великий вплив на умови (стабільність) горіння дуги мають динамічні характеристики джерела живлення, тобто його реакція на швидкі зміни потужності навантаження (дуги).

Динамічні властивості зварювального джерела ВДГ-302 можна оцінити за осцилограмою вихідного струму і напруги (рис. 3.13) при стрибкоподібному включенні/відключенні активного навантаження (баластного реостата). Комутація реостата здійснювалася транзисторним ключем, описаним в гл. 2 (див. рис. 2.25).

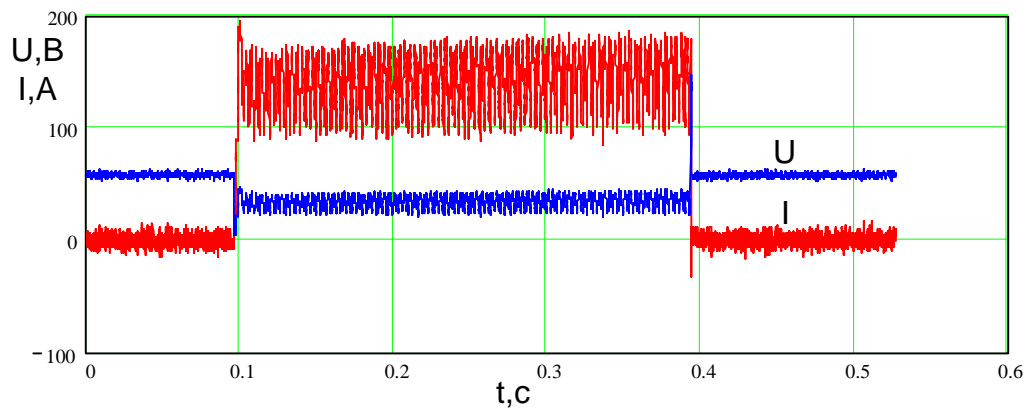


Рис. 3.13. Вихідний струм і напруга ВДГ-302 при дискретній зміні навантаження

Для докладного розгляду перехідних процесів моменти включення і відключення навантаження показані з меншим часом розгортки на рис. 3.14 і 3.15.

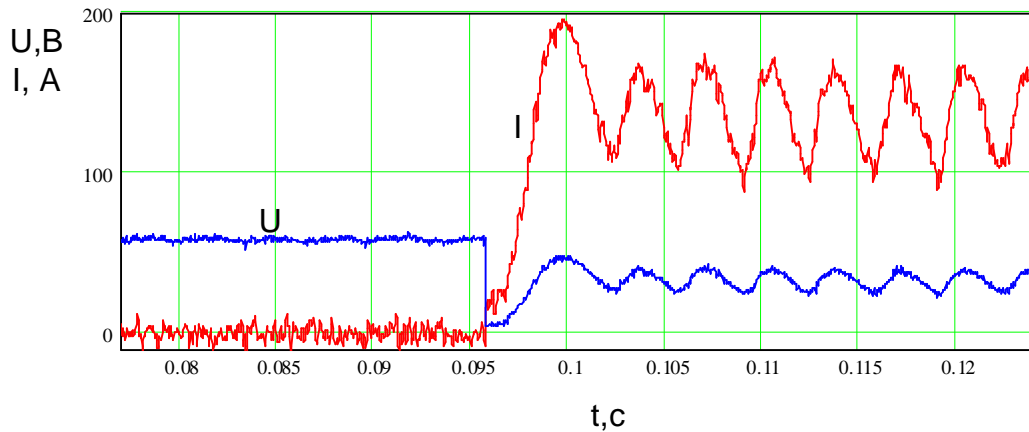


Рис. 3.14. Включення навантаження, джерело ВДГ-302

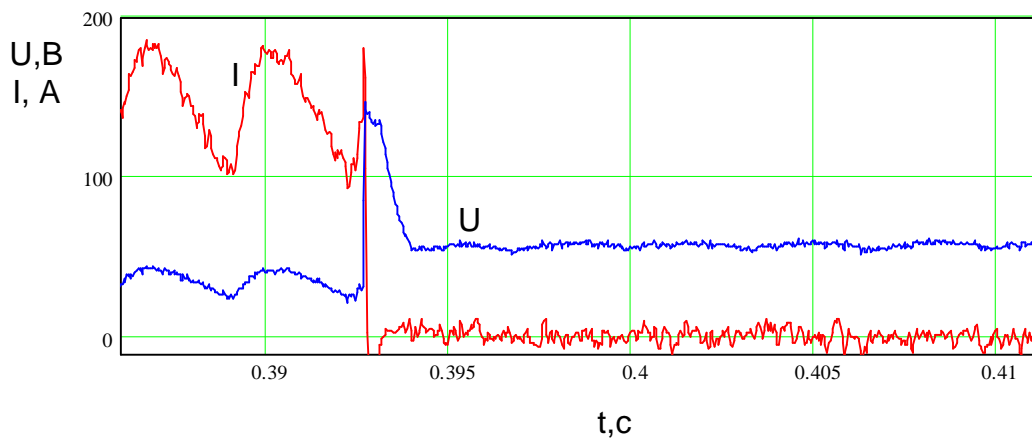


Рис. 3.15. Відключення навантаження, джерело ВДГ-302

На рис. 3.14 видно, що при включенні навантаження вихідна напруга джерела падає практично до нуля, потім починається зростання струму. Швидкість зміни струму обмежена вихідним дроселем джерела. Ясно видно пульсації з 6-кратної частотою мережі, що пояснюються роботою мостового трифазного діодного випрямляча. Наявність пульсацій характерна для всіх джерел, що мають в своєму складі керований або некерований випрямляч.

Слід зазначити, що велика амплітуда пульсацій зварювального струму несприятливо позначається на надійності роботи напівпровідникових компонентів випрямляча і точності підтримки вихідних параметрів – напруги або струму. Знизити амплітуду пульсацій струму можна, збільшивши індуктивність вихідного дроселя, але це призводить до зменшення швидкості

реакції джерела на зміну навантаження і порушення процесу перенесення електродного металу при MIG, MMA процесах. Ця обставина ускладнює створення універсальних зварювальних джерел живлення з перетворенням енергії на низькій (мережевий) частоті.

При відключенні навантаження (рис 3.15) видно викид ЕРС самоіндукції вихідного дроселя джерела. Через це напруга на виході перевищує 140 В протягом близько 1 мс. Слід зазначити, що обмеження напруги викликано роботою схеми захисту транзисторного комутатора, в процесі зварювання амплітуда імпульсу може бути більше. Ця обставина визначає хорошу стабільність горіння дуги, тому що в разі її обриву міжелектродний проміжок виявиться повторно пробитий за рахунок енергії, запасеної в вихідному дроселі.

Динамічні властивості інверторного зварювального джерела ARC-160 можна оцінити по його реакції на стрибкоподібну зміну опору навантаження. На рис. 3.16 приведена осцилограма вихідної напруги і струму цього джерела при включенні/відключенні баластного реостата за допомогою електронного комутатора, описаного в гл. 2. На рис. 3.17, 3.18 наведені осцилограми процесів комутації з меншим часом розгортки.

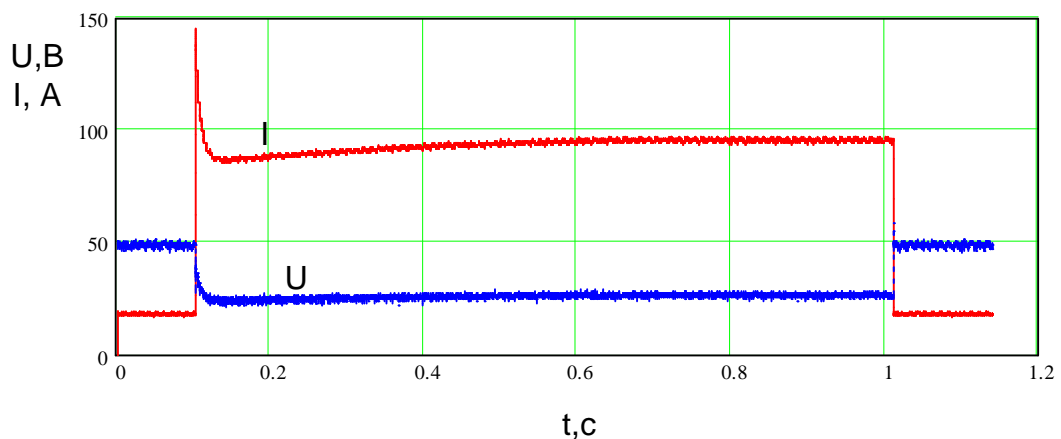


Рис. 3.16. Вихідна напруга і струм джерела ARC-160.

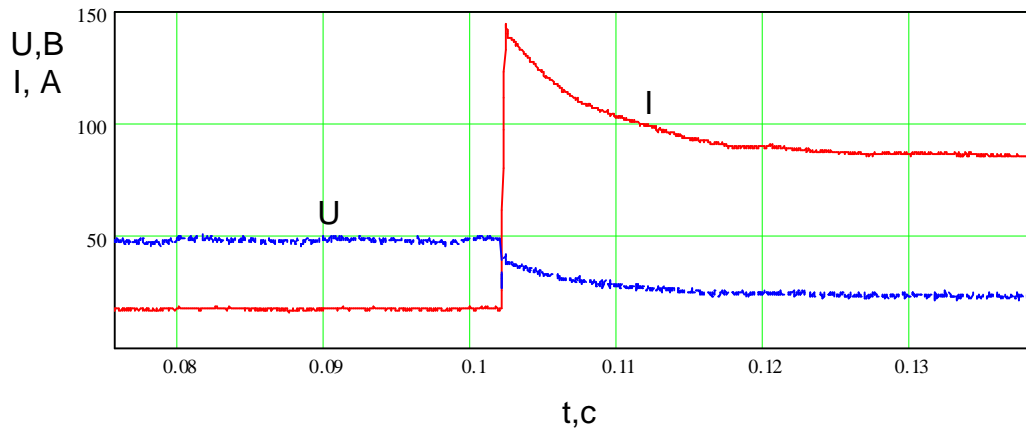


Рис. 3.17. Включення навантаження, джерело ARC-160.

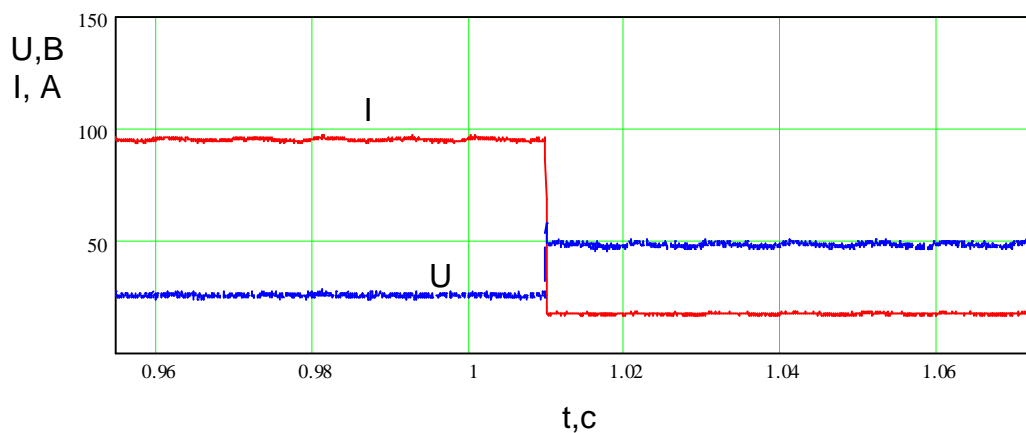


Рис. 3.18. Відключення навантаження, джерело ARC-160.

Звертає на себе увагу те, що при підключенні навантаження вихідний струм джерела практично відразу збільшується до максимального струму КЗ (рис. 3.17), а потім спостерігається аперіодичний перехідний процес в контурі регулювання струму. Час регулювання становить приблизно 15 мс. Таким чином, з цим джерелом підпал дуги буде «жорстким», з максимальним струмом, що не завжди сприятливо позначається на якості зварювання, особливо при TIG процесі. Слід зазначити, що така поведінка регулятора струму характерно для інверторних джерел, виконаних за мостовою схемою.

Джерела на основі прямоходового перетворювача (т.зв. «косий міст») з струмовим керуванням мають час встановлення вихідного струму не більше одного періоду перемикання силових транзисторів [220 – 226].

При відключенні навантаження (рис. 3.18) вихідна напруга інверторного джерела не має викидів, тому що індуктивність вихідного дроселя занадто мала для істотного впливу на процес. Це означає, що стабільність горіння дуги при зварюванні з використанням інверторного джерела буде гірше, оскільки в разі обриву дуги напруги холостого ходу інверторного джерела (трохи більше 50 В) може бути недостатньо для повторного пробію міжелектродного проміжку.

### **3.4 Шляхи підвищення енергоефективності зварювальних джерел живлення**

Виходячи з вищесказаного, шляхами подальшого підвищення енергоефективності зварювальних джерел живлення є розробка джерел з корекцією КП і з поліпшеною стабілізацією процесу горіння дуги.

Введення в зварювальне джерело коректора КП веде до зменшення споживаного джерелом струму при тій же активній потужності, зниження втрат потужності в мережі живлення. Це дозволяє використовувати більшу кількість зварювальних джерел живлення при тій же пропускній здатності мережі або забезпечити працездатність джерела в умовах «слабкої» мережі [227 – 229].

Тому доцільна розробка інверторних зварювальних джерел живлення з підвищеним КП, що поєднують в собі хороші масогабаритні показники і малий негативний вплив на мережу живлення.

Як було сказано раніше, інверторні джерела з подвійним перетворенням енергії і використанням некерованого випрямляча характеризуються низьким КП (наслідок – підвищений споживаний струм), наявністю високовольтного електролітичного конденсатора (-іВ) (наслідок – збільшення габаритів і вартості, зниження надійності).

Електрозварювальні джерела з подвійним перетворенням енергії і використанням активного випрямляча з корекцією КП (рис. 3.19)

характеризуються підвищеною вартістю (через ККП), підвищеними втратами потужності в джерелі, наявністю електролітичного конденсатора (-ів) великої ємності.

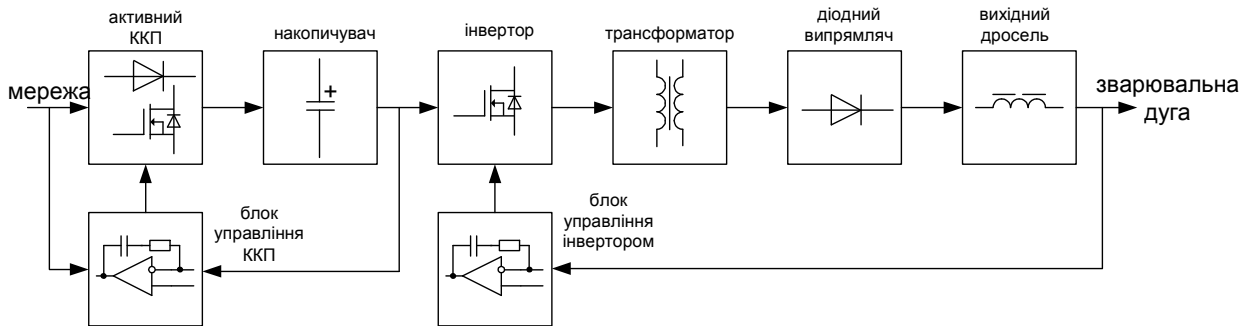


Рис. 3.19. Блок-схема інверторного зварювального джерела живлення з активним ККП

Перспективним шляхом покращення енергетичних і масогабаритних показників інверторних джерел є відхід від подвійного перетворення енергії і застосування безпосереднього перетворення напруги мережі в високочастотну з подальшою трансформацією. Блок-схема такого джерела наведена на рис. 3.20.

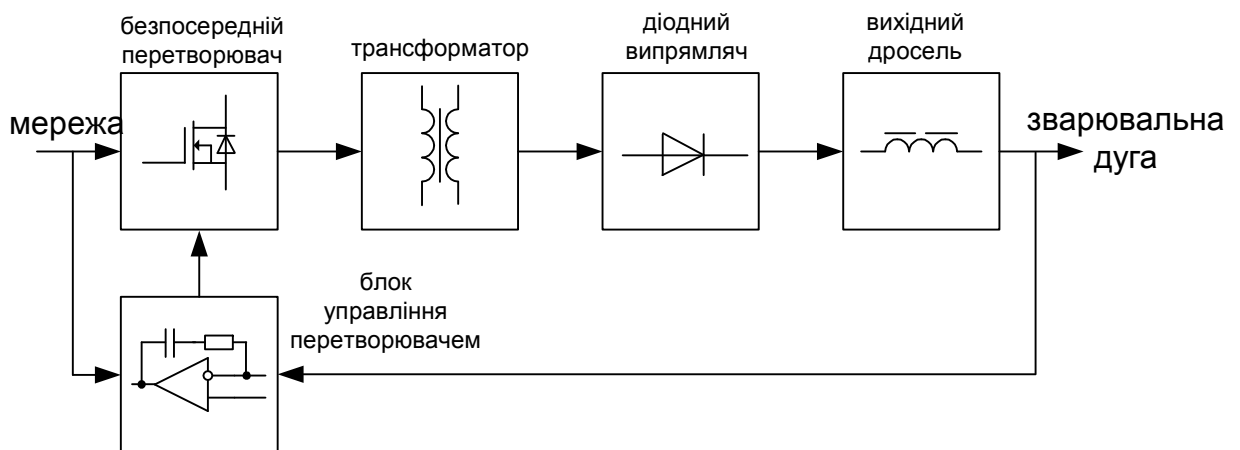


Рис. 3.20. Блок-схема інверторного зварювального джерела живлення з безпосереднім перетворенням.

Така побудова силової частини дозволяє забезпечити підвищений КП джерела і не потребує наявності ємнісного накопичувача енергії, з-за якого знижується надійність інверторних джерел.

На підставі результатів досліджень характеристик споживаного струму і вихідних характеристик зварювальних джерел живлення, виконаних за різними схемами і використовуючих різні способи перетворення енергії, вибрані шляхи підвищення їх енергоефективності.



### ВИСНОВКИ ПО РОЗДІЛУ 3

Вибрані шляхи удосконалення існуючих та розробки нових методів та засобів стабілізації горіння зварювальної дуги; розробки нових схемних рішень зварювальних джерел з підвищеною якістю споживаного струму; розробки нових підходів до підвищення енергоефективності комплексів зварювального обладнання; створення технічних рішень зварювальних джерел з покращеними масогабаритними показниками:

1) розробка зварювальних джерел живлення з активними ККП, що мають поліпшені характеристики по енергоефективності та швидкодії;

2) відхід від подвійного перетворення енергії і розробка зварювальних джерел прямого перетворення, що мають високий КП і характеризуються відсутністю ємнісного накопичувача енергії;

3) розробка джерел з функціями паралельного активного фільтра, які частково нейтралізують негативний вплив на мережу випущених раніше джерел без ККП (зменшення THD мережевого струму і напруги, в т.ч. компенсація реактивної потужності);

4) розробка джерел з частковою корекцією коефіцієнта потужності (відсутність ККП в явному вигляді, менші втрати енергії в порівнянні з ККП);

5) модифікація існуючого обладнання шляхом розробки блоків управління процесом зварювання, які працюють з низькочастотними трансформаторами і дозволяють забезпечити ефективне формування вихідних характеристик джерела з одночасним підвищенням його КП;

6) розробка універсальних пристроїв підпалу і стабілізації горіння дуги, сумісних як з традиційними низькочастотними, так і з сучасними інверторними зварювальними джерелами живлення.

## РОЗДІЛ 4

### РОЗРОБКА ПРИНЦИПІВ СТВОРЕННЯ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНИХ ЗВАРЮВАЛЬНИХ ДЖЕРЕЛ ЖИВЛЕННЯ

Створення енергоефективних зварювальних джерел живлення передбачає не тільки забезпечення перетворення електроенергії з мінімальними втратами при хороших масогабаритних показниках, але і електромагнітну сумісність зварювального джерела з мережею живлення [230].

Цим умовам відповідають інверторні зварювальні джерела з корекцією КП, тобто ті, які мають в своєму складі активний ККП, або виконані із застосуванням схемотехнічних рішень, що дозволяють перетворити параметри електроенергії при високому КП. Виходячи з цього, підвищення енергоефективності зварювальних інверторних джерел живлення можливо як за рахунок вдосконалення та розробки нових схем і методів управління ККП, так і за рахунок розробки зварювальних джерел з безпосереднім перетворенням і високим КП.

#### 4.1 Підвищення швидкодії регулятора вихідної напруги ККП

Задачею активного ККП в складі інверторного зварювального джерела є перетворення змінної напруги мережі в стабілізовану постійну напругу живлення інвертора. При цьому форма кривої споживаного від мережі струму повинна повторювати форму кривої напруги мережі, тобто ККП повинен вести себе як лінійний активний опір. Це визначає високий КП джерела.

При різних апаратних реалізаціях загальна структура схеми управління ККП залишається практично незмінною (рис. 1.2). Вона містить два контури:

внутрішній широкосмуговий регулятор струму і зовнішній ПІ-регулятор вихідної напруги. При цьому регулятор напруги повинен бути побудований так, щоб в його вихідному сигналі були придушені парні гармоніки частоти мережі, які присутні в вихідній напрузі перетворювача. При невиконанні цієї вимоги відбувається спотворення форми вхідного струму і зниження вхідного коефіцієнта потужності (рис. 1.3). Для вирішення цієї проблеми застосовуються два підходи: збільшення ємності вихідного конденсатора ККП (розмах пульсацій вихідної напруги зазвичай вибирається не більше 5 %, найбільш часто зустрічається 1 ... 3 %) і зменшення частоти зрізу ПІ-регулятора напруги. Перше призводить до подорожчання системи, друге – до погіршення динамічних характеристик стабілізатора вихідної напруги і необхідності введення додаткової петлі зворотного зв'язку для захисту виходу від аварійного підвищення напруги, яке має місце при різкому скиданні навантаження. Це особливо актуально для зварювальних джерел живлення, у яких потужність навантаження може змінюватися дуже швидко і у великих межах.

Альтернативним варіантом побудови системи управління є включення в ланцюг зворотного зв'язку по напрузі пристрою вибірки-зберігання (ПВЗ), що робить вибірки вихідної напруги в моменти, відповідні його переходу через середнє значення [231]. Це може бути досягнуто синхронізацією ПВЗ з переходом вхідної напруги ККП через нуль. В цьому випадку в вихідній напрузі ПВЗ будуть відсутні гармоніки частоти мережі, незалежно від потужності навантаження ККП. Структурна схема модифікованої системи управління ККП, в якій реалізовано описаний принцип, приведена на рис. 4.1. Тут  $u_0$  – напруга завдання;  $u_c$  – вихідна напруга;  $T_a$  – період вибірок ПВЗ;  $U_{ex}$  – вхідна напруга;  $i_{ex}^*$  – завдання на вхідний струм;  $C$  – ємність вихідного конденсатора.

Аналіз системи дає оптимальну передавальну функцію дискретного регулятора напруги у вигляді

$$W(z) = \frac{C}{2T_a} \cdot \frac{z}{z-1}. \quad (4.1)$$

В цьому випадку час регулювання не перевищує  $2T_a$ . При виборі  $T_a = 10$  мс отримуємо час реакції на збурення не більше одного періоду мережі.

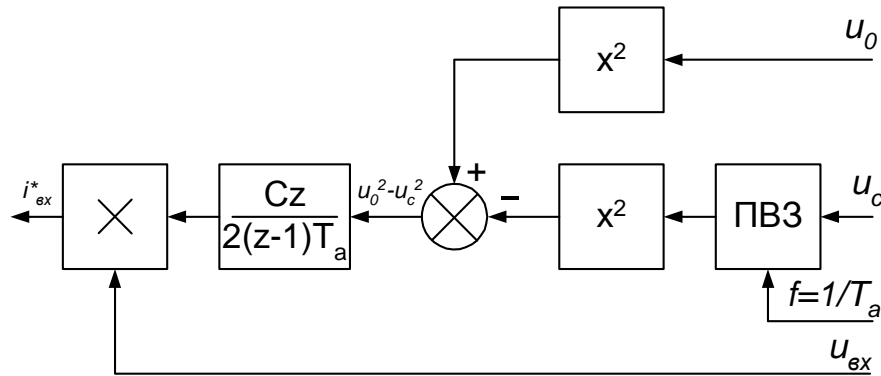


Рис. 4.1. Система управління ККП з підвищеною швидкістю регулятора напруги

Зниження чутливості системи до пульсацій вихідної напруги на частоті другої гармоніки мережі при збереженні високої динаміки стабілізації вихідної напруги дозволяє знизити ємність вихідного накопичувального конденсатора, поліпшити масогабаритні показники інверторних зварювальних джерел з ККП.

Для підтвердження ефективності вищевикладеного способу стабілізації вихідної напруги ККП автором спроектований і виготовлений малопотужний однофазний ККП на основі підвищуючого перетворювача (рис. 4.2).

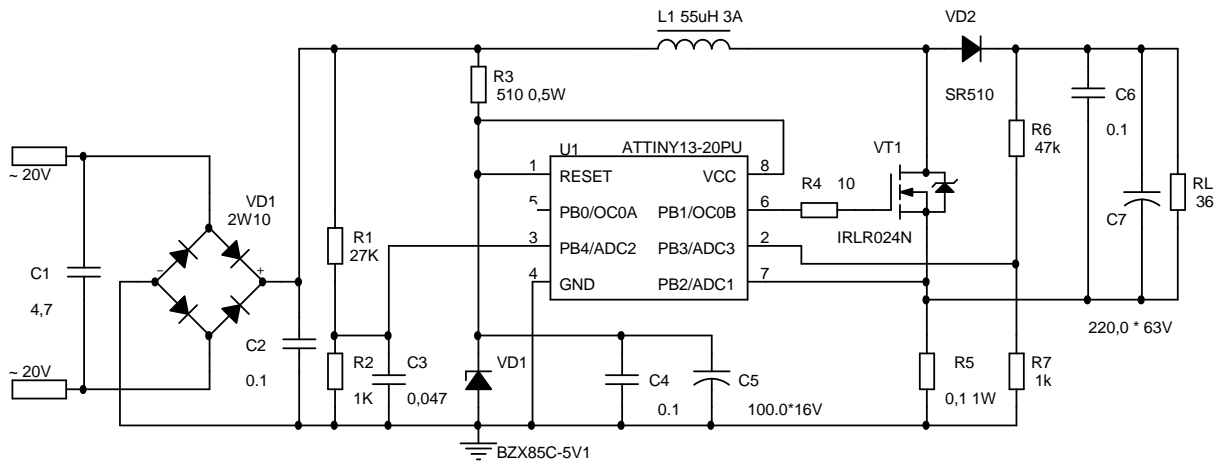


Рис. 4.2. Схема експериментального ККП

Зовнішній вигляд плати ККП показаний на рис. 4.3.

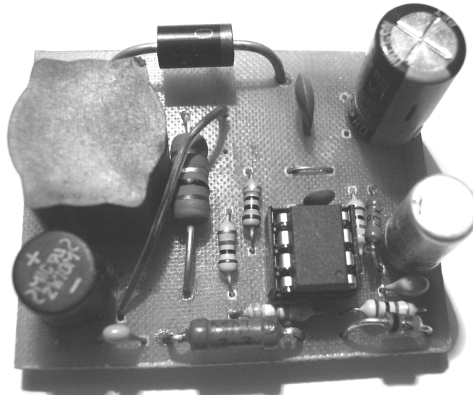


Рис. 4.3. Експериментальний ККП

На рис. 4.4 наведені осцилограми вхідного струму і вхідної напруги експериментального ККП при роботі від реальної мережі ( $\text{THD}_U = 8\%$ ), на рис. 4.5 – при роботі від джерела синусоїдальної напруги [232, 233] з  $\text{THD}_U < 3\%$ .

Умови роботи експериментального ККП: вхідна напруга 18 В (середньоквадратична); вихідна напруга 34 В (середня); потужність в навантаженні 35 Вт; розмах пульсацій вихідної напруги 15 В; частота перемикання 75 кГц; період вибірок  $T_a = 10$  мс.

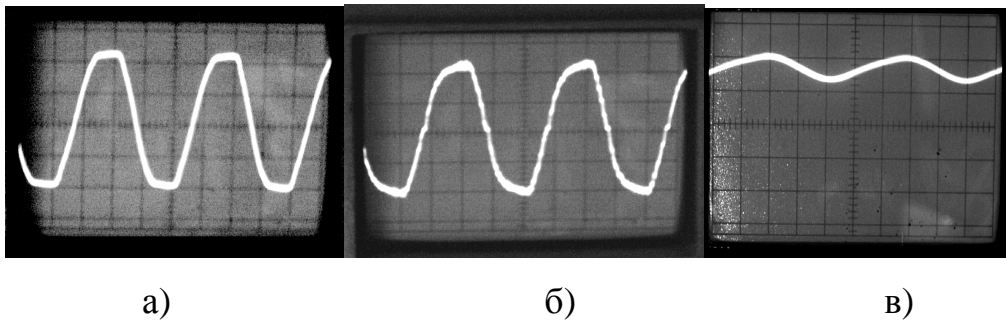


Рис. 4.4. Робота ККП при  $\text{THD}_U = 8\%$ :

а) Вхідна напруга ККП (10 В/діл);

б) вхідний струм ККП (1,5 А/діл);

в) вихідна напруга ККП (20 В/діл)

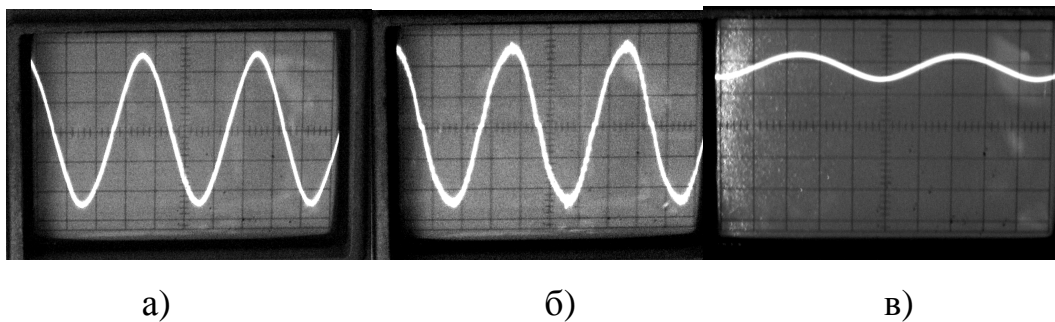


Рис. 4.5. Робота ККП при  $\text{THD}_U < 3\%$ :

а) Вхідна напруга ККП (10 В/діл);

б) вхідний струм ККП (1,5 А/діл);

в) вихідна напруга ККП (20 В/діл)

Застосування дискретних методів управління дозволило поліпшити масогабаритні і якісні характеристики ККП, істотно знизити ємність вихідного конденсатора. Час регулювання розробленого дискретного регулятора вихідної напруги ККП не перевищує двох періодів вибірок ПВЗ (за умови оптимальної настройки), що менше, ніж у існуючих аналогових систем управління ККП [128].

Описана структура регулятора напруги використана у всіх схемах випрямлячів з корекцією КП, описаних далі.

## 4.2 Дослідження і розробка вхідних активних випрямлячів для інверторних зварювальних джерел з підвищеним КП

Однією з переваг використання ККП в інверторному зварювальному джерелі живлення є те, що вихідна напруга ККП зазвичай стабілізована і не залежить від напруги мережі. Це дозволяє максимізувати використання силових компонентів інвертора (ключових транзисторів, високочастотного трансформатора, вихідного випрямляча), тому що немає необхідності закладати запас на випадок зниженої напруги мережі живлення. Але, на жаль, не всі схеми випрямлячів з корекцією КП мають можливість стабілізації вихідної напруги. Однією з таких схем є випрямляч з «електронним дроселем» [169 – 171], який має хороші енергетичні, масогабаритні і економічні показники.

Автором розроблений вдосконалений варіант схеми випрямляча з «електронним дроселем», що дозволило стабілізувати його вихідну напругу, тим самим розширити робочий діапазон вхідних напруг зварювального інверторного джерела живлення. Для цього інвертор «електронного дроселя» замінений одноквADRантним допоміжним вольтододаТковим перетворювачем ( $e(t)$ , рис. 4.6) [234], який отримує живлення від вихідних шин випрямляча. В результаті розроблена схема має те ж число силових транзисторів (два), що і схема прототипу, при кращих споживчих якостях. Аналіз процесів в запропонованому випрямлячі зручно виконати, скориставшись схемою заміщення, наведеною на рис. 4.6.

Вихідна напруга діодного моста  $u_{pn}(t)$  за умови живлення від симетричної трифазної мережі може бути визначена як

$$u_{pn}(t) = U_m \cos \left[ \left( (\omega t) \bmod \frac{\pi}{3} \right) - \frac{\pi}{6} \right], \quad (4.2)$$

де  $U_m$  – амплітуда вхідної лінійної напруги, В;

$\omega$  – кутова частота мережі,  $\text{с}^{-1}$ .

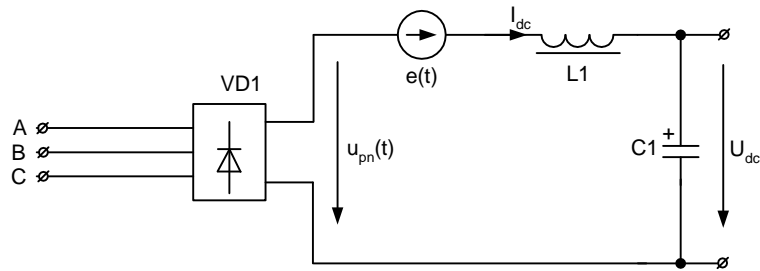


Рис. 4.6. Схема заміщення випрямляча з вольтододатковим перетворювачем

Для забезпечення постійного вихідного струму діодного моста  $I_{dc}$  необхідно дотримуватися умови

$$e(t) = U_{dc} - u_{pn}(t), \quad (4.3)$$

де  $e(t)$  – вихідна напруга допоміжного перетворювача, В;

$U_{dc}$  – вихідна напруга випрямляча, В.

Якщо вибрати вихідну напругу ( $U_{dc}$ ) більше або рівній  $U_m$ , то напруга  $e(t)$  не буде змінювати знак. Це дозволяє спростити схему допоміжного перетворювача, адже він в цьому випадку повинен працювати тільки в одному квадранті ( $e(t) > 0$ ,  $I_{dc} > 0$ ). Середня потужність допоміжного перетворювача  $P_a$  визначається як:

$$P_a = I_{dc} \cdot \frac{\omega}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi/\omega} e(t) dt = I_{dc} \cdot \left( U_{dc} - \frac{\omega}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi/\omega} u_{pn}(t) dt \right) = I_{dc} \cdot \left( U_{dc} - \frac{3}{\pi} U_m \right) \quad (4.4)$$

З вищенаведеного виразу видно, що для мінімізації потужності  $P_a$  слід мінімізувати вихідну напругу випрямляча  $U_{dc}$ . Враховуючи умову одноквадрантної роботи ( $U_{dc} \geq U_m$ ) і умову мінімуму потужності  $P_a$ , отримуємо оптимальну величину вихідної напруги випрямляча:  $U_{dc} = U_m$ . При  $U_{dc} = U_m$  середня потужність допоміжного перетворювача дорівнює



$P_a = I_{dc} \cdot U_{dc} \cdot \left(1 - \frac{3}{\pi}\right)$ , що становить лише 4,7 % від вихідної потужності випрямляча.

Максимальна вихідна напруга допоміжного перетворювача визначається як

$$e_{\max} = U_{dc} - U_m \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \quad (4.5)$$

і для випадку  $U_{dc} = U_m$  складає всього 13,4 % вихідної напруги  $U_{dc}$ .

Таким чином, допоміжний перетворювач повинен бути розрахований на роботу з повним вихідним струмом  $I_{dc}$ , вихідною напругою від 0 до  $0,134 U_{dc}$  і мати середню потужність  $0,047$  від вихідної.

У практичній реалізації трифазного випрямляча (рис. 4.7) допоміжний перетворювач виконаний у вигляді напівмостового інвертора (S1, S2), до виходу якого підключена первинна обмотка високочастотного трансформатора (T1). Вторинна обмотка цього трансформатора виконана з відводом від середини і навантажена на двонапівперіодний високочастотний випрямляч з двома діодами (VD1, VD2) і високочастотним дроселем (L1). Інвертор отримує живлення від вихідних шин випрямляча (конденсатори C1, C2).

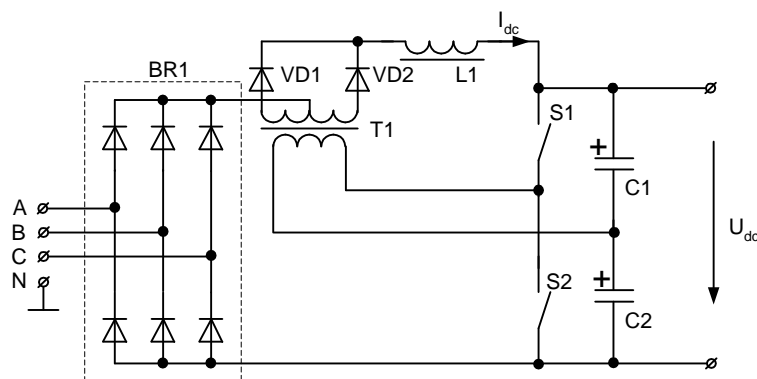


Рис. 4.7. Схема силової частини випрямляча з вольтододавальним перетворювачем

Амплітуда напруги на первинній обмотці трансформатора при застосуванні напівмостового інвертора дорівнює  $0,5U_{dc}$ . Оскільки на вторинній обмотці напруга повинна бути не менше  $0,134U_{dc}$ , коефіцієнт трансформації повинен бути не більше, ніж  $0,5 / 0,134 = 3,74$ . У практичній реалізації випрямляча встановлений трансформатор з коефіцієнтом трансформації  $K_{mp} = 3,5$ .

Застосування напівмостового інвертора також дозволяє симетрувати напруги на послідовно з'єднаних вихідних конденсаторах випрямляча (C1, C2). Для реалізації цієї функції трансформатор T1 виконується з повітряним зазором в магнітопроводі, внаслідок чого робота допоміжного перетворювача не порушуватиметься при виникненні струму несиметрії, який буде протікати через первинну обмотку T1.

Система керування допоміжним інвертором двоконтурна (рис. 4.8).

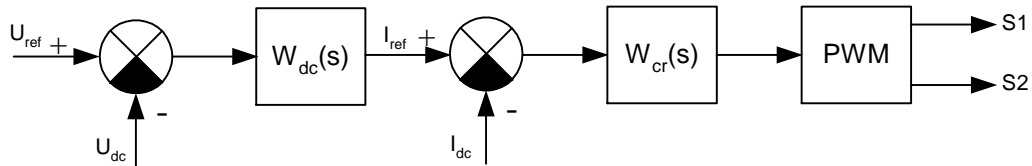


Рис. 4.8. Структурна схема системи управління допоміжним інвертором

Внутрішній широкосмуговий контур з регулятором струму  $W_{cr}(s)$  забезпечує стабілізацію вихідного струму діодного моста  $I_{dc}$ . Рівень цього струму задається зовнішнім контуром, що містить інерційний стабілізатор вихідної напруги  $W_{dc}(s)$ , який реалізує функцію Boost-Follower, тобто вихідна напруга випрямляча підтримується на рівні амплітуди вихідної напруги діодного моста (опорна напруга  $U_{ref}$  "стежить" за  $U_m$ ). Це дозволяє мінімізувати потужність допоміжного інвертора (см. формулу (4.4)).

При необхідності стабілізації вихідної напруги на фіксованому рівні необхідно зменшувати коефіцієнт трансформації T1. Так, при установці

$K_{mp} = 2$  можна забезпечити стабілізацію вихідної напруги на рівні 600 В при зміні лінійної напруги живлення в межах 368 – 424 В. Однак середня потужність допоміжного перетворювача в цьому випадку повинна бути близько 21 % потужності навантаження.

В якості ключів S1, S2 (рис. 4.7) застосовані транзистори FGA25N120ANTD, діоди VD1, VD2 80EBU04, вхідний діодний міст зібраний з двох однофазних мостів KBPC5010W. Частота перемикання 20 кГц, індуктивність дроселя 120 мкГн при струмі 30 А. Вихідні конденсатори C1, C2 –  $2 \times 470$  мкФ  $\times$  400 В. Система управління транзисторами містить двотактний контролер SG3525AN. Формування напруги затвора «верхнього» транзистора виконано за допомогою спеціалізованої оптопари FOD3120. Визначення вихідного струму здійснюється опосередковано, за допомогою синхронного вимірювання струму «нижнього» транзистора напівмоста.

При роботі діодного моста з постійним миттєвим вихідним струмом його вхідні струми являють собою прямокутні імпульси шириною 120 електричних градусів. Вхідний КП в цьому випадку становить 0,955, а коефіцієнт гармонік вхідного струму дорівнює  $\text{THD}_I = 31$  %.

Представляє інтерес зниження  $\text{THD}_I$  та підвищення КП за рахунок виконання допоміжного перетворювача з трифазним входом (рис. 4.9) і можливістю прямого управління його вхідними струмами з тим, щоб вхідний струм системи був синусоїдальним.

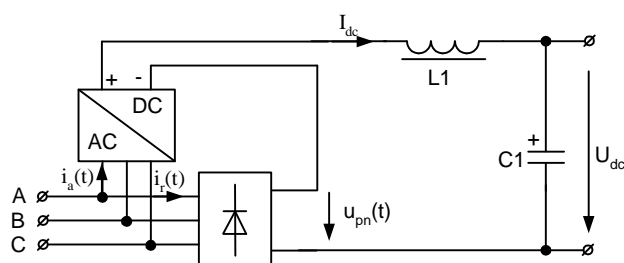


Рис. 4.9. Структурна схема гібридного випрямляча

Визначимо умови, за яких для повної корекції КП можна застосовувати одноквадрантний допоміжний перетворювач (тобто його миттєві фазні потужності повинні бути завжди позитивними). Вхідний фазний струм випрямляча дорівнює  $i(t) = i_r(t) + i_a(t)$ , де  $i_r(t)$  – вхідний струм діодного моста,  $i_a(t)$  – вхідний струм допоміжного перетворювача (рис. 4.9).

При одиничному КП вхідний струм повинен бути рівний  $i(t) = I_m \sin(\omega t)$ , де  $I_m$  – амплітуда вхідного струму.

Скористаємося тією умовою, що в момент часу  $\omega t = \frac{\pi}{6}$  (коли переключаються діоди моста і його вхідний струм стає рівним  $I_{dc}$ ) струм  $i_a(t)$  має бути позитивним:

$$i_a\left(\frac{\pi}{6\omega}\right) = i\left(\frac{\pi}{6\omega}\right) - i_r\left(\frac{\pi}{6\omega}\right) = I_m \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) - I_{dc} = \frac{1}{2}I_m - I_{dc} \geq 0. \quad (4.6)$$

Тобто амплітуда вхідного струму системи  $I_m$  повинна бути вдвічі більше вихідного струму  $I_{dc}$ . Розглянемо випадок  $I_m = 2I_{dc}$ .

Вхідна потужність системи в цьому випадку дорівнює  $P_{in} = \frac{\sqrt{3}}{2}U_m \cdot I_m = \sqrt{3}U_m \cdot I_{dc}$ . Враховуючи баланс потужності та нехтуючи втратами в системі, вихідна потужність  $P_{dc}$  повинна дорівнювати вхідній:

$$P_{dc} = U_{dc} \cdot I_{dc} = \sqrt{3}U_m \cdot I_{dc}. \quad (4.7)$$

Звідси маємо умову встановлення вихідної напруги:  $U_{dc} = \sqrt{3}U_m$ . При цьому середня потужність допоміжного перетворювача  $P_a$  повинна бути 44,9 % від  $P_{dc}$  (формула (4.4)).

Такий режим ставить під сумнів ефективність застосування допоміжного перетворювача, оскільки він повинен бути розрахований майже на половину вихідної потужності. Крім того, вихідна напруга при живленні

від мережі 400 В повинна буде дорівнювати близько 980 В, що ускладнює подальше перетворення. Пояснюється це тим, що зазвичай напівпровідникові елементи силового ланцюга вибирають з 50 % запасом по напрузі. Тому при живленні від мережі 0,4 кВ (при амплітуді випрямленої напруги до 800 В) застосовуються силові транзистори з пробивною напругою 1200 В. Якщо ж напруга живлення інвертора становить 1000 В, то його слід будувати із застосуванням силових ключів класу 1700 В, що різко погіршить техніко-економічні показники такого зварювального джерела живлення. Знизити потужність допоміжного перетворювача і отримати прийнятні результати по КП і  $\text{THD}_I$  можна, якщо не виконувати повну компенсацію гармонік вхідного струму (одноквadrантний допоміжний перетворювач не може працювати з негативними миттєвими фазними потужностями). При цьому також знижується вихідна напруга  $U_{dc}$ . Так, при встановленні різних  $U_{dc}$  маємо такі показники системи (табл. 4.1):

Таблиця 4.1 – Залежність параметрів гібридного випрямляча від вихідної напруги

$U_{dc}$	$\frac{P_a}{P_{dc}} \cdot 100\%$	$\text{THD}_I, \%$	Вхідний КП
$U_m$	4,5	22,4	0,976
$1,1U_m$	13,2	13,1	0,992
$\frac{2}{\sqrt{3}}U_m$	17,3	10,2	0,995
$1,2U_m$	20,4	8,4	0,997
$1,3U_m$	26,5	5,3	0,999
$1,4U_m$	31,8	3,2	0,999
$1,5U_m$	36,3	1,7	1
$\sqrt{3}U_m$	44,9	0	1

Аналіз даних табл. 4.1 показує, що оптимальним вибором представляється встановлення  $U_{dc} = (1,1 \dots 1,25)U_m$ .

Оскільки при неповній компенсації гармонік вхідного струму порушується баланс миттєвих потужностей, допоміжний перетворювач повинен мати накопичувач енергії. Практично він може бути виконаний у вигляді трирівневого підвищуючого перетворювача (VIENNA rectifier), навантаженого на напівмостовий DC/DC перетворювач з високочастотним трансформатором (рис. 4.10) [234].

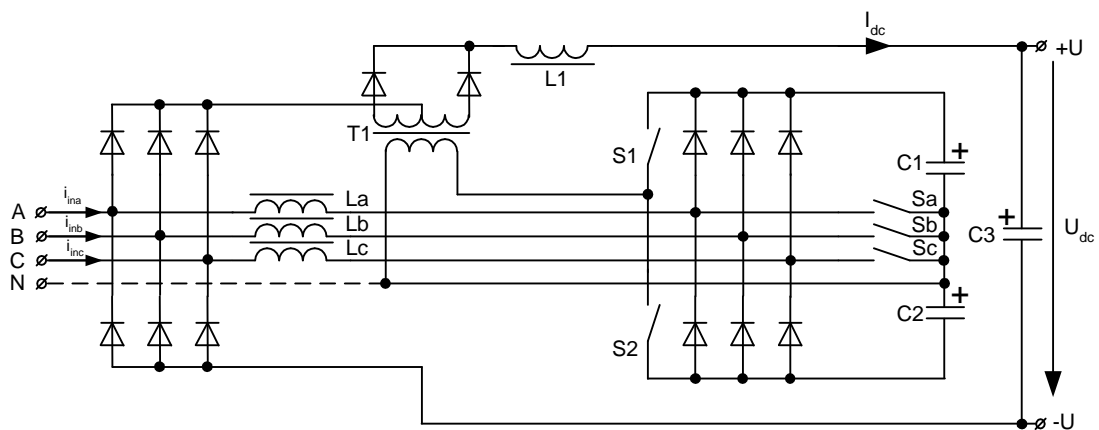


Рис. 4.10. Схема силової частини гібридного випрямляча

Максимальна вихідна напруга допоміжного перетворювача визначається з (4.5) і для випадку  $U_{dc} = 1,2U_m$  становить всього 27,8 % вихідної напруги  $U_{dc}$ .

Таким чином, допоміжний перетворювач повинен бути розрахований на роботу з повним вихідним струмом  $I_{dc}$ , вихідною напругою від 0 до  $0,278U_{dc}$  і мати середню потужність 0,204 від вихідної.

У практичній реалізації трифазного випрямляча (рис. 4.10) допоміжний перетворювач виконаний у вигляді трирівневого підвищуючого перетворювача з ланкою постійного струму (конденсатори C1, C2), навантаженого на напівмостовий інвертор (S1, S2), до виходу якого підключена первинна обмотка високочастотного трансформатора T1. Вторинна обмотка цього трансформатора виконана з відводом від середини і

навантажена на двонапівперіодний високочастотний випрямляч з двома діодами і високочастотним дроселем L1.

Оскільки на вторинній обмотці T1 напруга повинна бути не менше  $0,278U_{dc}$ , його коефіцієнт трансформації не повинен перевищувати  $0,5/0,278 = 1,8$ . У практичній реалізації трифазного випрямляча встановлений трансформатор з коефіцієнтом трансформації  $K_{mp} = 1,6$ . T1 виконаний з повітряним зазором в магнітопроводі для збереження функції симетрування напруги на вихідних конденсаторах (див. вище).

Система управління напівмостовим інвертором, як і раніше, двоконтурна (рис. 4.11), з реалізацією функції Boost-Follower, що дозволяє стабілізувати потужність допоміжного перетворювача (див. вище).

Система управління трирівневим підвищуючим перетворювачем (рис. 4.11) також двоконтурна. Зовнішній контур з інерційним регулятором  $W_{av}(s)$  забезпечує стабілізацію напруги на конденсаторі C1 (рис. 4.10). Напруга на C2 встановлюється автоматично через симетруючу дію напівмостового інвертора (див. вище). Внутрішні широкосмугові контури, керуючі вхідними фазними струмами, оснащені регуляторами  $W_{ac}(s)$ , забезпечують підтримку вхідних фазних струмів ( $i_{ina}$ ,  $i_{inb}$ ,  $i_{inc}$ ) пропорційно відповідним фазним напругам ( $u_a$ ,  $u_b$ ,  $u_c$ ). Пропорційність забезпечується за допомогою перемножувача.

В якості ключів S1, S2 (рис. 4.10) застосовані транзистори STGW30N120KD, діоди 30ETH06, вхідний діодний міст зібраний з двох однофазних мостів KBPC2510W. Частота перемикання 20 кГц, індуктивність дроселя L1 120 мкГн при струмі 30 А. Конденсатори допоміжного перетворювача C1, C2 –  $2 \times 330$  мкФ  $\times$  400 В. Вихідний конденсатор C3 – 470 мкФ  $\times$  800 В (батарея з чотирьох конденсаторів 470 мкФ  $\times$  400 В). Ключі S<sub>a</sub>, S<sub>b</sub>, S<sub>c</sub> виконані на транзисторах IRG4PC50UD. Дроселі L<sub>a</sub>, L<sub>b</sub>, L<sub>c</sub> мають індуктивність 800 мкГн при струмі 17 А. Система управління транзисторами ключів S1, S2 містить двотактний контролер UC3846 і спеціалізовані оптопари HCPL3120. Управління ключами S<sub>a</sub>, S<sub>b</sub>, S<sub>c</sub> здійснюється за

допомогою мікросхем MC33262 (по одній на кожну фазу), синхронізованих на частоті 25 кГц від генератора на мікросхемі ICM7555.

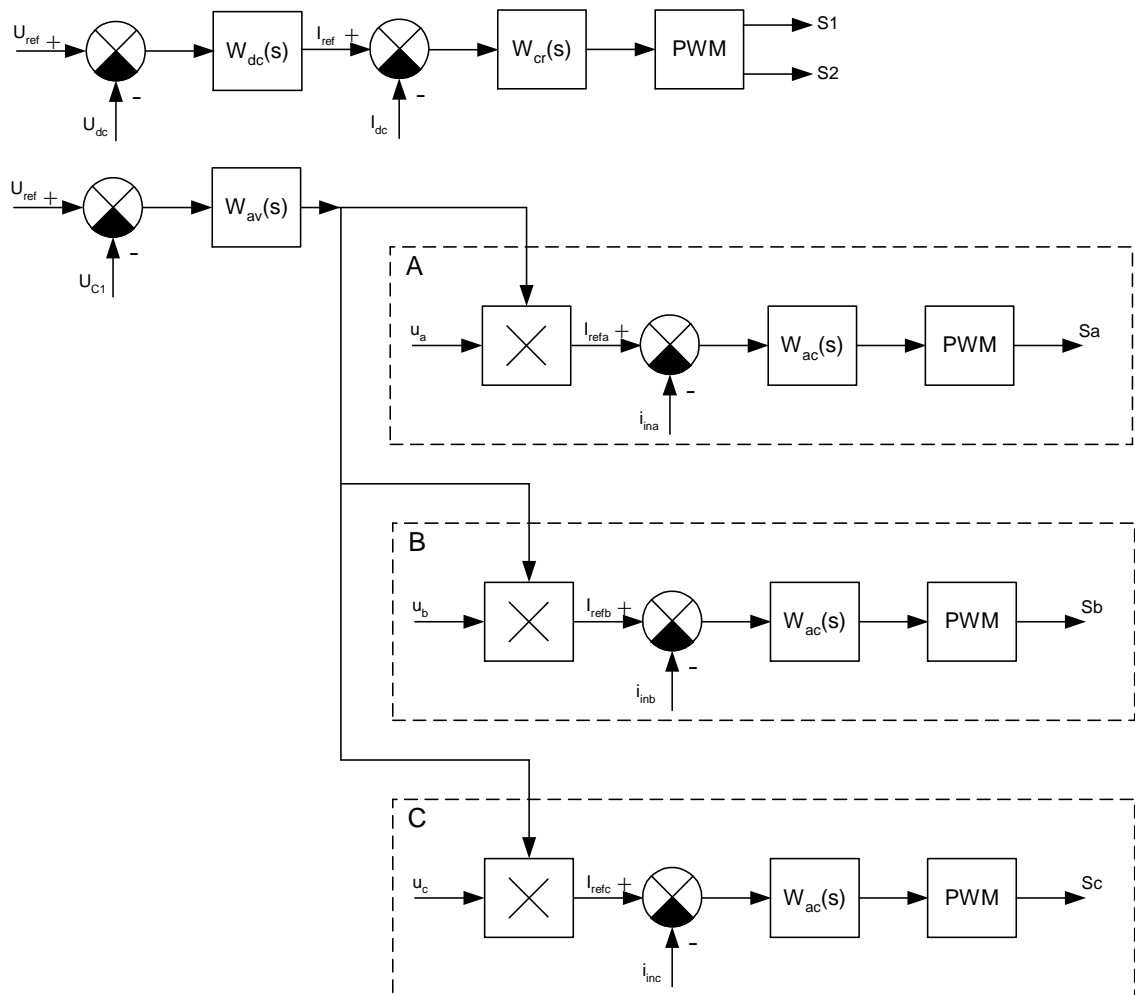


Рис. 4.11. Структурна схема системи управління

Оскільки допоміжний AC/DC інвертор має власну ланку постійного струму з накопичувачем енергії (конденсатори C1, C2, рис. 4.10), а на виході випрямляча також встановлено накопичувач (конденсатор C3, рис. 4.10), можливе об'єднання цих двох ланок з метою оптимізації масогабаритних показників випрямляча. При цьому необхідно встановити роздільні допоміжні інвертори для стабілізації струмів позитивного і негативного виходів діодного моста. Перевагою схемного рішення із загальною ланкою постійного струму (рис. 4.12) є можливість отримання двополярної напруги,



що може бути корисним, наприклад, при живленні трирівневих (NPC) або напівмостових інверторів [235 – 238].

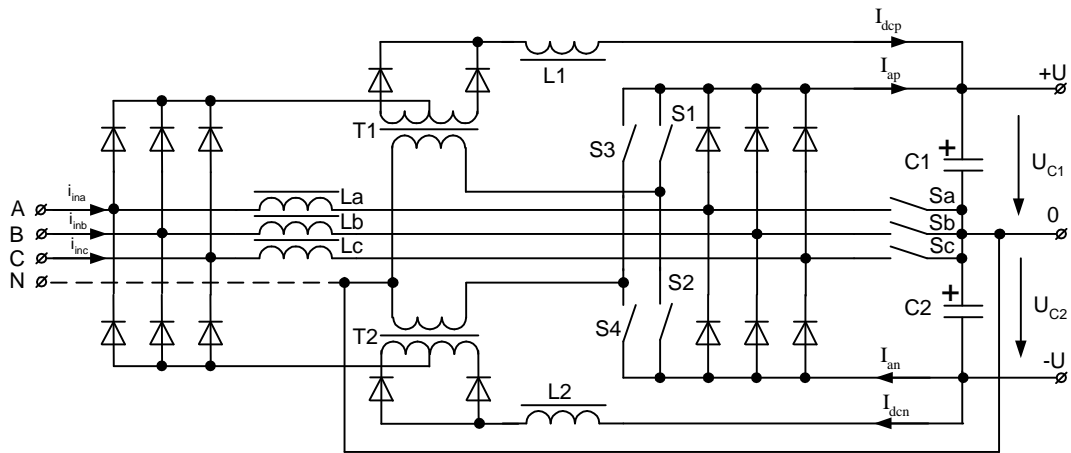


Рис. 4.12. Схема силової частини гібридного випрямляча з двополярним виходом

Додатково введений в схему напівмостовий інвертор (S3, S4, рис. 4.12) виконаний аналогічно інвертору з ключами S1, S2. В системі управління (рис. 4.13) введено ланку стабілізації негативного виходу системи ( $U_{C2}$ ), повністю аналогічну стабілізатору позитивного виходу (див. вище).

Крім того, в зовнішньому контурі системи управління трирівневим підвищувачем перетворювачем інерційний стабілізатор напруги замінений інерційним стабілізатором струму  $W_{vp}(s)$ , який підтримує нульовий середній струм  $I_{ap}$ . Середній струм  $I_{an}$  встановлюється близьким до нуля через симетрію схеми. При необхідності забезпечення роботи з несиметричними вихідними напругами або струмами треба застосовувати роздільне активне симетрування струмів  $I_{ap}$  і  $I_{an}$ .

На рис. 4.14, 4.15, 4.16 наведені діаграми вхідних струмів схеми рис. 4.10 при установці наступних вихідних напруг: на рис. 4.14 –  $U_{dc} = U_m$ ; на рис. 4.15 –  $U_{dc} = 1,2U_m$ ; на рис. 4.16 –  $U_{dc} = 1,732U_m$ .

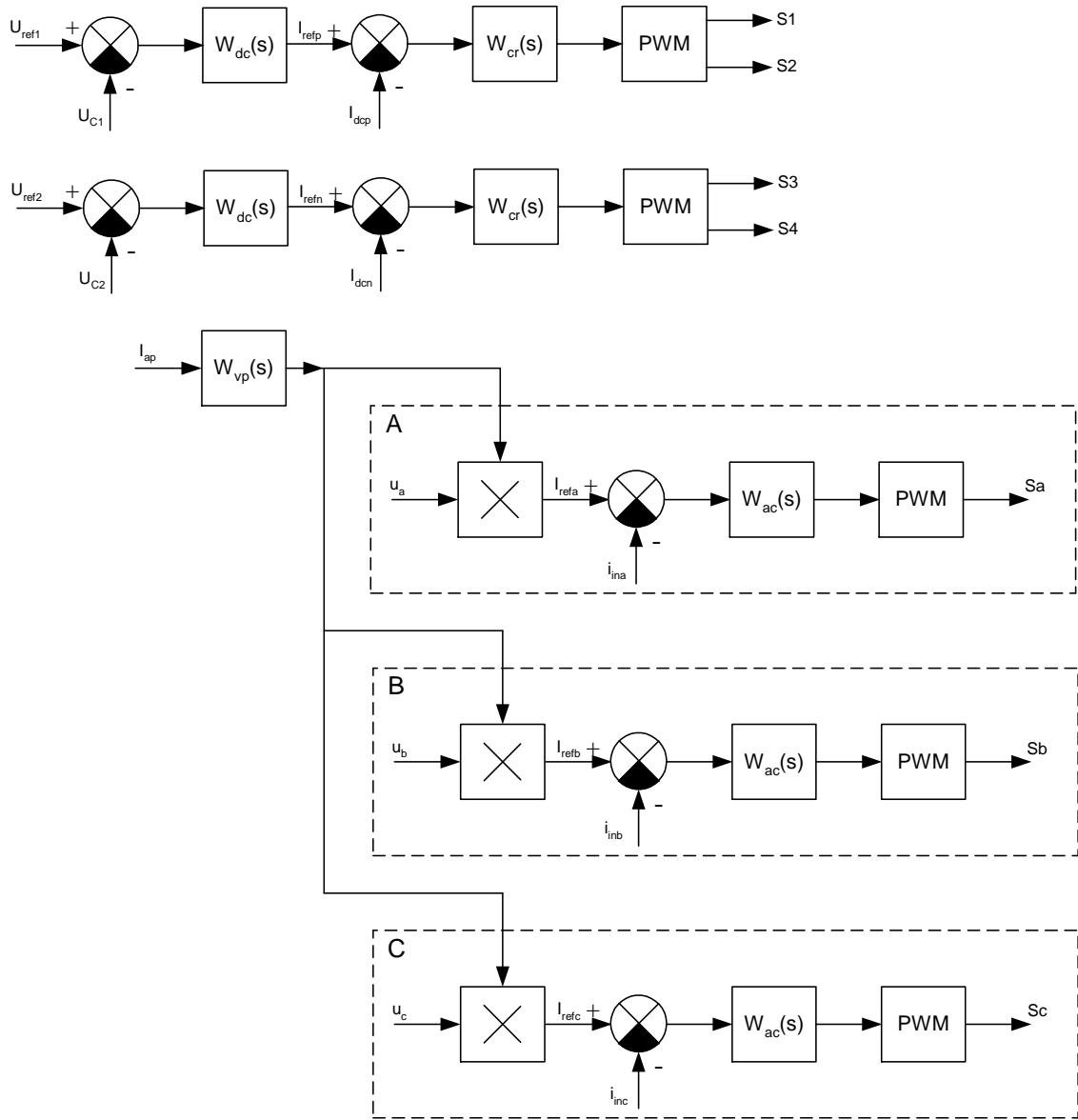


Рис. 4.13. Структурна схема системи управління

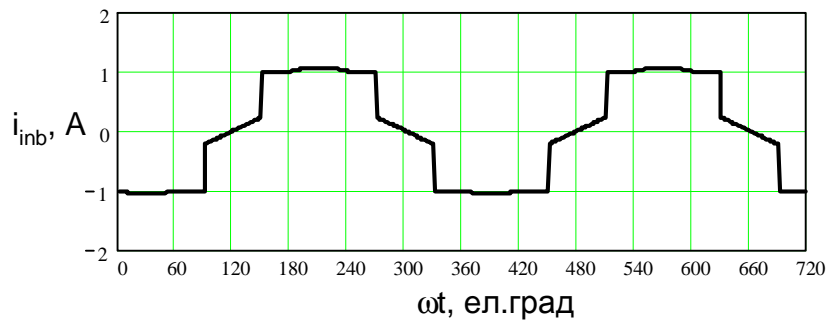


Рис. 4.14. Вхідний струм при установці  $U_{dc} = U_m$

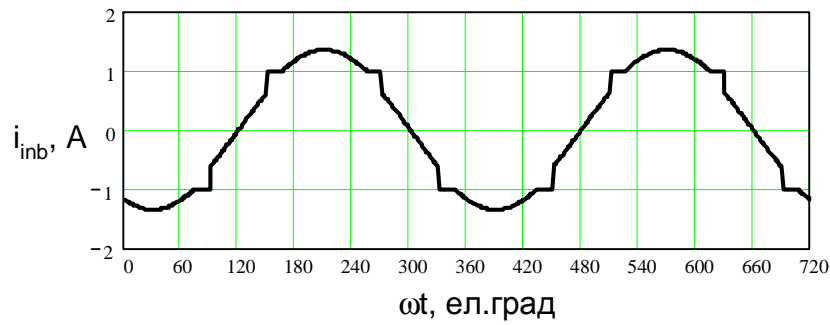


Рис. 4.15. Вхідний струм при установці  $U_{dc} = 1,2U_m$

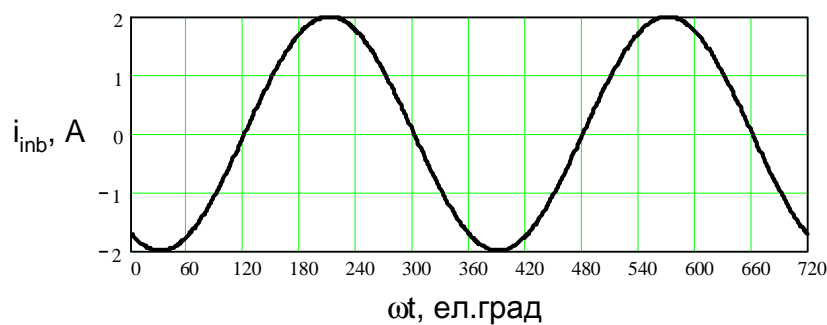


Рис. 4.16. Вхідний струм при установці  $U_{dc} = 1,732U_m$

Як видно з табл. 4.1 і рис. 4.14 – 4.16, низький THD струму мережі досягається тільки при підвищеній вихідній напрузі активного випрямляча. Ця обставина дещо обмежує сферу застосування описаного схемного рішення активного випрямляча через незручності подальшого перетворення енергії при високій напрузі. Встановлення зниженої вихідної напруги призводить до невідповідності параметрів споживаного струму вимогам стандартів електромагнітної сумісності технічних засобів (ДСТУ ІЕС 61000-3-2: 2004, ДСТУ EN 61000-3-12: 2014).

### 4.3 Дослідження і розробка активних ККП для зварювальних джерел з одиничним КП

За умов посилення вимог стандартів електромагнітної сумісності та емісії вищих гармонік струму технічними засобами не завжди достатньо оснащувати зварювальні джерела випрямлячами з підвищеним, але не одиничним КП. Необхідно застосування схемних рішень активних випрямлячів, що забезпечують повний контроль над мережевими струмами, оскільки саме це дозволяє забезпечити споживання зварювальним джерелом струму без реактивної компоненти і з малим вмістом вищих гармонік.

У роботах [193, 194] запропонована схема випрямляча з одиничним КП, що відрізняється невеликою кількістю напівпровідникових елементів в силовому ланцюзі і хорошою енергоефективністю. Однак привабливість схеми погіршується тією обставиною, що її вихідна напруга  $U_o$  має бути не нижче потроєної амплітуди фазної напруги мережі  $U_{ph.m}$ :  $U_o \geq 3U_{ph.m}$ .

Автором розроблений підвищуючий трифазний активний випрямляч (рис. 4.17) [239], що забезпечує роботу з вихідною напругою  $U_o \geq 2U_{ph.m}$ .

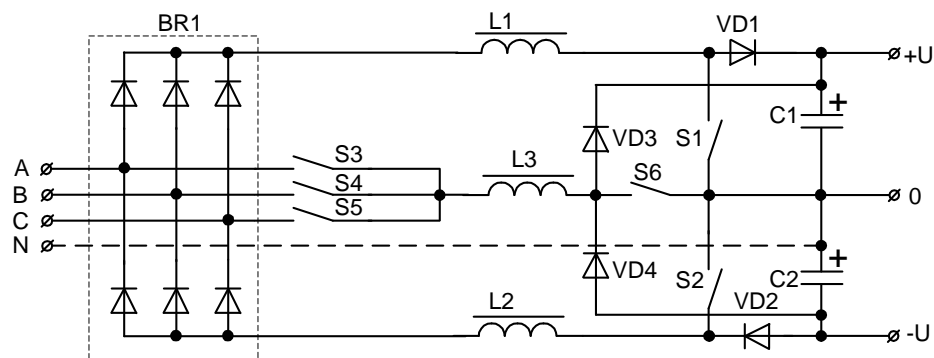


Рис. 4.17. Схема силової частини підвищуючого випрямляча

Відмінною особливістю схеми є знижені вимоги до високочастотних силових ключів – максимальна напруга на них не перевищує  $\frac{U_o}{2}$ , а також є можливість формування двополярної вихідної напруги.

Випрямляч працює наступним чином.

Лівий за схемою вивід дроселя L1 підключений до фази з найвищим потенціалом, а лівий по схемі вивід дроселя L2 – до фази з найнижчим потенціалом (через наявність моста BR1). Струми дроселів L1, L2 можуть регулюватися шляхом зміни скважності відкриття ключів S1, S2 відповідно, оскільки елементи L1, S1, VD1, C1 і L2, S2, VD2, C2 утворюють два підвищуючих (boost) перетворювача. Завдяки наявності діодного моста BR1 на вході перший перетворювач завжди працює з позитивною вхідною напругою, а другий – завжди з негативною. Це дозволяє зменшити число силових транзисторів в їх складі, спростити управління ними та зменшити втрати потужності.

Для підтримки близького до одиниці вхідного КП випрямляча необхідно забезпечити управління всіма трьома вхідними струмами. Для виконання цієї умови призначений третій підвищуючий перетворювач на елементах L3, S6, VD3, VD4, вхід якого за допомогою ключів S3, S4, S5 підключається до фази з мінімальним по абсолютній величині потенціалом, а вихід підключений до накопичувальних конденсаторів C1, C2. Ключ S6 повинен бути двонаправленим, оскільки знаки струму і напруги на ньому змінюються.

Якщо для всіх трьох перетворювачів застосувати один з методів управління, що застосовуються в однофазних коректорах коефіцієнта потужності, то «поведінку» схеми по відношенню до мережі може бути проілюстровано так, як показано на рис. 4.18. Кожен перетворювач імітує активний опір R, причому ці опори з'єднані зіркою, два виводи якої підключені до мережі через пару відкритих діодів вхідного моста, а третій – через один із ключів S3, S4, S5.

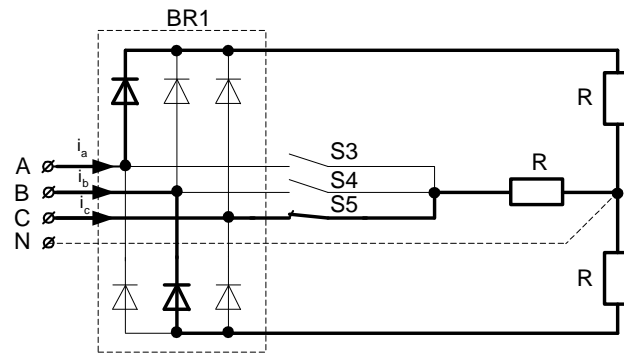


Рис. 4.18. Схема заміщення

Як видно з рис. 4.18 (жирними лініями виділено шлях проходження струму для випадку  $u_A > u_C > u_B$ ), в кожен момент часу схема по відношенню до мережі поводить себе як симетричне активне навантаження, що і визначає близький до одиниці вхідний КП.

Завдяки можливості роздільного управління вхідними струмами високий КП може бути збережений також і в умовах несиметричної напруги живлення або при наявності в ній вищих гармонік.

Остання схема вигідно відрізняється тим, що робочі напруги ключів S1, S2, S6 не перевищують половини від вихідної постійної напруги, яка має встановлюватися на рівні не менше подвоєної амплітуди вхідної фазної напруги.

Математичне моделювання показує, що при живленні від симетричної трифазної мережі потужність основних перетворювачів (з ключами S1, S2) становить по 47 % від вихідної потужності, а потужність допоміжного перетворювача (з ключем S6) – всього 6 % від вихідної.

У практичній реалізації трифазного випрямляча з корекцією КП двонаправлений ключ S6 виконаний з двох діодів і двох транзисторів (VD5, VD6, VT3, VT4, рис. 4.19). Така компоновка силової схеми дозволяє вдвічі знизити вимоги до пробивної напруги VD3, VD4, а також дещо спростити схему управління.

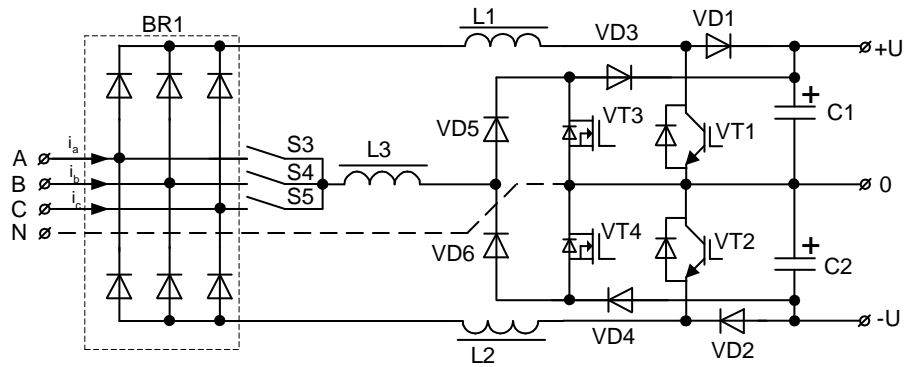


Рис. 4.19. Практична схема підвищуючого випрямляча

Якщо з'єднання середньої точки випрямляча з нейтраллю мережі не є обов'язковим, доцільно штучно створити в середній точці випрямляча напругу з частотою третьої гармоніки мережі і рівнем близько 16 % від амплітуди фазної напруги. Це дозволить знизити мінімальний рівень вихідної напруги до амплітуди лінійної вхідної напруги. При цьому потужності основних перетворювачів рівні по 46 %, а допоміжного перетворювача – 8 % вихідної потужності випрямляча.

При відсутності з'єднання з нейтраллю мережі можливо також скорочення числа силових компонентів за рахунок усунення одного з основних перетворювачів (наприклад, в негативному плечі). Схема випрямляча, яка отримана при цьому, показана на рис. 4.20 [240].

Випрямляч містить трифазний діодний міст BR1; діод VD1, ключ S1, дросель L1, які утворюють підвищувальний перетворювач, вихід якого підключений до ємнісного накопичувача енергії C1; три ключа S2, S3, S4, підключені до входів діодного моста; дросель L2 і два ключі S5, S6, які утворюють напівмостовий перетворювач, включений між ключами S2 – S4 і ємнісним накопичувачем C1.

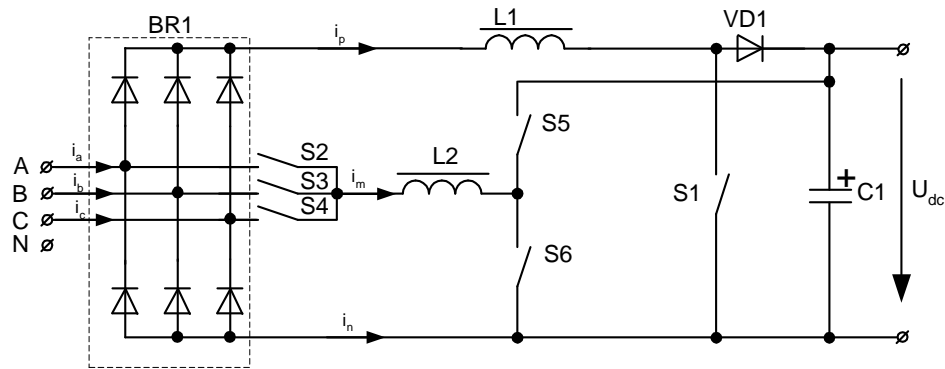


Рис. 4.20. Схема силової частини випрямляча з трипровідним підключенням до мережі

Робота пристрою аналогічна описаному раніше з тією різницею, що, оскільки з'єднання з нейтраллю відсутнє, досить забезпечити управління тільки двома вхідними струмами, третій же встановиться автоматично відповідно до першого закону Кірхгофа.

Управління струмом  $i_p$  фази з найвищим потенціалом здійснюється шляхом зміни скважностей керуючих імпульсів ключа S1.

Для забезпечення управління струмом  $i_m$  призначений напівмостовий перетворювач на елементах L2, S5, S6, вхід якого за допомогою ключів S2, S3, S4 підключається до фази з мінімальним по абсолютній величині потенціалом, а вихід підключений до накопичувального конденсатора C1.

Струм  $i_n$  фази з щонайнижчим потенціалом визначається з першого закону Кірхгофа:  $i_n = -i_p - i_m$ .

На рис. 4.21 приведена схема заміщення запропонованого випрямляча для локальних середніх для випадку  $u_{AN} > u_{CN} > u_{BN}$ . Жирними лініями виділені шляхи проходження струмів.



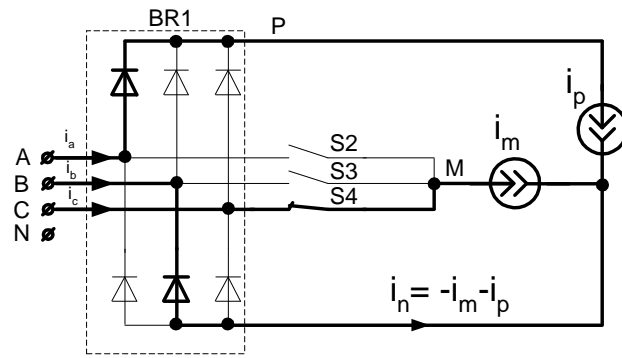


Рис. 4.21. Схема заміщення для локальних середніх

Якщо струм  $i_p$  встановити пропорційним напрузі  $u_{PN}$  ( $i_p = G \cdot u_{PN}$ ), а струм  $i_m$  встановити пропорційним напрузі  $u_{MN}$  ( $i_m = G \cdot u_{MN}$ ), то схема по відношенню до мережі представлятиме симетричне активне навантаження з фазною провідністю, яка дорівнює  $G$ .

На рис. 4.22, 4.23 наведені графіки струмів і напруг схеми.

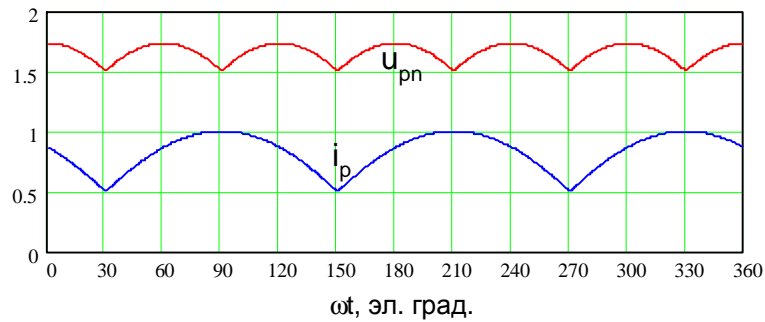


Рис. 4.22. Діаграми струму і вихідної напруги моста BR1

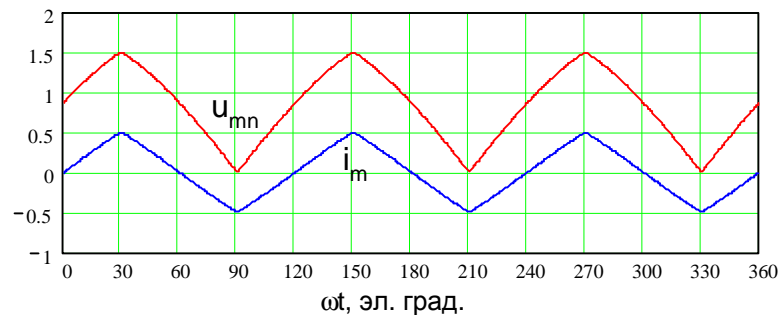


Рис. 4.23. Діаграми струму і напруги допоміжного напівмостового перетворювача

Оскільки переключення діодів моста BR1 і ключів S2, S3, S4 відбувається шість разів за період частоти вхідної напруги, ключі можна виконати на низькочастотних IGBT транзисторах з малими втратами провідності.

Як і раніше, завдяки можливості прямого управління вхідними струмами, високий КПД може бути збережений також і в умовах несиметричної мережі або при наявності в ній вищих гармонік.

При живленні від симетричної трифазної мережі 91 % вихідної потужності забезпечується основним перетворювачем (з ключем S1), а решта 9 % забезпечується напівмостовим перетворювачем з ключами S5, S6.

У практичній реалізації випрямляча (рис. 4.24) перемикання ключів S2, S3, S4 здійснюється з безструмовою паузою, при цьому для обмеження ЕРС самоіндукції дроселя L2 додатково встановлені діоди VD2, VD3.

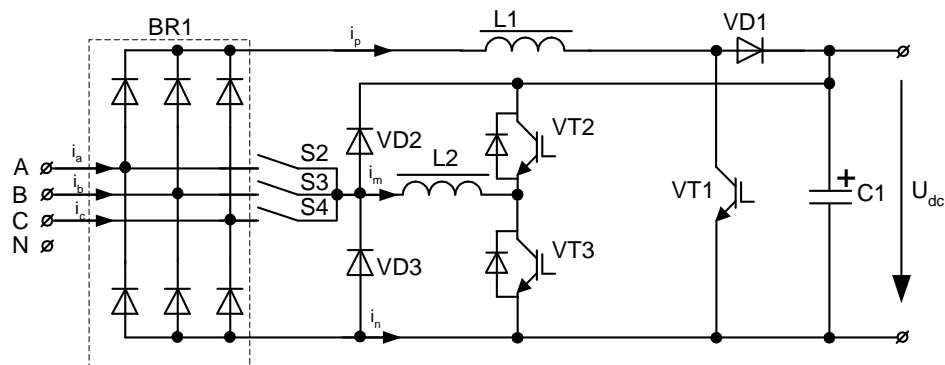


Рис. 4.24. Схема практичної реалізації випрямляча з трипровідним підключенням до мережі

Основний підвищувальний перетворювач може бути виконаний вольтододавальним, як показано на рис. 4.25 [241]. Перевагою такої схеми є невелика потужність останнього, всього близько 5 % вихідної потужності випрямляча.

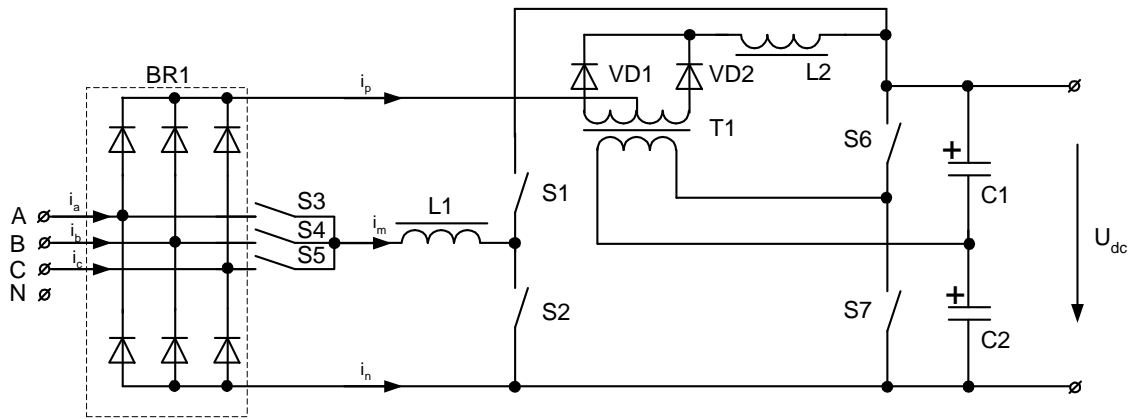


Рис. 4.25. Схема силової частини гібридного підвищувального трифазного випрямляча

Поведінка схеми по відношенню до мережі ілюструється схемою заміщення для локальних середніх, наведеною на рис. 4.26.

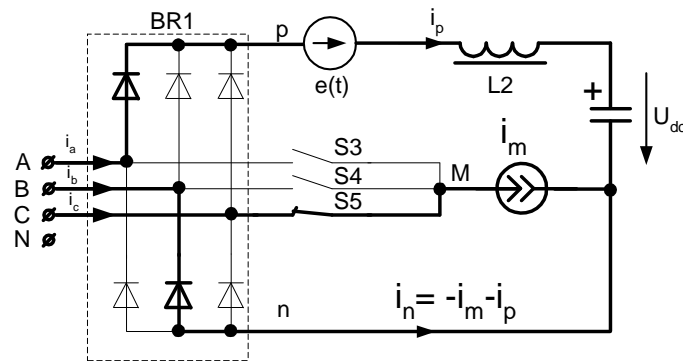


Рис. 4.26. Схема заміщення для локальних середніх

З метою зниження втрат потужності в вольтододавальному перетворювачі необхідно мінімізувати його вихідну напругу  $e(t)$ , рис. 4.26). Оскільки локальне середнє значення  $e(t)$  дорівнює різниці вихідної напруги випрямляча  $U_{dc}$  і вихідної напруги моста  $u_{pn}$ , мінімізація  $e(t)$  буде при установці  $U_{dc}$  на рівні максимуму  $u_{pn}$ , тобто на рівні амплітуди лінійної напруги мережі. Таким чином, в системі управління запропонованим випрямлячем доцільно застосувати функцію Boost-Follower, коли вихідна напруга  $U_{dc}$  "стежить" за амплітудою лінійної напруги мережі.

На рис. 4.27 наведені графіки зміни вихідного струму моста і вихідної напруги вольтододавального перетворювача.

У практичній реалізації гібридного підвищувального трифазного випрямляча (рис. 4.28) ключі  $S3 - S5$  виконані у вигляді діодного моста, а до виводів постійного струму підключений IGBT транзистор згідно зі схемою, наведеною на рис. 4.29.

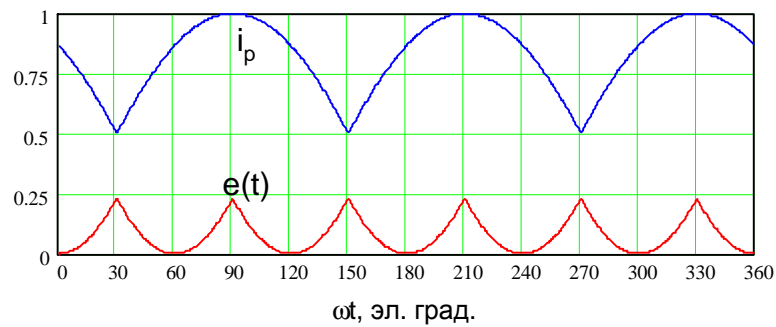


Рис. 4.27. Діаграми вихідного струму моста і вихідної напруги вольтододавального перетворювача

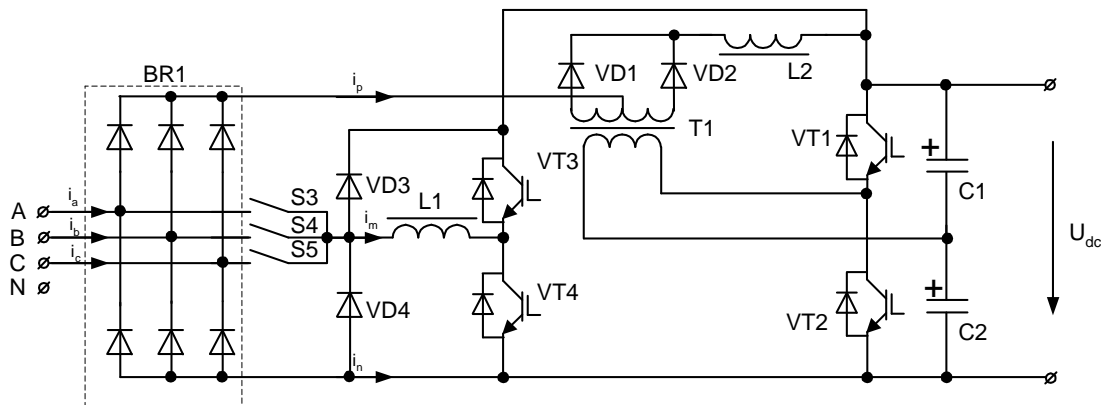


Рис. 4.28. Схема практичної реалізації гібридного підвищувального трифазного випрямляча

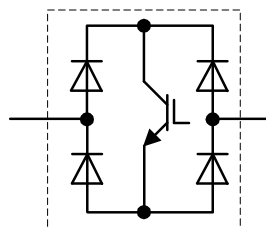


Рис. 4.29. Схема ключів  $S3 - S5$

Перемикання ключів S3, S4, S5 здійснюється з безструмовою паузою, при цьому для обмеження ЕРС самоіндукції дроселя L1 встановлені діоди VD3, VD4 (рис. 4.28).

На рис. 4.30 – 4.32 показані плати дослідного зразка джерела: ключі S3 – S5, допоміжний напівмостовий перетворювач і вольтододавальний перетворювач відповідно.

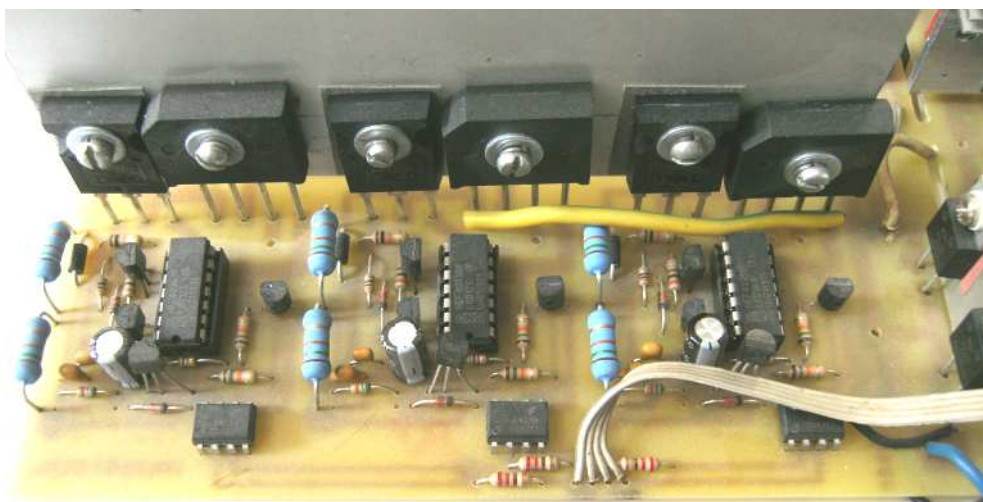


Рис. 4.30. Плата ключів S3 – S5

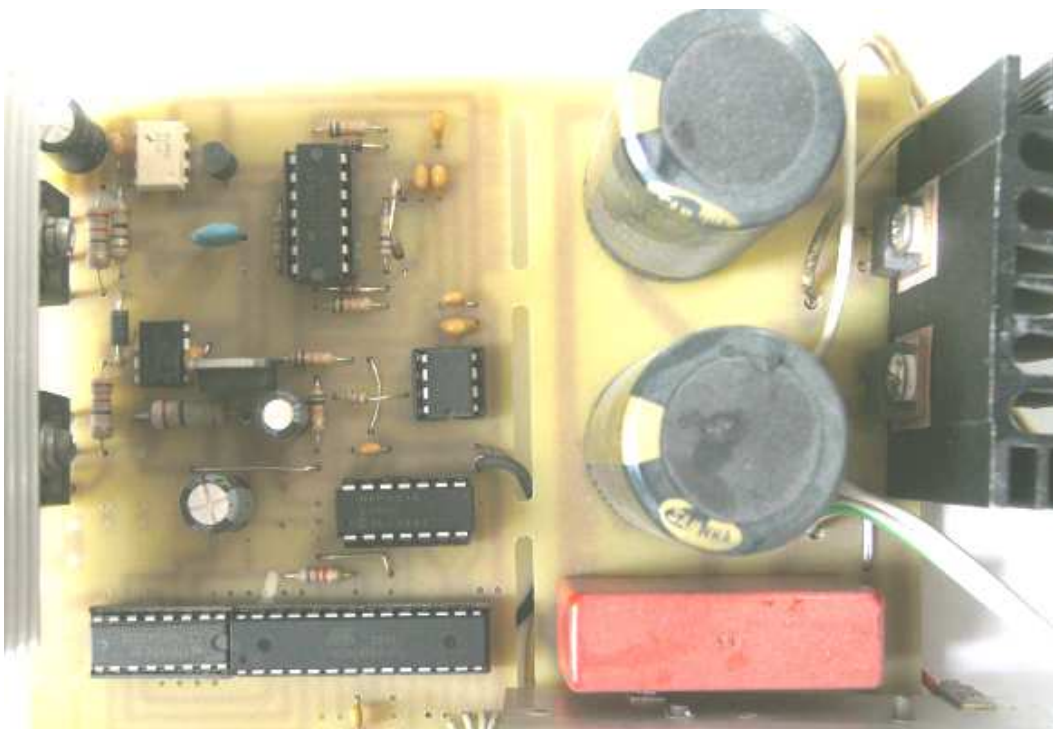


Рис. 4.31. Плата допоміжного напівмостового перетворювача

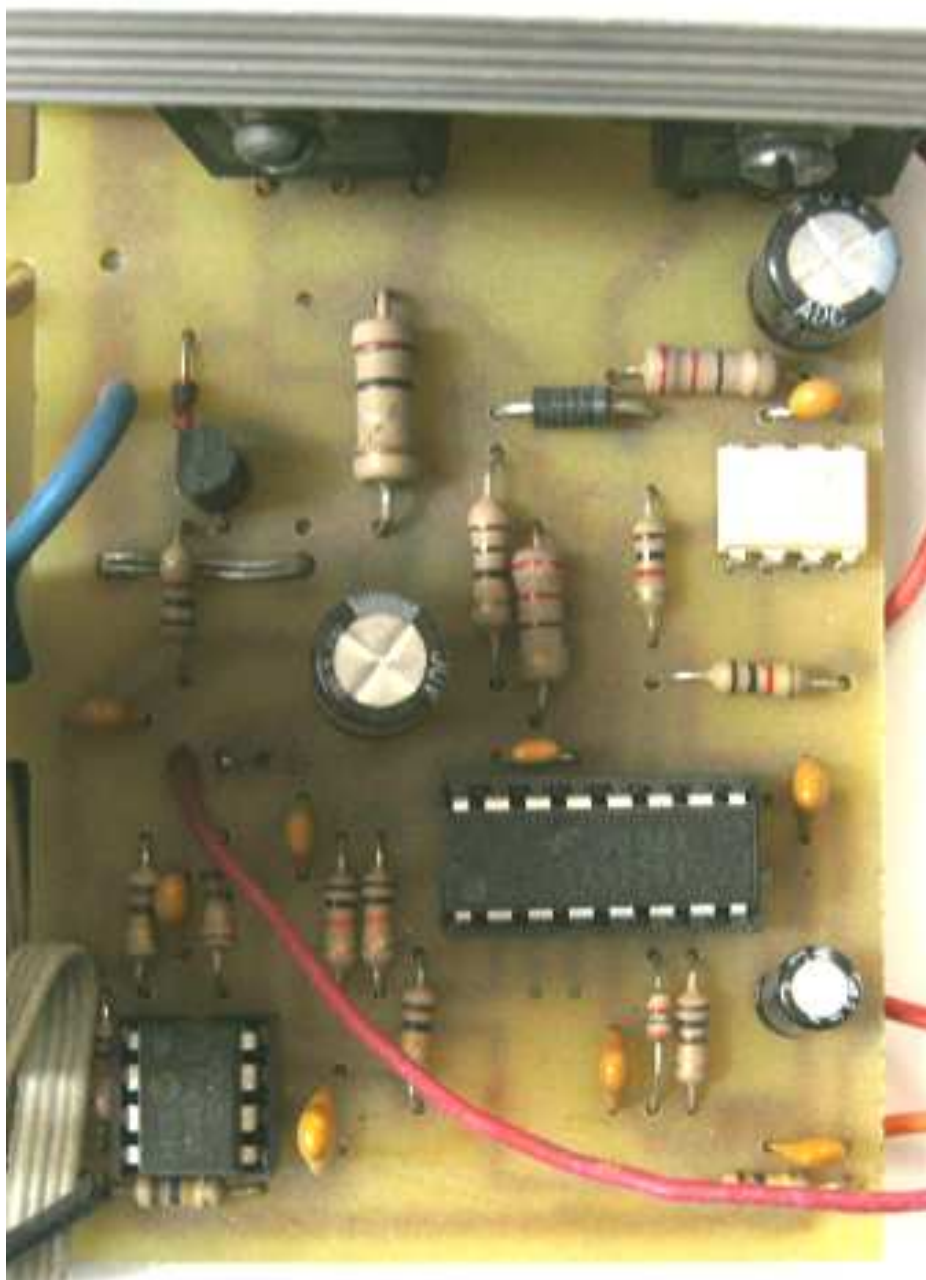


Рис. 4.32. Плата вольтододавального перетворювача

Застосування описаних схем активних випрямлячів з корекцією КП дозволяє створювати нові електрозварювальні джерела живлення, що задовольняють сучасним стандартам електромагнітної сумісності технічних засобів і модернізувати існуючі інверторні джерела без корекції КП, забезпечивши високу якість споживаного ними струму і розширивши діапазон допустимих вхідних напруг живлення.

#### **4.4 Розробка схемних рішень і методів управління інверторними зварювальними джерелами живлення з прямим перетворенням**

Як було сказано раніше (див.гл. 1), до загальних недоліків сучасних зварювальних інверторів слід віднести подвійне перетворення енергії і наявність високовольтного електролітичного конденсатора великої ємності в ланцюзі постійного струму, що тягне за собою погіршення масогабаритних параметрів джерел і зниження надійності. Крім цього, виникає необхідність застосування спеціальних заходів щодо обмеження струму початкового заряду накопичувального конденсатора при включенні джерела, що додатково ускладнює схему.

У зв'язку з цим актуальною є розробка зварювальних джерел живлення з безпосереднім перетворенням трифазної напруги живлення в високочастотну, що мають такий набір властивостей: підвищену ефективність перетворення за рахунок зменшення числа напівпровідникових елементів в силовому ланцюзі; близький до одиниці коефіцієнт потужності за рахунок активного управління формою вхідного струму; відсутність накопичувального конденсатора великої ємності за рахунок усунення ланки постійного струму.

Автором запропонована топологія силової частини джерела, що задовольняє перерахованим вище вимогам [242, 243].

Силова частина джерела (рис. 4.33) виконана у вигляді двонаправленого матричного перетворювача  $3 \times 2$  (VT1 – VT12), підключеного до мережі через демпфований LC-фільтр (L1 – L3, C1 – C3, R1 – R3) і навантаженого на високочастотний трансформатор (T1), до вторинної обмотки якого підключений вихідний високочастотний двонапівперіодний випрямляч (VD1, VD2) зі згладжувальним дроселем (L4) на виході.

Первинна обмотка трансформатора T1 з високою частотою (що в 10 ... 1000 разів перевищує частоту мережі) поперемінно підключається до

фаз мережі, причому для запобігання міжфазних замикань в кожен момент часу замкнутий тільки один ключ з групи (VT1 – VT2, VT5 – VT6, VT9 – VT10) і один з групи (VT3 – VT4, VT7 – VT8, VT11 – VT12).

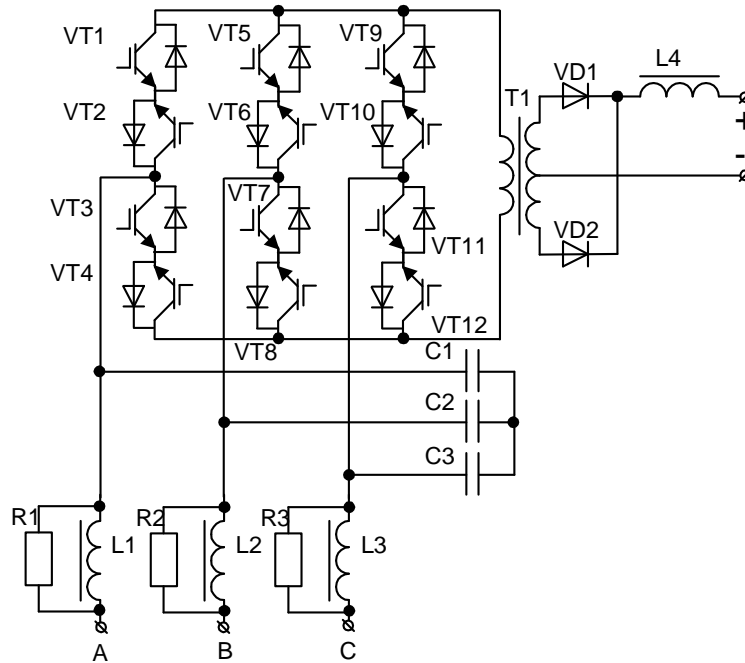


Рис. 4.33. Схема силової частини джерела з безпосереднім перетворенням

Конденсатори C1 – C3 згладжують імпульсні викиди напруги в моменти перемикання ключів. Послідовність перемикання вибирається такою, щоб за період перемикання середнє значення напруги на первинній обмотці T1 дорівнювало нулю:

$$\int_0^{T_{sw}} u_{T1} dt = 0, \quad (4.8)$$

де  $u_{T1}$  – напруга на первинній обмотці T1, В;

$T_{sw}$  – період перемикання, с.

Це умова необхідна для запобігання підмагнічення і насичення магнітопроводу T1. При цьому на виході мостового випрямляча напруга



дорівнюватиме  $\left| \frac{u_{T1}}{K_{T1}} \right|$ , де  $K_{T1}$  – коефіцієнт трансформації Т1. Середня (за період перемикання) вихідна напруга з урахуванням вихідного фільтра (L4) визначається як:

$$U = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} \left| \frac{u_{T1}}{K_{T1}} \right| dt \quad (4.9)$$

Таким чином, змінюючи порядок підключення Т1 до фаз мережі (дотримуючись при цьому умови (4.8)), можна керувати вихідною напругою і, що важливо, формою вхідного струму.

Приймемо  $t_a, t_b, t_c$  – час підключення трансформатора до фаз А, В, С.

Позначимо  $D_a = t_a/T_{sw}$ ,  $D_b = t_b/T_{sw}$ ,  $D_c = t_c/T_{sw}$  – скважності по відношенню до фаз А, В, С відповідно. Тоді, нехтуючи струмом намагнічування Т1, для вхідних струмів розглянутого перетворювача можна записати:

$$\begin{aligned} i_a &= I_n \cdot D_a \cdot \text{sign}(u_a), \\ i_b &= I_n \cdot D_b \cdot \text{sign}(u_b), \\ i_c &= I_n \cdot D_c \cdot \text{sign}(u_c), \end{aligned} \quad (4.10)$$

де  $I_n$  – приведений до первинної сторони струм навантаження,

$u_a, u_b, u_c$  – фазні напруги мережі.

Слід зазначити, що струми збігаються за знаком з відповідними напругами через дію вихідного випрямляча. Для забезпечення близького до одиниці коефіцієнта потужності необхідно, щоб вхідний струм в кожній фазі був пропорційний відповідній фазній напрузі. Це може бути досягнуто шляхом вибору скважностей наступним чином:

$$D_a = \gamma \cdot |u_a|,$$

$$D_b = \gamma \cdot |u_b|, \quad (4.11)$$

$$D_c = \gamma \cdot |u_c|,$$

де  $\gamma$  – коефіцієнт, який визначає вихідну напругу.

Середня за час  $T_{sw}$  напруга на первинній обмотці трансформатора визначається як

$$U_{Tl} = u_a \cdot D_a + u_b \cdot D_b + u_c \cdot D_c, \quad (4.12)$$

причому знак цієї напруги визначається номерами включених ключів. Підставивши (4.11) в (4.12), отримуємо:

$$U_{Tl} = \gamma \cdot (u_a^2 + u_b^2 + u_c^2) = 1,5\gamma \cdot U_{\phi m}^2, \quad (4.13)$$

де  $U_{\phi m}$  – амплітуда фазної напруги мережі, В.

Таким чином, дотримуючись умов (4.11), можна домогтися близького до одиниці коефіцієнта потужності джерела. Крім цього, з (4.13) випливає ще один важливий висновок: на виході джерела відсутні пульсації з частотою мережі. Це дозволяє значно підвищити якість напруги перетворювача і зменшити вимоги до вихідного фільтру.

Схема рис. 4.33 має низку недоліків: велика кількість транзисторів, складність захисного відключення при аварійних режимах по виходу, велика кількість контрольованих параметрів і, як наслідок, складна схема управління.

В процесі усунення зазначених недоліків схеми рис. 4.33 був запропонований одноконтурний її варіант [244] (рис. 4.34). Тут напівпровідникові ключі замінені на односпрямовані, що дозволяє в два рази зменшити кількість силових транзисторів, знизити обчислювальне навантаження на систему управління. Вихідний випрямляч –

однонапівперіодний, трансформатор виконаний з повітряним зазором в магнітному колі. Для схеми рис. 4.34, як і для інших однотактних трансформаторних перетворювачів, максимальна скважність дорівнює 0,5, за умовою повного розмагнічування трансформатора.

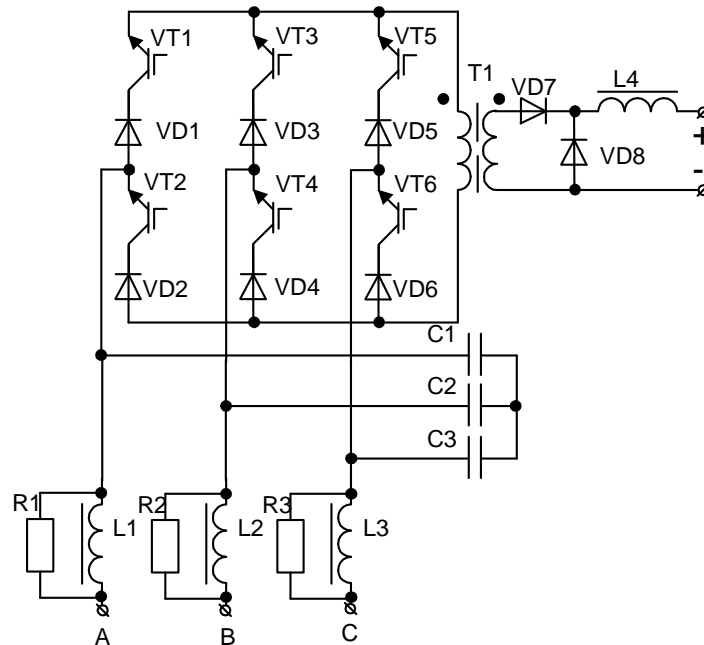


Рис. 4.34. Джерело з однотактним трансформатором

Використання оригінальних схемотехнічних рішень, використовуваних в випрямлячах з струмовим виходом (current source rectifiers), дозволило зменшити кількість силових транзисторів в порівнянні зі схемами рис. 4.33, 4.34.

Так, в роботі [245] описана схема перетворювача з ВЧ трансформаторною розв'язкою, в якому застосований нереверсивний варіант активного струмового випрямляча (рис. 4.35) – в кожній фазі встановлено комутатор, що складається з чотирьох діодів і транзистора, замість двох керованих односпрямованих ключів. Це дає скорочення числа силових транзисторів, але виключає можливість скидання енергії поля трансформатора в мережу, як це відбувається в схемах рис. 4.33 і 4.34. Для забезпечення розмагнічування трансформатора на зворотному ході

використовується обмотка III і діод VD15. Цей ланцюг дозволяє здійснити скидання енергії поля намагнічування трансформатора T1 в вихідний накопичувальний конденсатор C4.

Так як T1 в будь-якому випадку має розсіювання, силові транзистори VT1 – VT3 повинні бути захищені від перенапруг. У схемі [245] для цього паралельно їм включені RCD-снаббери. Такі ж снаббери використані для захисту вихідних діодів VD13, VD14.

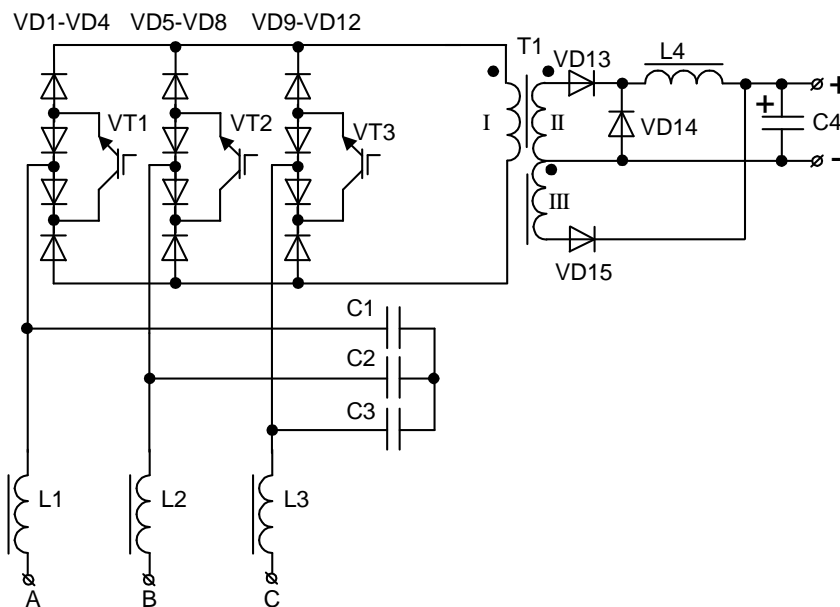


Рис. 4.35. Силова частина перетворювача [245]

Основним недоліком цього перетворювача є необхідність підтримки деякої мінімальної вихідної напруги, в іншому випадку буде порушений режим розмагнічування силового імпульсного трансформатора. Ця особливість робить перетворювач практично непридатним для цілей зварювання.

Автором розроблені три варіанти оптимізованих схем, наведених на рис. 4.36 – 4.38, які не мають обмежень по мінімальній вихідній напрузі.

Входи схем рис. 4.36, 4.37 [246, 247] також виконані з використанням в кожній фазі комутаторів, що складаються з чотирьох діодів і транзистора. При цьому для забезпечення нормальної роботи імпульсного трансформатора

в джерела введені спеціальні ланцюги розмагнічування. У схемі рис. 4.36 це додатково введені елементи VD15, VD16, C4, VT4. На зворотному ході трансформатора енергія, запасена в його магнітному полі, «перекачується» в конденсатор C4. Струм при цьому йде по колу: T1 – VD16 – C4 – VD15 – T1. Скидання енергії C4 в навантаження відбувається при відкритті транзистора VT4. Схема рис. 4.36 має невелику кількість деталей, але вимагає застосування потужного швидкодіючого діода VD15, який включений в основний силовий ланцюг. Крім того, діод VD16 повинен бути розрахований на подвоєне амплітудне значення лінійної напруги мережі.

У схемі рис. 4.37 елементи ланцюга розмагнічування включені паралельно обмотці трансформатора і не створюють втрат потужності при прямому ході. Тут ланцюг розмагнічування складається з діодів VD15 – VD18, транзисторів VT4, VT5 і конденсатора C4. Призначення схеми аналогічно попередній. При зворотному ході трансформатора струм протікає по колу: T1 – VD16 – C4 – VD15 – T1, енергія магнітного поля передається в конденсатор C4, підвищуючи напругу на ньому. Для скидання енергії C4 в навантаження відкриваються транзистори VT4, VT5. Незважаючи на більшу кількість елементів, схема рис. 4.37 доцільніша, оскільки тут елементи VD15 – VD18, VT4, VT5 розраховані на струм намагнічування T1, набагато менший первинного робочого струму. Діоди VD17, VD18 захищають транзистори VT4, VT5 від зворотної напруги.

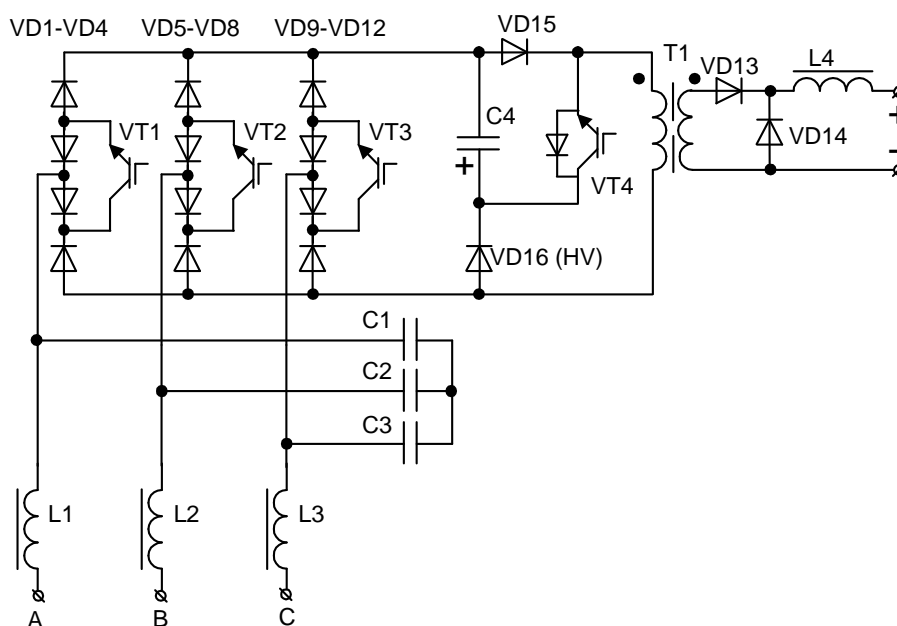


Рис. 4.36. Оптимізована схема зі зменшеним числом ключових елементів

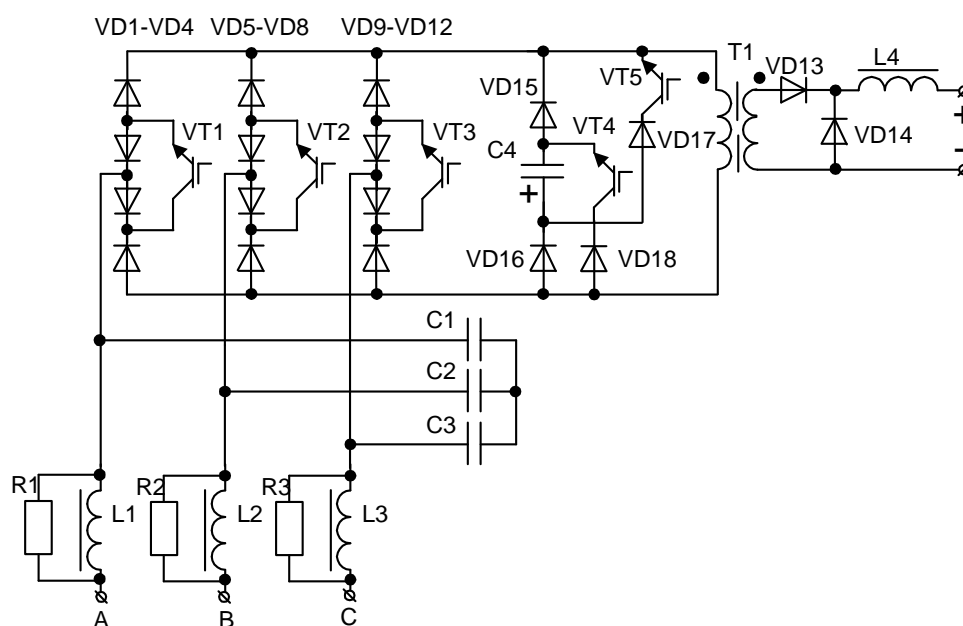


Рис. 4.37. Оптимізований варіант схеми рис. 4.36 з удосконаленим ланцюгом розмагнічування

На рис. 4.38 приведена схема джерела [248], в якій з метою спрощення системи управління і зменшення кількості силових ключів застосований метод поділу перетворювача на випрямляч і інвертор. Подібна методика часто використовується для аналізу процесів в матричних перетворювачах

частоти. Тут 3-фазний вхід виконаний за схемою нереверсивного випрямляча з струмовим виходом. Двотактне «розгойдування» силового трансформатора Т1 здійснюється мостом VT4 – VT7, а додатково введені елементи VT8, С4 служать для обмеження напруги на транзисторах під час безструмових пауз між перемиканнями.

Схема рис. 4.38 може бути реалізована з використанням силових модулів, які широко випускаються, для перетворювачів частоти, що містять в одному корпусі силові транзистори і схеми управління і захисту. Так, елементи VT1 – VT3 і VD1 – VD12 можуть бути замінені трьома спеціалізованими силовими модулями VUI3012N1 (IXYS), а міст VT4 – VT7 може бути типу MKI50-12E7 або MKI100-12F8. В якості діодів VD13, VD14 може бути застосована збірка MEK600-04DA. Застосування зазначених силових модулів дозволяє розвивати в навантаженні потужність до 15 кВт при живленні від мережі з лінійною напругою 380 – 460 В.

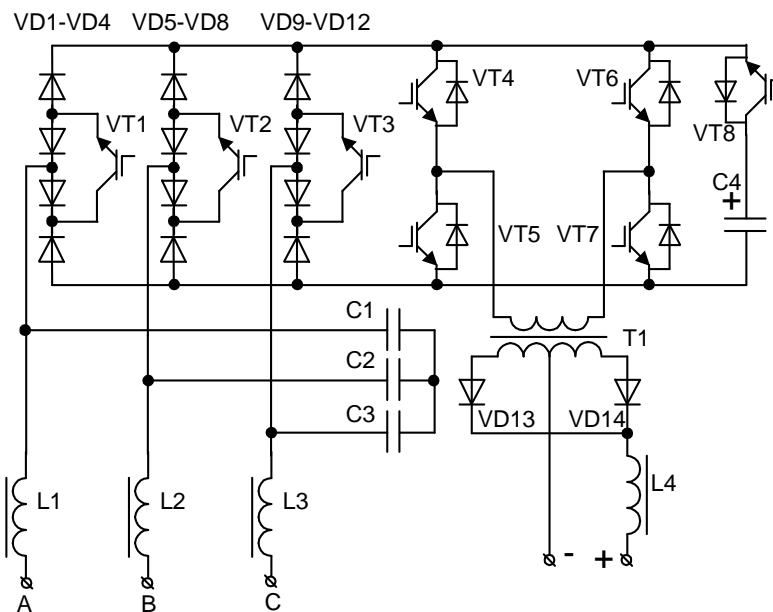


Рис. 4.38. Вдосконалений варіант схеми рис. 4.33 зі зменшеним числом транзисторів

При необхідності збільшення потужності можуть бути застосовані більш потужні компоненти в силовому ланцюзі. Але збільшення вихідного

струму може бути досягнуто і шляхом паралельного з'єднання декількох джерел і відповідної синхронізації їх систем управління. Складення вихідних струмів декількох перетворювачів часто економічно більш вигідно, ніж створення одного потужного джерела. Так, три інвертора, виконані за схемою рис. 4.38, можуть забезпечити вихідний струм до 1000 – 1200 А при робочій напрузі 30 – 36 В, що робить можливим їх застосування для автоматичного зварювання, наплавлення і дугового напилення. Розстроювання в невеликих межах частоти перемикання окремих джерел дозволить знизити спектральну щільність випромінюваних електромагнітних завад.

Автором також розроблені джерела живлення безпосереднього перетворення з корекцією коефіцієнта потужності, що містять всього один ключовий елемент, схеми яких наведені нижче.

У роботах [249, 250] представлена топологія джерела живлення з трифазним входом, виконаного на основі зворотноходового (flyback) перетворювача. Відмінними рисами схеми є високий коефіцієнт потужності, мале число силових ключів, проста схема управління, невисока вартість. Головним недоліком зазначених джерел є відсутність рекуперації енергії полів розсіювання зворотноходових трансформаторів (ЗХТ), що веде до зниження ККД.

Автором запропоновано модифікований перетворювач [251 – 254], в якому за рахунок введення додаткових елементів забезпечене «перекачування» в навантаження енергії полів розсіювання ЗХТ.

Схема силової частини джерела живлення наведена на рис. 4.39. Джерело складається з вхідного RLC-фільтра ( $L1 - L3$ ,  $C1 - C3$ ,  $R1 - R3$ ), трьох ЗХТ  $T1 - T3$  з відповідними ланцюгами обв'язки ( $VD1 - VD9$ ,  $C6$ ,  $VD15$ ,  $VD16$ ), силового ключа  $VT1$  зі схемою управління. У порівнянні з прототипом [249, 250] в схему додатково введено елементи  $VD10 - VD14$ ,  $C4$ ,  $C5$ ,  $L4$ ,  $T4$ , що утворюють разом з ключем  $VT1$  прямоходовий (forward) перетворювач з послідовним зарядом і паралельним розрядом



накопичувальних конденсаторів (series charging parallel discharging capacitor – SCPDC).

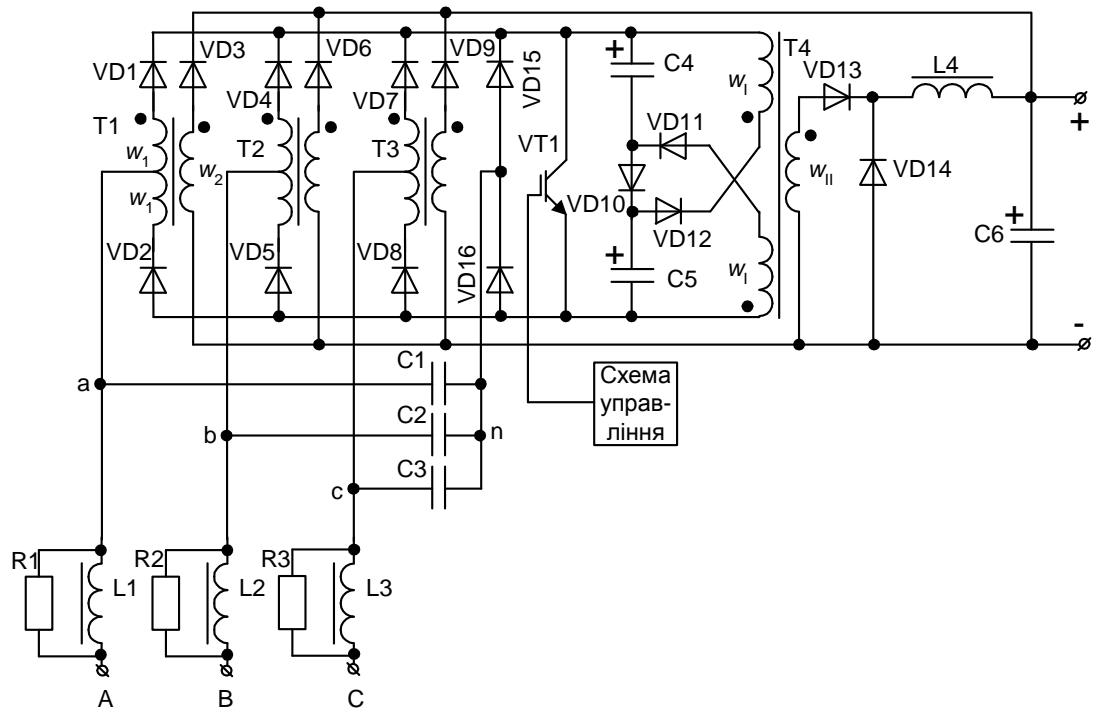


Рис. 4.39. Схема силової частини зворотного джерела

Застосований метод управління силовим ключем – широтно-імпульсна модуляція з постійною частотою. Скважність імпульсів управління ключем VT1 перетворювача встановлюється в залежності від необхідної вихідної потужності. Робота перетворювача складається з двох тактів: прямий хід (відкритий стан VT1, рис. 4.39, 4.40) з накопиченням енергії в магнітному полі ЗХТ T1 – T3 і передачею енергії конденсаторів C4, C5 в навантаження через T4; зворотний хід (закритий стан VT1, рис. 4.39, 4.41) з передачею енергії магнітного поля T1 – T3 в навантаження через їх вторинні обмотки і діоди VD3, VD6, VD9 і відведення залишкової енергії (полів розсіювання) T1 – T4 в конденсатори C4, C5. Схема працює в режимі переривчастого магнітного потоку в ЗХТ T1 – T3.

При відкритті силового ключа VT1 (рис. 4.39, 4.40) первинні обмотки T1 – T3 утворюють симетричну зірку, нуль якої з'єднаний з нульовою точкою вхідного RLC-фільтра через діоди VD15, VD16. Напруги на первинних

обмотках ЗХТ Т1 – Т3 дорівнюють напругам фаз мережі живлення. За рахунок діодів VD1, VD2, VD4, VD5, VD7, VD8 струми намагнічування мають незмінні напрямки незалежно від полярностей миттєвих напруг фаз. В цей час діоди VD3, VD6, VD9 закриті зворотною напругою. Відбувається накопичення енергії в індуктивності намагнічування ЗХТ Т1 – Т3.

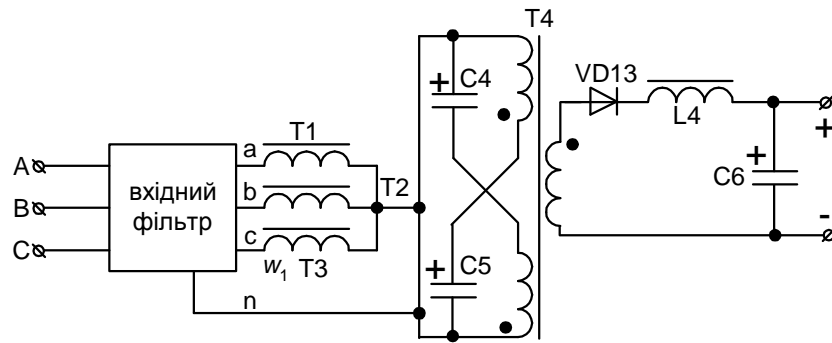


Рис. 4.40. Вид схеми при відкритому ключовому транзисторі

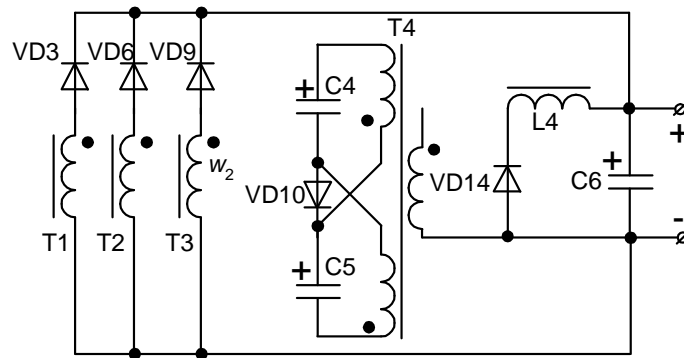


Рис. 4.41. Вид схеми при закритому ключовому транзисторі

В цей же час конденсатори C4, C5 виявляються з'єднаними через транзистор VT1 і діоди VD11, VD12 з обмотками трансформатора T4. Діод VD13 відкривається і відбувається передача енергії C4, C5 через дросель L4 на вихід перетворювача (конденсатор C6). Діоди VD10, VD14 в цей час закриті зворотною напругою.

Завдяки лінійному характеру індуктивностей намагнічування ЗХТ Т1 – Т3 їх входні струми на момент закриття VT1 пропорційні відповідним фазним напругам, а оскільки частота комутації незмінна, то ж можна сказати і про середні входні струми. Таким чином, перетворювач по відношенню до мережі

являє собою симетричне активне навантаження з коефіцієнтом потужності, близьким до одиниці.

У закритому стані силового ключа VT1 (рис. 4.39, 4.41) відбувається обрив ланцюгів первинних обмоток ЗХТ T1 – T3. ЕРС самоіндукції, яка виникає під час зниження їх первинного струму, відкриває діоди VD3, VD6, VD9. Відбувається передача енергії магнітних полів ЗХТ T1 – T3 в вихідний конденсатор С6. Вхідні ж струми T1 – T3 швидко спадають до нуля. Для досягнення близького до одиниці коефіцієнта потужності необхідною умовою є повне розмагнічування T1 – T3. В іншому випадку середні вхідні струми перетворювача не будуть пропорційні відповідним фазним напругам.

Залишки енергії, накопичені в полях розсіювання T1 – T3, потрапляють через діоди VD1, VD2, VD4, VD5, VD7, VD8 (в залежності від напрямку відповідного струму) і діод VD10 в конденсатори С4, С5. У них же потрапляє і енергія, накопичена в магнітному полі трансформатора Т4. Така рециркуляція дозволяє підвищити ККД перетворювача і значно знизити вимоги до виготовлення трансформаторів T1 – T4, оскільки підвищення їх розсіювання не призведе до підвищення втрат енергії в перетворювачі.

Замість силового ключа на одному транзисторі VT1 більш ефективно встановити два послідовно з'єднаних транзистора, що дозволить знизити вимоги до їх пробивної напруги і зменшити комутаційні втрати потужності за рахунок застосування MOSFET. Управління транзисторами в найпростішому випадку синхронне. Схема джерела з двома ключовими транзисторами показана на рис. 4.42. Діод VD10 вихідної схеми замінений двома послідовними VD10, VD11, що дозволяє знизити вимоги до їх пробивної напруги і симетрувати напруги на С4, С5.

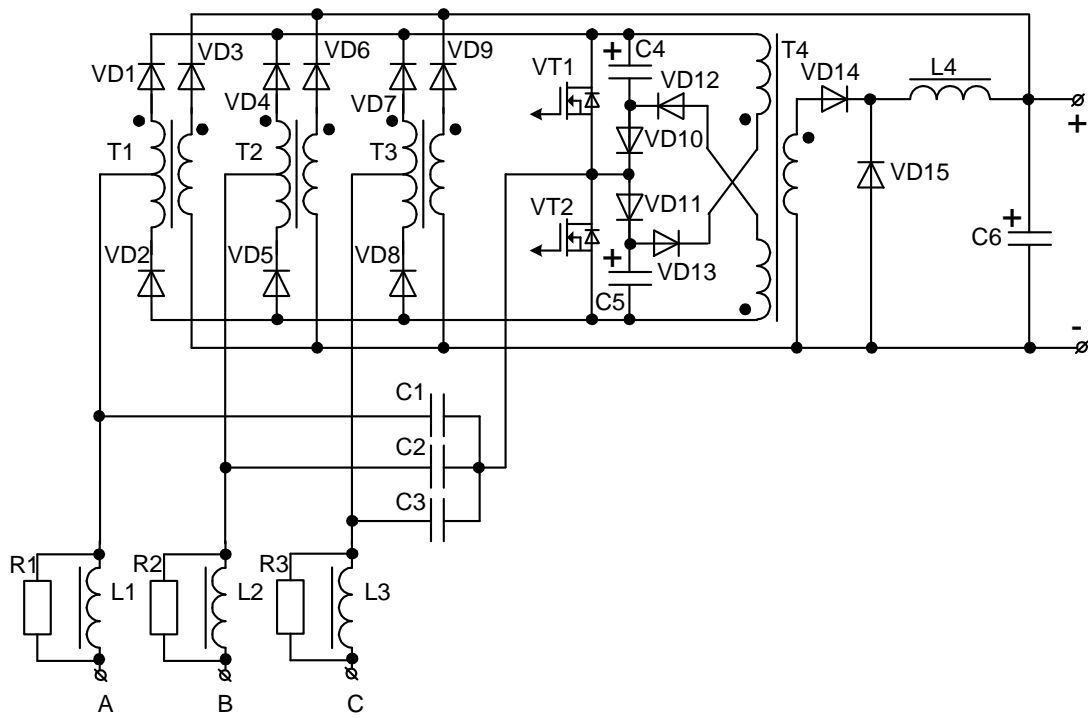


Рис. 4.42. Схема з двома ключовими транзисторами

Розрахунок параметрів елементів джерела виконаний по наведеній нижче методиці.

Фазна напруга живлення в разі неспотвореної мережі може бути визначена як

$$u(t) = U_m \sin \omega t, \quad (4.14)$$

де  $U_m$  – амплітуда, В;  $\omega$  – кутова частота,  $\text{с}^{-1}$ .

Первинний струм ЗХТ на момент розмикання ключа:

$$i_m(t) = \frac{u(t)}{L} t_{on}, \quad (4.15)$$

де  $t_{on}$  – час включеного стану ключа, с.

Середня за період перемикування активна потужність, споживана з мережі:

$$\begin{aligned}\hat{p}(t) &= f \frac{L}{2} [i_{ma}(t)^2 + i_{mb}(t)^2 + i_{mc}(t)^2] = \\ &= \frac{fL}{2} \left[ \frac{u_a(t)^2}{L^2} t_{on}^2 + \frac{u_b(t)^2}{L^2} t_{on}^2 + \frac{u_c(t)^2}{L^2} t_{on}^2 \right];\end{aligned}\quad (4.16)$$

$$\hat{p}(t) = \frac{f \cdot t_{on}^2}{2L} [u_a(t)^2 + u_b(t)^2 + u_c(t)^2] = \frac{f \cdot t_{on}^2}{2L} \cdot \frac{3}{2} U_m^2, \quad (4.17)$$

де  $f$  – частота перемикавання, Гц.

Як і слід було очікувати, миттєва потужність не залежить від часу.

Підставивши  $t_{on} = \frac{D}{f}$ , отримуємо:

$$\hat{p}(t) = P = \frac{3U_m^2 D^2}{4Lf}. \quad (4.18)$$

Визначимо максимальну скважність, при якій ще існує режим переривчастого струму. Для цього запишемо рівняння вольт-секундного балансу первинної обмотки ЗХТ при максимумі фазної напруги ( $U_{OR}$  – приведена вихідна напруга):

$$U_m D_{\max} - U_{OR} (1 - D_{\max}) = 0, \text{ звідки} \quad (4.19)$$

$$D_{\max} = \frac{U_{OR}}{U_m + U_{OR}}. \quad (4.20)$$

Підставивши  $D_{\max}$  в вираз для  $P$ , отримуємо:

$$P = \frac{3U_m^2}{4Lf} \frac{U_{OR}^2}{(U_m + U_{OR})^2}. \quad (4.21)$$

З останнього виразу можна визначити шукану індуктивність первинної обмотки ЗХТ:

$$L = \frac{3U_m^2 U_{OR}^2}{4Pf(U_m + U_{OR})^2}. \quad (4.22)$$

Максимальний первинний струм ЗХТ має місце при переході фазної напруги через максимум. Таким чином:

$$I_m = \frac{U_m}{L} t_{on} = \frac{U_m D_{max}}{Lf}. \quad (4.23)$$

Зіставивши останню залежність з виразом для активної потужності (4.18) і підставивши вираз для  $D_{max}$ , отримуємо:

$$I_m = \frac{4P}{3U_m D_{max}} = \frac{4P(U_m + U_{OR})}{3U_m U_{OR}}. \quad (4.24)$$

Максимальна енергія, що запасється в полі ЗХТ:

$$W_m = L \frac{I_m^2}{2} = \frac{2P}{3f}. \quad (4.25)$$

Вибір осердя для ЗХТ може бути проведений за результатами розрахунку максимальної енергії, яка запасена в магнітному полі при максимальній для даного матеріалу осердя індукції.

Так, для створення ЗХТ дослідного зразка джерела використаний ферит EPCOS N87, рекомендований для роботи в діапазоні частот 20 – 100 кГц. Максимальна індукція для цього матеріалу обрана рівною  $B_m = 0,25$  Тл, що нижче індукції насичення (0,35 – 0,37 Тл при 100 °С). ЗХТ виконані на Ш-

образних осердях з зазором. Енергія, запасена в магнітному полі такого осердя, приблизно може бути виражена таким чином:

$$W_m = \frac{B_m^2}{2\mu_0} S \delta, \quad (4.26)$$

де  $S$  – площа перетину магнітопроводу,  $\text{м}^2$ ;  $\delta$  – довжина зазора,  $\text{м}$ ;  
 $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}$  – магнітна проникність вакуума.

Для забезпечення вихідної потужності  $P = 2,5 \text{ кВт}$  застосовані осердя Е55/28/21 з зазором  $4 \text{ мм}$  і мінімальною площею перетину  $351 \text{ мм}^2$ . При цьому енергія в зазорі при індукції  $0,25 \text{ Тл}$  складає  $34,9 \text{ мДж}$ , а коефіцієнт індуктивності становить  $A_L = 172 \text{ нГн}$ .

З (4.25) виходить, що частота перемикання повинна бути не менше

$$f = \frac{2P}{3W_m}, \quad (4.27)$$

що становить  $48 \text{ кГц}$ . Була обрана частота перемикання  $50 \text{ кГц}$ .

Розрахунок індуктивності проводився для мінімальної вхідної напруги, яка була прийнята рівною  $220 \cdot 0,8 = 176 \text{ В}$  (фазна). при цьому  $U_m = 176\sqrt{2} = 250 \text{ В}$ . Приведена вторинна напруга прийнята рівною  $U_{OR} = 180 \text{ В}$ . Розрахована за цими даними індуктивність первинної обмотки ЗХТ становить  $L = 65,7 \text{ мкГн}$ , а максимальний струм  $I_m = 31,8 \text{ А}$ . Число

витків первинної обмотки  $w_1 = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = 20$ , вторинної обмотки

$w_2 = w_1 \frac{U_2}{U_{OR}} = 3$ . Максимальна скважність становить  $D_{max} = 0,42$ .

Ланцюг рекуперації енергії розсіювання ЗХТ розраховується з умови обмеження напруги на ключовому транзисторі на рівні  $1000 \text{ В}$ , з залишенням

запасу в 200 В (пробивна напруга VT1 становить  $V_{CES} = 1200$  В). Напруга на конденсаторах C4 і C5 підтримується на рівні  $U_{C4} = U_{C5} = 500$  В, а коефіцієнт трансформації T4 визначається з умови  $K_{T4} = \frac{U_{C4} w_1}{U_{OR} w_2} = 18$ . Число

витків його первинних обмоток визначається зі співвідношення  $U_{C4} \frac{D_{\max}}{f} = B_m S w_I$ , звідки  $w_I = \frac{U_{C4} D_{\max}}{B_m S f}$ .

T4 виконаний на осерді E42/21/15 з фериту N87 з зазором 1 мм. Площа перетину осердя становить 175 мм<sup>2</sup>. При цьому кількість витків первинних обмоток  $w_I = 96$ , вторинної обмотки  $w_{II} = 5$ . Індуктивність кожної з первинних обмоток близько 2,5 мГн, амплітуда струму намагнічування 1,7 А.

Індуктивність дроселя L4 обрана з умови обмеження струму діодів збірки VD13, VD14 при раптовому КЗ виходу. Вираз для індуктивності L4 в цьому випадку записується в такий спосіб:

$$L4 = \frac{U_{C4} \frac{w_{II} D_{\max}}{w_I f}}{I_{L4 \max}}, \quad (4.28)$$

де  $I_{L4 \max}$  – рівень обмеження струму, А.

Для  $I_{L4 \max} = 20$  А розрахункова індуктивність  $L4 = 11$  мкГн. Дросель L4 виконаний на тороїдальному осерді з розпиленого заліза T90-26 і містить 24 витка. Дроселі вхідного фільтра L1 – L3 також виконані на осердях T90-26, містять по 35 витків і мають індуктивність від 40 мкГн (підмагнічування струмом 7 А) до 85 мкГн (без підмагнічування). Конденсатори C1 – C3 (3,3 мкФ 400 В) визначають резонансну частоту вхідного фільтра не вище 14 кГц. Демпфуючі резистори R1 – R3 мають опір 100 Ом і допустиму розсіювану потужність 2 Вт. В якості силового ключа VT1 застосований IRG4PH50U, діоди VD1, VD2, VD4, VD5, VD7, VD8 типу HFA16PB120;



VD10, VD11, VD12, VD15, VD16 – HFA08PB120; VD3, VD6, VD9 – 80CPQ150; VD13, VD14 – збірка 20СТQ150.

На рис. 4.43 приведена осцилограма фазної вхідної напруги і споживаного струму експериментального джерела, з якої видно, що перетворювач по відношенню до мережі поводить себе як лінійний активний опір.

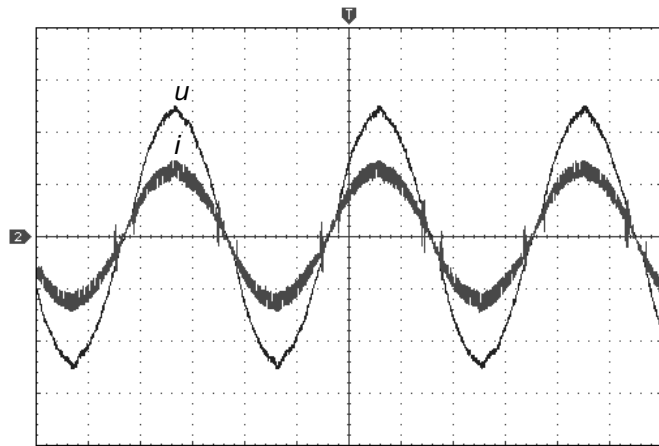


Рис. 4.43. Осцилограма вхідної напруги і струму джерела

Істотним недоліком останнього схемного рішення є застосування зворотного принципу перетворення, що ускладнює проектування джерел живлення великої потужності через різке збільшення габаритів і вартості зворотних імпульсних трансформаторів.

У зв'язку з цим перспективним є створення джерел живлення з використанням прямоходових, напівмостових або мостових схем перетворювачів [255 – 258].

Автором розроблений перетворювач [259, 260], в якому застосований прямоходовий принцип перенесення енергії у вторинні кола. На рис. 4.44 приведена схема його силової частини.

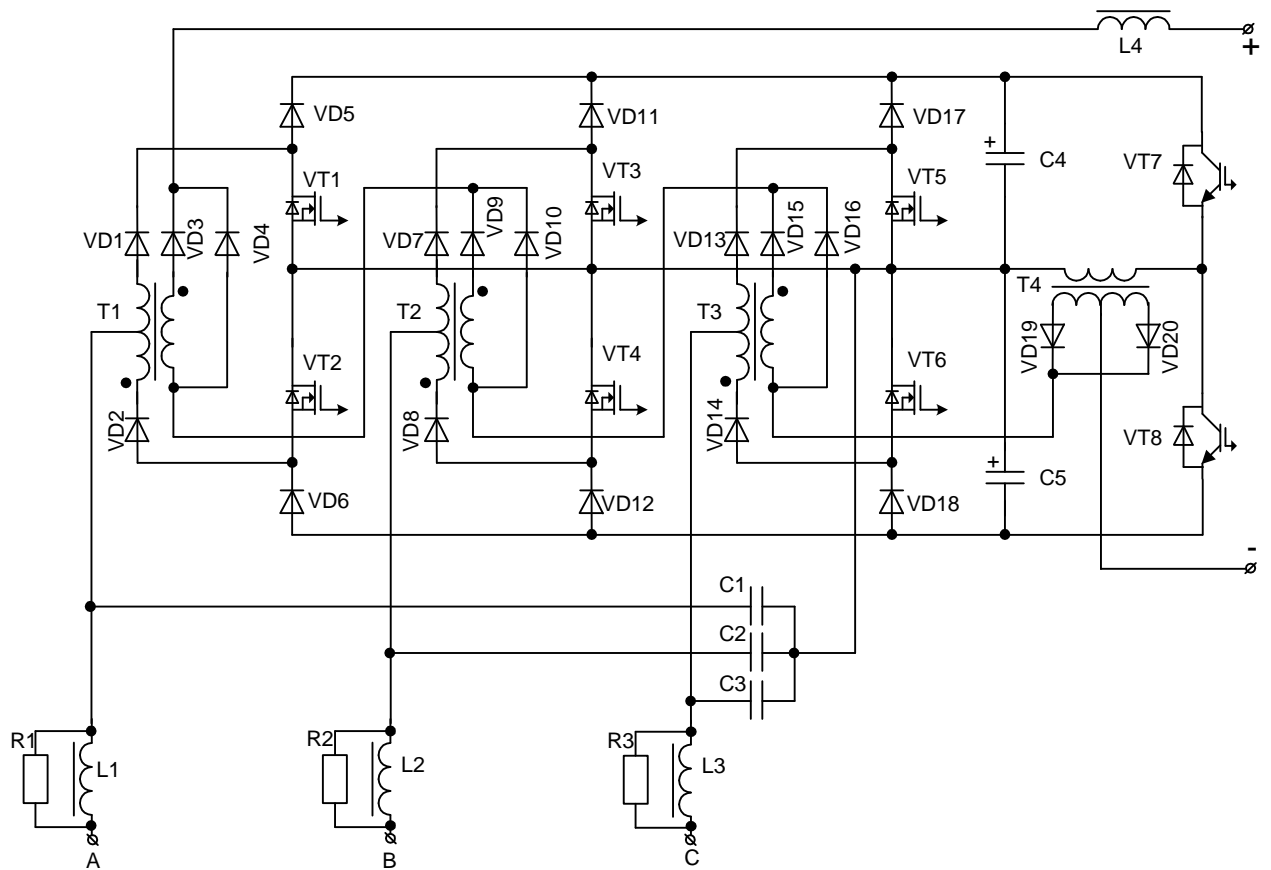


Рис. 4.44. Схема джерела живлення з прямоходовими трансформаторами

Схема складається з вхідного демпфованого RLC-фільтра, трьох однакових фазних модулів, виконаних за схемою, аналогічною [186], з тим винятком, що вхідні дроселі замінені прямоходовими імпульсними трансформаторами Т1 – Т3, вторинні випрямлячі яких з'єднані послідовно (рис. 4.44).

Первинні обмотки прямоходових трансформаторів кожної фази включені таким чином, що струм намагнічування завжди має незмінну полярність, незалежно від знака відповідної фазної напруги (для фази А це трансформатор Т1 з діодами VD1, VD2). Також в кожній фазі встановлено два транзистора (для фази А це VT1, VT2), які закорочують первинну обмотку трансформатора на середню точку (нуль мережі), і два діоди (VD5, VD6) для обмеження перенапруги на транзисторах і відведення енергії поля

трансформатора до накопичувальних конденсаторів C4, C5. Вторинна обмотка трансформатора підключена до однонапівперіодного випрямлювача (діоди VD3, VD4).

Розглянемо процеси, що протікають в елементах, з'єднаних з фазою А. В інших фазах процеси аналогічні. Для спрощення аналізу зробимо ряд припущень: струм намагнічування трансформаторів і їх індуктивності розсіювання дорівнюють нулю; падіння напруги на відкритих діодах і транзисторах дорівнює нулю; струм навантаження постійний; входні напруги утворюють симетричну трифазну систему. Для полегшення аналізу на рис. 4.45 приведена схема заміщення джерела для локальних середніх.

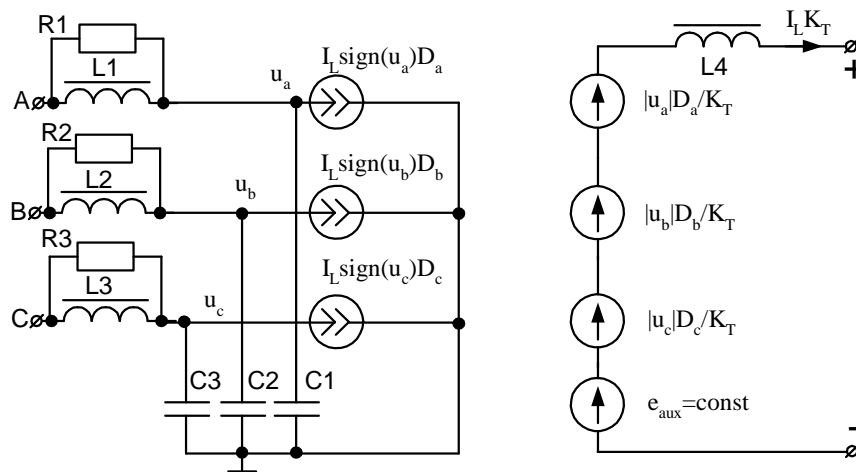


Рис. 4.45. Схема заміщення джерела рис. 4.44 для локальних середніх

При відкритті транзисторів VT1, VT2 первинна обмотка трансформатора T1 виявляється під фазною напругою. При цьому полярність ЕРС вторинної обмотки така, що діод VD3 відкривається і струм навантаження починає проходити через вторинну обмотку T1. У первинній обмотці струм відповідно буде дорівнювати приведеному струму навантаження ( $I_L$ ), а входний фазний струм буде дорівнювати  $I_L \cdot \text{sign}(u_a(t))$ , де  $u_a(t)$  – миттєва напруга фази А. Входний струм має знак фазної напруги

завдяки наявності діодів VD1, VD2. Напряга на вторинній обмотці T1 дорівнюватиме  $\frac{|u_a|}{K_T}$ , де  $K_T$  – коефіцієнт трансформації T1.

При закритті транзисторів VT1, VT2 струм первинної обмотки T1 перекидається в один з діодів VD5, VD6 (в залежності від знака). При цьому енергія, яка запасена в первинній обмотці T1, перекачується в конденсатори C4, C5. Оскільки при роботі схеми напруга на цих конденсаторах більше, ніж амплітуда вхідної фазної напруги, полярність ЕРС обмоток T1 змінює знак. Це призводить до закриття вихідного діода VD3 і переключення струму навантаження в діод VD4. Вихідна напруга випрямляча VD3VD4 при цьому дорівнює нулю. Первинний струм T1 в цей час дорівнює струму намагнічування, яким можна знехтувати.

Якщо транзистори VT1, VT2 переключуються зі скважністю  $D_a$ , можна обчислити локальні середні значення вхідного струму і вихідної напруги за період перемикавання.

Локальний середній вхідний струм буде дорівнювати:

$$\hat{i}_a(t) = I_L \cdot \text{sign}(u_a(t)) \cdot D_a(t). \quad (4.29)$$

Вихідна напруга відповідно:

$$\hat{e}_a(t) = \frac{|u_a(t)|}{K_T} \cdot D_a(t). \quad (4.30)$$

Отримаємо вираз максимальної скважності  $D_{max}$  з умов повного розмагнічування осердя трансформатора. Прийmemo  $U_m$  – амплітуда вхідної фазної напруги,  $U_C$  – напруга на конденсаторі C4 або C5 (ці напруги рівні). Запишемо вольт-секундний баланс первинної обмотки T1 для умови його повного розмагнічування:

$$U_m \cdot D_{\max} + (U_m - U_c)(1 - D_{\max}) \leq 0, \quad (4.31)$$

$$U_m \leq U_c(1 - D_{\max}), \quad (4.32)$$

звідки  $D_{\max} = 1 - \frac{U_m}{U_c}$ . Так, для випадка  $U_m = 300$  В,  $U_c = 500$  В

отримуємо  $D_{\max} = 0,4$ .

Для забезпечення близького до одиниці вхідного коефіцієнта потужності необхідно, щоб вхідні струми були пропорційні відповідним напругам. З виразу для вхідного струму очевидно, що для виконання цієї умови скважність повинна бути встановлена пропорційно модулю миттєвої напруги:  $D_a(t) = v \cdot |u_a(t)|$ , де  $v$  – коефіцієнт пропорційності.

Визначимо суму вихідних напруг трьох фаз випрямляча при живленні від трифазної симетричної мережі:

$$\begin{aligned} \hat{e}_a(t) + \hat{e}_b(t) + \hat{e}_c(t) &= \\ &= \frac{|u_a(t)|}{K_T} \cdot v \cdot |u_a(t)| + \frac{|u_b(t)|}{K_T} \cdot v \cdot |u_b(t)| + \frac{|u_c(t)|}{K_T} \cdot v \cdot |u_c(t)| = \\ &= \frac{v}{K_T} (u_a^2(t) + u_b^2(t) + u_c^2(t)) = \frac{3}{2} \frac{v}{K_T} U_m^2. \end{aligned} \quad (4.33)$$

З отриманого виразу видно, що в вихідній напрузі відсутні компоненти з частотою мережі або її гармонік. Це спрощує вимоги до її фільтрації і дозволяє зменшити індуктивність вихідного дроселя (L4). Нейтралізація гармонік частоти мережі справедлива для будь-якого числа фаз вхідних напруг за умови їх симетрії.

Керувати вихідною напругою можна, змінюючи параметр  $v$ , дотримуючись при цьому умови неперевикнення максимальної скважності  $D_a(t) \leq D_{\max}$ . Підставивши відповідні вирази, отримуємо:

$$v \cdot |u_a(t)| \leq 1 - \frac{U_m}{U_c}; \quad (4.34)$$

$$v \leq \frac{1}{U_m} \left( 1 - \frac{U_m}{U_c} \right). \quad (4.35)$$

Звідси максимальна вихідна напруга випрямляча визначиться як:

$$[\hat{e}_a(t) + \hat{e}_b(t) + \hat{e}_c(t)]_{\max} = \frac{3}{2} \left( 1 - \frac{U_m}{U_c} \right) \frac{U_m}{K_T}. \quad (4.36)$$

У практичній реалізації випрямляча максимальна вихідна напруга становить 25 В.

Додатковий напівмостовий інвертор на транзисторах VT7, VT8 виконує дві функції: симетрує і стабілізує напруги на конденсаторах C4, C5. Енергія, що переноситься в C4, C5 струмами намагнічування фазних трансформаторів, передається в навантаження через трансформатор T4 і випрямляч VD19, VD20, завдяки чому попереджається небезпечне підвищення напруги на C4, C5. Крім того, при виникненні розбалансу напруг на цих конденсаторах через первинну обмотку T4 почне протікати постійний струм, який буде сприяти вирівнюванню напруг на C4, C5. Для того, щоб цей струм не впливав на роботу додаткового інвертора, T4 виконаний з повітряним зазором в магнітопроводі.

Оскільки напруги на C4, C5 змінюються повільно, вихідну напругу випрямляча на VD19, VD20 можна вважати постійною ( $e_{aux} = \text{const}$ ). Таким чином, додатковий інвертор не впливає на якість формування вхідних струмів і вихідної напруги джерела.

Обчислимо максимальну потужність, яка переноситься в C4, C5 струмами намагнічування фазних трансформаторів. Розглянемо процеси в одній фазі. Позначимо  $L_m$  – основна індуктивність намагнічування

трансформатора, Гн,  $L_s$  – індуктивність розсіювання первинної обмотки, Гн,  $f$  – частота перемикавання, Гц.

Енергія, яка скидається в С4, С5 за один цикл перемикавання, може бути приблизно визначена як

$$\begin{aligned} W(t) &= \frac{L_m}{2} \left( \frac{u_a(t) D_a(t)}{L_m f} \right)^2 + \frac{L_s}{2} I_L^2 = \frac{L_m}{2} \left( \frac{u_a^2(t) v^2}{L_m f} \right)^2 + \frac{L_s}{2} I_L^2 = \\ &= \frac{1}{2} \left( \frac{u_a^4(t) v^2}{L_m f^2} + L_s I_L^2 \right) \end{aligned} \quad (4.37)$$

Для визначення середньої потужності помножимо останній вираз на частоту  $f$  і знайдемо середнє значення за період частоти мережі  $T$ :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T W(t) f dt = \frac{L_s I_L^2}{2} f + \frac{1}{T} \frac{v^2}{2 L_m f} \int_0^T u_a^4(t) dt = \frac{L_s I_L^2}{2} f + \frac{v^2 U_m^4}{2 L_m f} \frac{3}{8}. \quad (4.38)$$

Для багатофазних систем отриману потужність необхідно помножити на число фаз випрямляча.

Кількість витків обмоток трансформаторів визначається з умови максимальної індукції  $B_m$  в магнітопроводі. Визначимо кількість витків первинної обмотки  $W_I$  через рівняння її максимального потокозчеплення, яке має місце в момент переходу фазної напруги через максимум при встановленій максимальній вихідній напрузі:

$$\frac{U_m \cdot D_{\max}}{f} = B_m S W_I; \quad (4.39)$$

$$W_I = \frac{U_m \cdot D_{\max}}{B_m S \cdot f}, \quad (4.40)$$

де  $S$  – перетин магнітопроводу, м<sup>2</sup>.

У практичній реалізації випрямляча для фазних трансформаторів застосовані осердя E42/21/20 (EPCOS) з матеріалу N87. Немагнітний зазор становить 0,25 мм (при цьому максимальна залишкова індукція становить не більше 10 мТл), перетин  $S = 234 \text{ мм}^2$ , максимальна індукція прийнята рівною  $B_m = 0,25 \text{ Тл}$ . Частота перемикання  $f = 20 \text{ кГц}$ . За цими даними отримуємо  $W_I = 102$  витка, індуктивність первинної обмотки  $L_m = 10,7 \text{ мГн}$ . Потужність, що переноситься струмом намагнічування в C4, C5, для одного трансформатора становить  $P = 12 \text{ Вт}$ , тобто потужність додаткового інвертора VT7, VT8 становить близько 5 % від повної вихідної потужності системи.

Параметри елементів вхідного фільтру:  $L1 = L2 = L3 = 330 \text{ мкГн}$  7 А,  $C1 = C2 = C3 = 4,7 \text{ мкФ}$  400 В,  $R1 = R2 = R3 = 100 \text{ Ом}$  2 Вт.

Транзистори VT1 – VT6 типу STP20NM60FP; VT7 – VT8 типу STGP3NC120HD. Діоди VD1, VD2, VD7, VD8, VD13, VD14 – типу BY329-1200; діоди VD3, VD4, VD9, VD10, VD15, VD16, VD19, VD20 – чотири збірки типу 60CTQ150; діоди VD5, VD6, VD11, VD12, VD17, VD18 – типу MUR860. Коефіцієнт трансформації T1 – T3 дорівнює 6,8, для T4 він дорівнює 12. Конденсатори C4, C5 – по два послідовно з'єднаних 330 мкФ 400 В. Вихідний дросель L4 має індуктивність 50 мкГн при струмі 50 А (40 витків на тороїдальному осерді T184-52).

Схема управління VT1 – VT8 виконана на однокристальному мікроконтролері STM32F103C8T6B, що тактується з частотою 72 МГц. Формування сигналів управління затворами здійснено за допомогою драйверів TC4420 (для VT1, VT3, VT5) і FOD3120 (інші).

При використанні випрямляча для живлення зварювальної дуги вихід допоміжного інвертора робиться з підвищеною напругою і підключається паралельно виходу основних випрямлячів. Це дозволяє полегшити підпал дуги за рахунок підвищеної напруги холостого ходу.



Загальним недоліком перерахованих вище джерел є низьке використання магнітопроводів імпульсних трансформаторів через роботу з постійною складовою магнітного потоку.

Поліпшити використання трансформаторів джерела живлення можна за рахунок застосування двотактного режиму роботи. Ця задача вирішена автором в модульному джерелі живлення, схемотехніка силової частини якого показана на рис. 4.46 [261, 262].

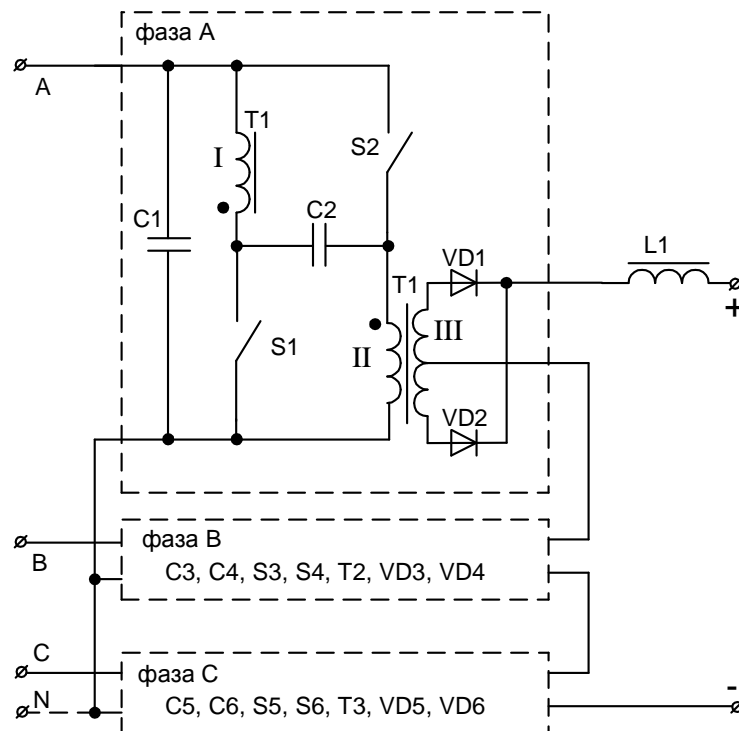


Рис. 4.46. Силова частина джерела з двотактним режимом роботи трансформаторів

У кожній фазі джерела живлення встановлений високочастотний трансформатор, первинні обмотки якого включені таким чином, що струм намагнічування має різну полярність, в залежності від включеного ключа (для фази А це трансформатор Т1 і ключі S1, S2). Два конденсатори (C1, C2) призначені для обмеження перенапруг при перемиканні ключів. Вихідна обмотка трансформатора підключена до двонапівперіодного випрямляча

(діоди VD1, VD2). Виходи випрямлячів всіх фаз з'єднані згідно-послідовно і підключені до виходу джерела через згладжуючий дросель (L1).

Розглянемо процеси, що протікають в елементах, з'єднаних з фазою А, оскільки в інших фазах процеси аналогічні. Для спрощення аналізу приймемо той же ряд припущень, що і в раніше описаному джерелі.

При замиканні ключа S1 перша обмотка трансформатора підключається до вхідної напруги. ЕРС вихідної обмотки відкриває один з вихідних діодів (VD1 або VD2) і закриває інший, залежно від знака вхідної напруги. Струм першої обмотки трансформатора (і ключа S1) при цьому дорівнює приведену струму навантаження. Напруги на конденсаторах C1, C2 рівні між собою і дорівнюють вхідній напрузі.

Після закриття S1 напруга на вихідній обмотці зникає, струм навантаження рівномірно розподіляється між вихідними діодами. Струм ключа S1 (це струм намагнічування T1) перекидається в конденсатор C2.

При відкритті S2 процеси йдуть аналогічно, але з тією різницею, що похідна від потокозчеплення трансформатора має протилежний знак. Це дозволяє уникнути насичення магнітопроводу і забезпечити двотактний режим роботи.

Слід зазначити, що ключі S1, S2 повинні бути розраховані на напругу, не менше подвоєної амплітуди вхідної фазної напруги.

Якщо силові ключі фази А переключаються зі скважністю  $D_a(t)$ , можна обчислити локальні середні значення вхідного струму і вихідної напруги за період перемикання. При цьому максимальна скважність становить  $D_{max} = 0,5$  (при більших скважностях обидва ключа будуть включені одночасно, що призведе до короткого замикання входу). Для більшої наочності на рис. 4.47 приведена схема заміщення для локальних середніх.

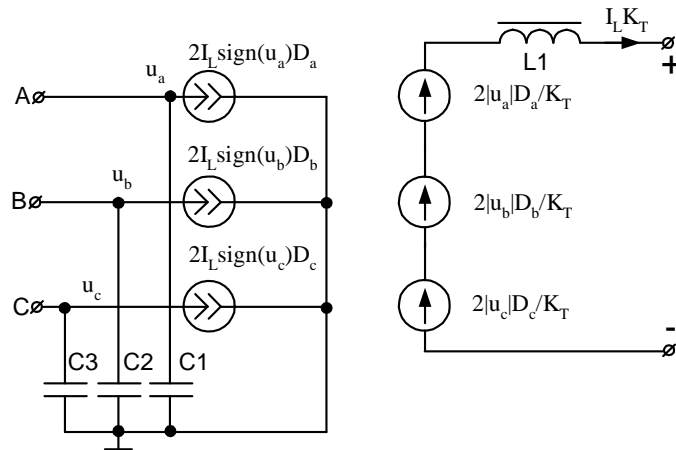


Рис. 4.47. Схема заміщення джерела рис. 4.46 для локальних середніх

Локальний середній вхідний струм буде дорівнювати:

$$\hat{i}_a(t) = 2I_L \cdot \text{sign}(u_a(t)) \cdot D_a(t). \quad (4.41)$$

Коефіцієнт 2 з'являється з тих міркувань, що струм споживається два рази за період перемикання (один раз – при включеному S1, другий – при включеному S2). Знак вхідного струму завжди збігається зі знаком напруги завдяки дії вихідного випрямляча. Вихідна напруга відповідно:

$$\hat{e}_a(t) = 2 \frac{|u_a(t)|}{K_T} \cdot D_a(t). \quad (4.42)$$

Напруга береться за модулем також через наявність вихідного випрямляча.

Отримані вирази збігаються до постійного коефіцієнта з виразами, отриманими для джерела по рис. 4.44. Відповідно, весь подальший математичний опис виявляється аналогічним.

Умова близького до одиниці вхідного коефіцієнта потужності:

$$D_a(t) = v \cdot |u_a(t)|, \text{ де } v \text{ – коефіцієнт пропорційності.}$$

Вихідна напруга трьох фаз джерела живлення при живленні від трифазної симетричної мережі:

$$\begin{aligned} \hat{e}_a(t) + \hat{e}_b(t) + \hat{e}_c(t) &= \\ &= 2 \frac{|u_a(t)|}{K_T} \cdot v \cdot |u_a(t)| + 2 \frac{|u_b(t)|}{K_T} \cdot v \cdot |u_b(t)| + 2 \frac{|u_c(t)|}{K_T} \cdot v \cdot |u_c(t)| = \quad (4.43) \\ &= 2 \frac{v}{K_T} (u_a^2(t) + u_b^2(t) + u_c^2(t)) = 3 \frac{v}{K_T} U_m^2. \end{aligned}$$

Як і слід було очікувати, в вихідній напрузі немає компонентів з частотою мережі або її гармонік, що дозволяє зменшити індуктивність вихідного дроселя (L1).

Управління вихідною напругою здійснюється зміною параметра  $v$  при дотриманні умови обмеження скважності  $D_a(t) \leq D_{\max}$ . Підставивши відповідні вирази, отримуємо:

$$v \cdot |u_a(t)| \leq D_{\max}; \quad (4.44)$$

$$v \leq \frac{1}{2U_m}. \quad (4.45)$$

Звідси максимальна вихідна напруга джерела:

$$[\hat{e}_a(t) + \hat{e}_b(t) + \hat{e}_c(t)]_{\max} = \frac{3 U_m}{2 K_T}. \quad (4.46)$$

У практичній реалізації багатофазного джерела живлення максимальна вихідна напруга становить близько 70 В при  $U_m = 350$  В.

Кількість витків обмоток трансформаторів також визначається з умови максимальної індукції  $B_m$  в магнітопроводі. Визначимо кількість витків первинної обмотки  $W_I$  через рівняння її максимального потокозчеплення, яке

має місце при переході фазної напруги через максимум при встановленій максимальній вихідній напрузі. З урахуванням двотактного режиму роботи трансформатора (перемагнічування від  $-B_m$  до  $B_m$ ) можна записати:

$$\frac{U_m \cdot D_{\max}}{f} = 2B_m S W_I ; \quad (4.47)$$

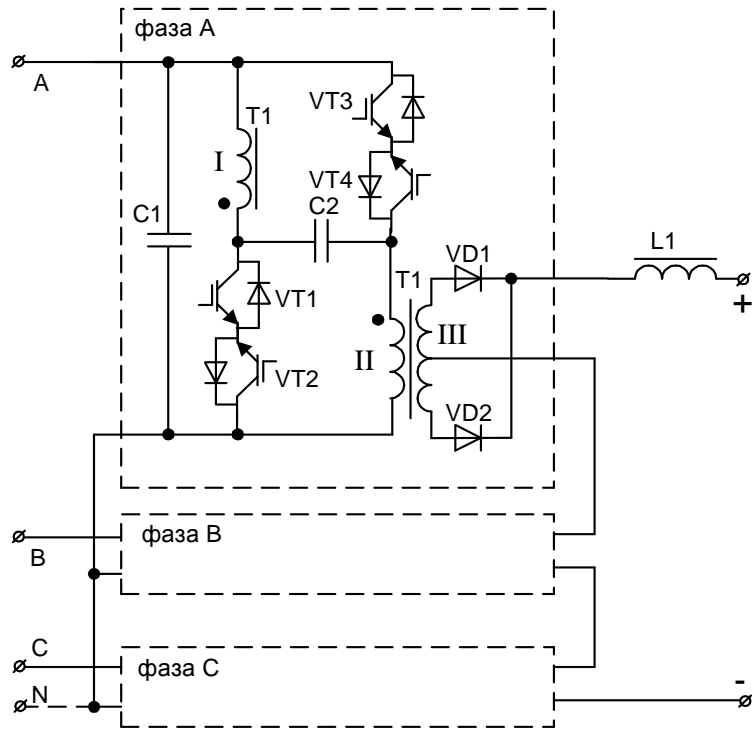
$$W_I = \frac{U_m \cdot D_{\max}}{2B_m S \cdot f} , \quad (4.48)$$

де  $S$  – перетин магнітопроводу,  $\text{м}^2$ .

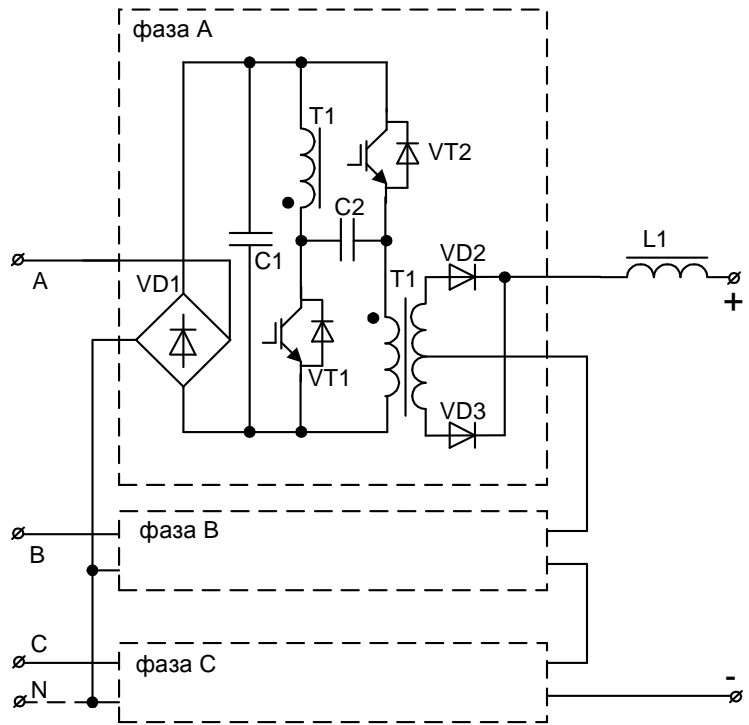
Варіанти практичної реалізації джерела з силовою частиною по рис. 4.46 можуть бути різними. На рис. 4.48, а – в наведено кілька варіантів.

На рис. 4.48, а двонаправлені ключі виконані у вигляді двох зустрічно-послідовно з'єднаних IGBT транзисторів з зворотними діодами.

У варіанті схеми, показаному на рис. 4.48, б, на вході кожного фазного модуля встановлено діодний міст, що дозволяє вдвічі скоротити кількість силових транзисторів і спростити систему управління. Ціна спрощення – знижений ККД через збільшення числа напівпровідникових елементів в силовому ланцюзі (два діода моста і транзистор).



а)



б)

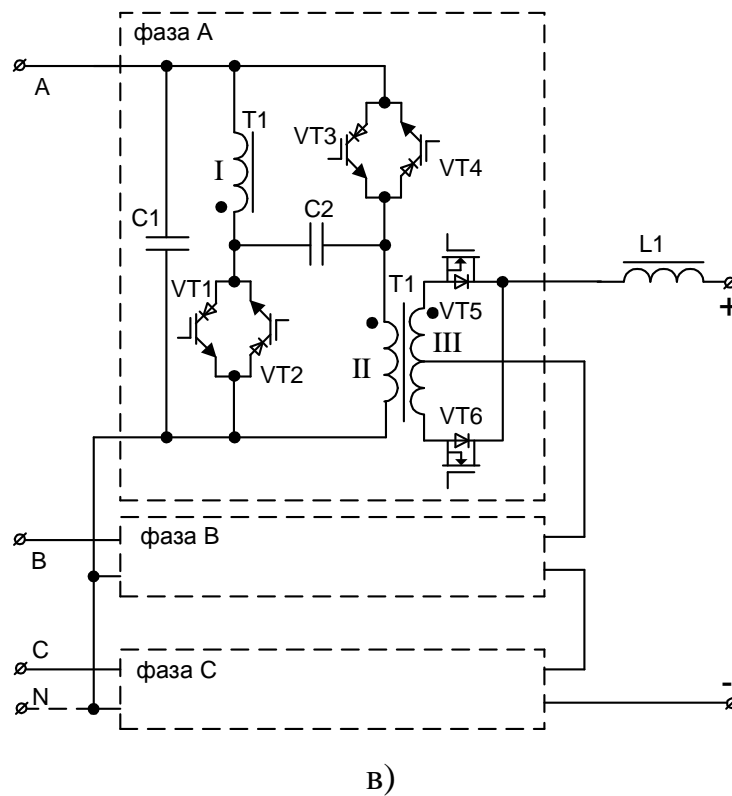


Рис. 4.48. Варіанти силової частини джерела по рис. 4.46

У варіанті, наведеному на рис. 4.48, в, ключі виконані з двох зустрічно-паралельно з'єднаних RB IGBT транзисторів, здатних витримувати зворотну напругу. Це рішення дозволяє звести кількість напівпровідникових елементів в силовому ланцюзі джерела до одного, тим самим підвищити ефективність. Крім цього, для зниження втрат енергії на виході застосований синхронний випрямляч на MOSFET транзисторах з малим опором каналу. При відповідному виборі транзистора падіння напруги на опорі каналу може бути менше, ніж на зворотному діоді. Робота синхронного випрямляча полягає у відкритті польового транзистора в інверсному режимі, коли паралельно зворотному діоду підключається опір відкритого каналу. Це дозволяє знизити втрати потужності в синхронному випрямлячі в порівнянні з діодними.

У практичній реалізації джерела використана схема рис. 4.48, а. Для фазних трансформаторів застосовані осердя E42/21/20 (EPCOS) з матеріалу N87 з перетином магнітопроводу  $S = 234 \text{ мм}^2$ ; максимальна індукція

прийнята рівною  $B_m = 0,25$  Тл. Частота перемикання  $f = 20$  кГц,  $U_m = 350$  В. За цими даними отримуємо  $W_l = 75$  витків.

Силові транзистори типу STGW30N120KD. Діоди вихідних випрямлячів – збірки типу 80CTQ150. Коефіцієнт трансформації високочастотних трансформаторів дорівнює 7,5 (вихідна обмотка має 2 секції по 10 витків). Конденсатори мають ємність 4,7 мкФ і робоча напруга 400 В. Вихідний дросель L1 має індуктивність 45 мкГн при струмі 60 А (43 витка на тороїдальному осерді T184-52).

Схема управління виконана на однокристальному мікроконтролері STM32F103C4T6B (ST Microelectronics), що працює з тактовою частотою 72 МГц. Контролер формує два широтно-імпульсних сигнали  $\Phi_1$  і  $\Phi_2$  (для ключів S1 і S2) на кожну фазу. Ці сигнали розподіляються між транзисторами в залежності від знака фазної напруги. У таблиці 4.2 наведено цей розподіл для фази А.

Таблиця 4.2 – Розподіл сигналів управління

Фазна напруга	VT1	VT2	VT3	VT4
$u_{AN} > 0$	$\Phi_1$	1	$\Phi_2$	1
$u_{AN} < 0$	1	$\Phi_1$	1	$\Phi_2$

Формування керуючих сигналів для затворів силових транзисторів здійснюється за допомогою спеціалізованих оптопар FOD3120.

У джерелі за схемою рис. 4.48, в можуть бути застосовані транзистори IXRP15N120 (IXYS), в вихідному випрямлячі – транзистори IRFS4115-7P (International Rectifier), трансформатори і конденсатори ті ж, що і в джерелі за схемою рис. 4.48, а. Формування керуючих сигналів для транзисторів фази А наведено в таблиці 4.3 (знак оклику (!) означає операцію логічного заперечення – NOT).

Пари сигналів ( $\Phi_1$ ; ! $\Phi_1$ ) і ( $\Phi_2$ ; ! $\Phi_2$ ) формуються з безструмовою паузою, необхідною для коректної комутації силових ключів.



Таблиця 4.3 – Керуючі сигнали для схеми рис. 4.48, в

Фазна напруга	VT1	VT2	VT3	VT4	VT5	VT6
$u_{AN} > 0$	$\Phi_1$	1	$\Phi_2$	1	$!\Phi_1$	$!\Phi_2$
$u_{AN} < 0$	1	$\Phi_1$	1	$\Phi_2$	$!\Phi_2$	$!\Phi_1$

Слід звернути увагу також на схемне рішення джерела з корекцією коефіцієнта потужності [263, 264], в якому застосований трифазний понижуючий трансформатор, що працює на частоті мережі, а його вторинні обмотки навантажені на три знижувальних DC/DC перетворювача, виходи яких з'єднані послідовно (рис. 4.49).

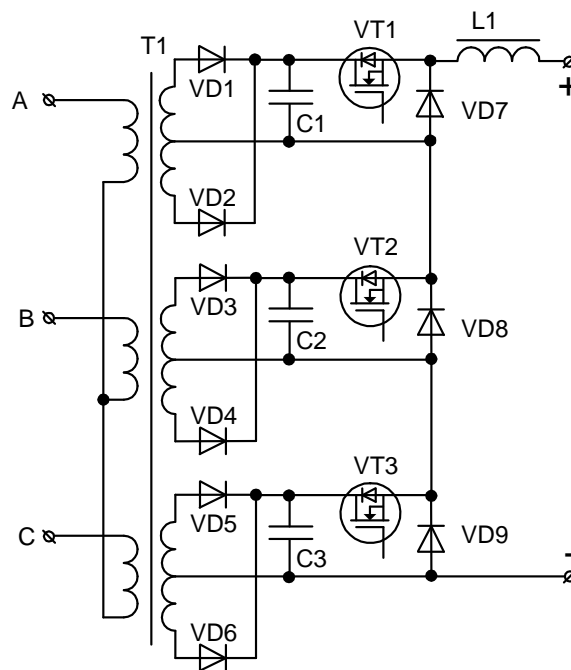


Рис. 4.49. Гібридне джерело з НЧ трансформатором

Діоди VD1 – VD6 утворюють три двонапівперіодних випрямляча, а елементи C1VT1VD7, C2VT2VD8, C3VT3VD9 – три знижувальних перетворювача, що працюють із загальним високочастотним згладжуючим дроселем L1. Конденсатори C1 – C3 мають невелику ємність і призначені для

обмеження перенапруг, що виникають при закритті силових транзисторів. При цьому їх впливом на формування мережевого струму можна знехтувати.

Логіка роботи джерела по рис. 4.49 аналогічна джерелам, представленим на рис. 4.44, 4.46. Близький до одиниці коефіцієнт потужності досягається шляхом установки скважності керуючих імпульсів  $VT1 - VT3$  пропорційними модулям миттєвих значень відповідних фазних напруг. При живленні від симетричної мережі на виході також пригнічені гармоніки мережевої частоти, що дозволяє застосовувати дросель  $L1$  з невеликою індуктивністю.

Застосування розглянутих схемних рішень перетворення трифазної напруги в постійну дозволить не вносити спотворень в напругу мережі живлення, зменшити втрати енергії в зварювальних джерелах живлення, поліпшити їх масогабаритні характеристики і забезпечити електромагнітну сумісність з мережею живлення. Крім того, зварювальні джерела живлення безпосереднього перетворення мають динамічні властивості не гірше, ніж інверторні джерела подвійного перетворення, що дозволяє з успіхом використовувати всі відомі способи управління процесом зварювання з боку джерела живлення [265 – 267].

#### **4.5 Оцінка методів управління інверторними зварювальними джерелами живлення**

Описані вище інверторні джерела прямого перетворення, за винятком джерел за схемами рис. 4.39 і 4.42, є інверторами напруги, тобто являють собою регульоване джерело ЕРС. Тому, при необхідності отримання жорсткої (пологопадаючої) вихідної характеристики, досить встановлювати скважності керуючих імпульсів силових ключів відповідно до виразів, наведених в описі відповідних джерел.

Якщо необхідна м'яка (крутопадаюча) вихідна характеристика джерела, в систему управління вводиться пропорційно-інтегральний регулятор (ПІ-

регулятор) вихідного струму (рис. 4.50), що обробляє сигнал помилки по вихідному струму – різниця між струмом завдання  $i^*$  і струмом дуги  $I_d$ . Вихідний сигнал цього регулятора визначає уставку вихідної напруги джерела.

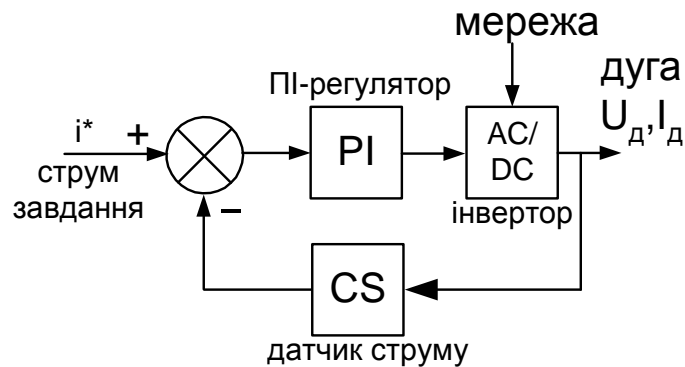


Рис. 4.50. Структурна схема управління інвертором для реалізації крутопадаючої характеристики

Представляє інтерес формування вихідної ВАХ джерела з заданим нахилом (тобто з заданим вихідним опором  $R_{вих}$ ), оскільки кут нахилу ВАХ впливає на якість зварного з'єднання. В цьому випадку система управління має структуру, показану на рис. 4.51.

При необхідності можливе формування зростаючої вихідної ВАХ джерела – для цього достатньо задати від'ємний вихідний опір  $R_{вих}$  (рис. 4.51). Це дозволяє скомпенсувати опір зварювального кабелю і забезпечити сталість напруги на дуговому проміжку, що веде до стабілізації довжини дуги і поліпшення стабільності протікання процесу зварювання (наплавлення).

Завдяки використанню в системах управління описаних інверторних зварювальних джерел живлення високопродуктивних мікроконтролерів при необхідності можлива реалізація і більш складних алгоритмів управління – наприклад, зварювання з накладенням імпульсів струму, зварювання з керованим переносом електродного металу і т.д.

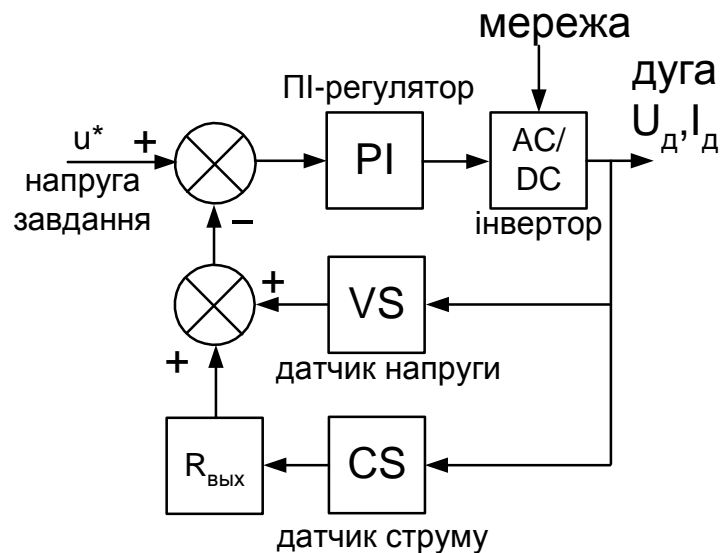


Рис. 4.51. Структурна схема системи управління інвертором для реалізації ВАХ з заданим нахилом

Процес зварювання електричною дугою характеризується значними флуктуаціями струму і напруги дуги, при цьому джерело живлення повинно надійно працювати у всьому діапазоні режимів від холостого ходу до короткого замикання виходу. Оскільки індуктивність вихідного дроселя інверторних джерел зазвичай мала, швидкість наростання струму короткого замикання як мінімум на порядок перевищує таку для низькочастотних зварювальних джерел. Це може призвести до перевантаження силових ключів при недостатній швидкодії контуру (-ів) регулювання. Тому для захисту силових ключів в таких джерелах застосована спеціальна автоматика, яка реалізує відключення силових транзисторів за час не більше 10 мкс від появи небезпечного струму і забезпечує обмеження вихідного струму джерела на максимально допустимому рівні.

Збільшити вихідний струм можна шляхом паралельного включення декількох джерел, забезпечивши пропорційний розподіл струмів між ними.

Для організації паралельної роботи декількох інверторних зварювальних джерел живлення використані алгоритми, наведені в [268], [269]. При цьому виходи джерел з'єднуються згідно-паралельно, виділяється головне джерело, а решта отримує роль ведених. Головне джерело може

працювати з будь-якими законами управління, всі ведені працюють в режимі керованих джерел струму (з крутопадаючими ВАХ, рис. 4.50).

В процесі роботи проводиться вимірювання вихідного струму головного джерела ( $I_0$ ), а ведені джерела підтримують свої вихідні струми пропорційними вихідному струму головного (рис. 4.52), тобто вихідний струм веденого джерела з номером  $n$  дорівнює  $I_0 K_n$ .

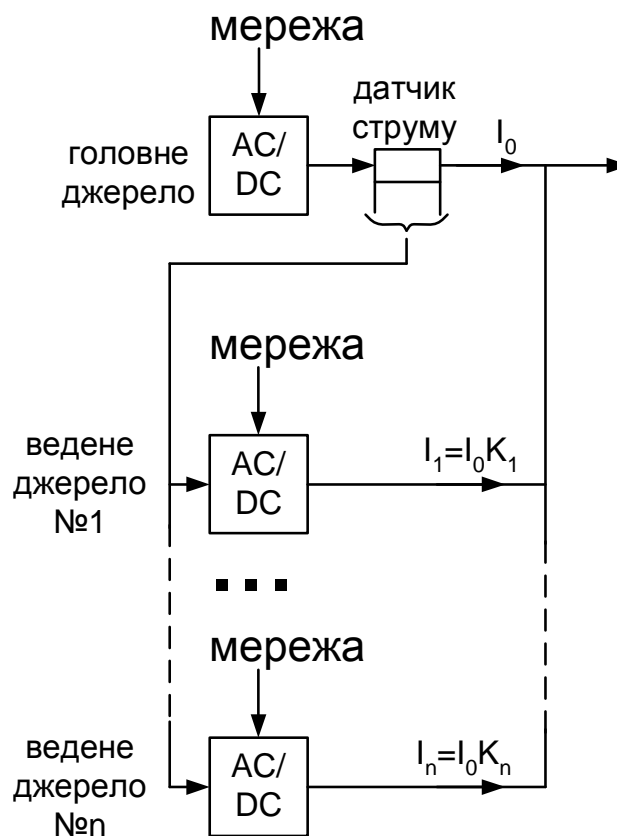


Рис. 4.52. Схема включення джерел в паралельну роботу

В результаті виходить складене джерело живлення зі збільшеним вихідним струмом  $I_{вих} = I_0 \left( 1 + \sum_{i=1}^n K_i \right)$ .

Для забезпечення високої швидкості реакції на збурюючі впливи всі джерела повинні мати високу швидкодію, тому в якості ведених джерел доцільно використовувати інверторні.

## ВИСНОВКИ ПО РОЗДІЛУ 4

Запропоновані підходи, схемні рішення і алгоритми керування для підвищення енергоефективності зварювальних джерел живлення інверторного типу:

- розроблені оригінальні схемні рішення активних випрямлячів з підвищеним КП для застосування в інверторних зварювальних джерелах з подвійним перетворенням енергії;

- розроблені схемні рішення і алгоритми керування інверторних зварювальних джерел з безпосереднім перетворенням енергії, які відрізняються покращеними масогабаритними показниками і підвищеною швидкістю реакції на збурення по виходу;

- розроблені підходи до забезпечення паралельної роботи декількох інверторних зварювальних джерел з метою підвищення вихідного струму, що дає можливість розширити область їх застосування і реалізувати живлення енергозатратних зварювальних процесів. При цьому джерела, з'єднані паралельно, можуть бути виконані за різними схемами. Крім того, при паралельній роботі джерел зберігається можливість формування складної вихідної характеристики як в усталеному, так і в перехідних режимах.

## РОЗДІЛ 5

## РОЗРОБКА ПРИНЦИПІВ СТВОРЕННЯ ІНВЕРТОРНИХ ДЖЕРЕЛ ЖИВЛЕННЯ З ФУНКЦІЯМИ ПОЛПШЕННЯ СПЕКТРАЛЬНОГО СКЛАДУ НАПРУГИ МЕРЕЖІ

Введення сучасних стандартів якості електроенергії визначає інтенсивний розвиток схемотехніки зварювальних джерел живлення, оснащених ККП. Як було зазначено в гл. 1, найбільшого поширення серед однофазних систем отримали ККП на основі підвищуючого перетворювача (т.зв. Boost-type PFC, рис. 1.1).

Переважає більшість таких ККП поведуться по відношенню до мережі живлення як лінійний активний опір (рис. 5.1а). Існує також невелика кількість ККП (наприклад, на основі керуючої мікросхеми Mitsubishi M81012FP) [132], які поведуться як джерела синусоїдального струму першої гармоніки (рис. 5.1б).

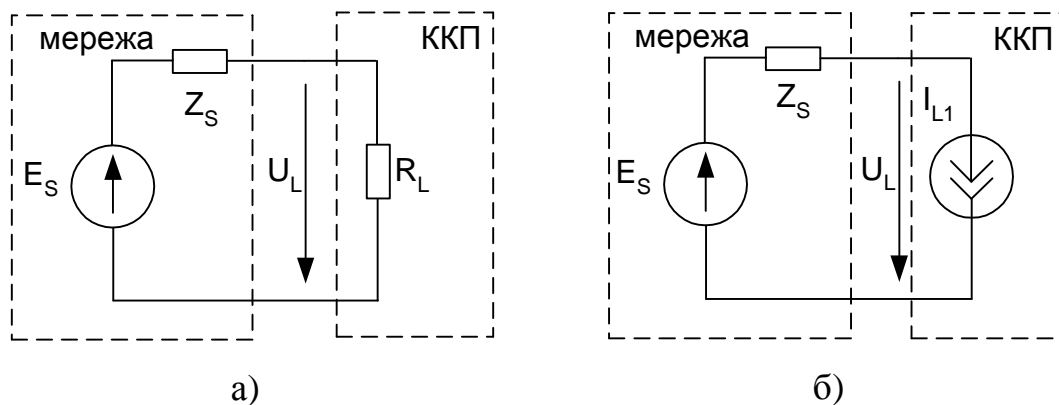


Рис. 5.1. ККП, що емулює: а) активний опір; б) джерело струму першої гармоніки

В обох випадках ККП не робить активного впливу на спектральний склад напруги живлення (а у випадку, показаному на рис. 5.1, б, коефіцієнт гармонік напруги  $THD_U$  може збільшитися через зниження амплітуди основної гармоніки).

Оскільки в сучасних мережах багато нелінійних навантажень, постає завдання компенсації їх негативного впливу.

Так, на сьогоднішній день є велика кількість навантажень, що використовують проміжне перетворення змінного напруги живлення в постійне. Зазвичай це перетворення здійснюється шляхом установки діодного моста і ємнісного фільтра. Споживаний струм такого навантаження має яскраво виражені непарні гармоніки, переважно третю і п'яту, а типовий коефіцієнт потужності лежить в межах 0,5 ... 0,7 (рис. 3.11, 3.12). Наявність великої кількості таких споживачів призводить до спотворення форми кривої напруги живлення, перевантаження нульового проводу, істотного погіршення умов роботи зварювальних джерел живлення, особливо з тиристорними регуляторами, і т.ін.

В достатній мірі усунути негативний вплив на мережу нелінійних навантажень і довести параметри якості до сучасних вимог можна (як було сказано раніше) за допомогою активних фільтрів (АФ) вищих гармонік і/або оснащення споживачів коректорами коефіцієнта потужності.

АФ у теперішній час будуються із застосуванням чотириквADRантних інверторів. Це продиктовано необхідністю забезпечити двонаправлений потік миттєвої активної потужності, призводить до ускладнення силової частини і системи управління нею.

Силова частина ККП, в свою чергу, оптимізована для роботи тільки при позитивній миттєвій активній потужності (в 1-му і 3-му квадрантах), що унеможливорює застосування для неї класичних алгоритмів управління АФ.

Крім особливостей силової частини, паралельні АФ зазвичай вимагають встановлення датчиків струму нелінійних навантажень, що компенсуються. Втім, необхідність датчиків струму може бути усунена шляхом переведення інвертора паралельного АФ в режим джерела напруги, як це показано в [270].

Автором запропонований метод управління ККП [271, 272], що дозволяє інтегрувати в нього функції паралельного АФ, забезпечити



стабілізацію вихідної напруги ККП, роботу з позитивною вхідною миттєвою активною потужністю і обмеження вхідного струму інвертора ККП. Система управління працює в умовах відсутності інформації про струми нелінійних навантажень, підключених до тієї ж мережі.

Суть ідеї полягає в зміні алгоритму роботи схеми управління ККП з метою зниження імітованого вхідного опору.

З цією метою формування вхідного струму ККП  $i_L(t)$  виконується у відповідності зі схемою заміщення, наведеною на рис. 5.2. ККП по відношенню до мережі поводить себе як активний опір  $R_L$  (аналогічно рис. 5.1а), але має власну ЕРС  $e_L(t)$ , що містить в своєму спектрі тільки першу гармоніку частоти мережі живлення.

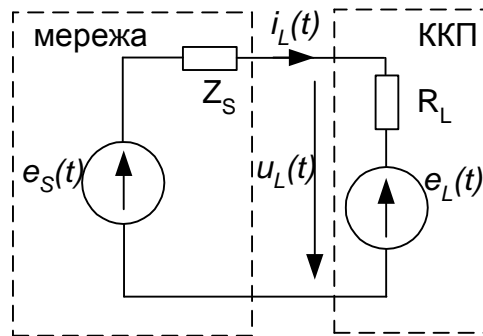


Рис. 5.2. Схема заміщення розробленого ККП

Джерело напруги  $e_L(t)$  синхронізоване за допомогою петлі ФАПЧ з мережею живлення:

$$e_L(t) = E_R \sin \omega t, \quad (6.1)$$

де  $\omega$  – кругова частота мережі,  $\text{с}^{-1}$ ;

$E_R$  – завдання на амплітуду, В.

При цьому вхідний струм ККП дорівнює

$$i_L(t) = \frac{u_L(t) - e_L(t)}{R_L(E_R, P)}, \quad (6.2)$$

де  $R_L(E_R, P)$  – вхідний опір ККП, що імітується, Ом.

Величина завдання амплітуди  $E_R$  обирається таким чином, щоб миттєва активна потужність ККП була завжди позитивною:  $i_L(t) \cdot u_L(t) > 0$  (умова коректної роботи інвертора ККП, див. вище), що дозволяє використовувати розроблений метод управління для практично всіх існуючих топологій силової частини активних ККП з прямим управлінням вхідним струмом.

Величина  $R_L(E_R, P)$  визначається з умови балансу потужності (необхідна умова стабілізації вихідної напруги):

$$\frac{\omega}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi/\omega} u_L(t) \frac{u_L(t) - e_L(t)}{R_L(E_R, P)} dt = P, \quad (6.3)$$

де  $P$  – споживана від мережі потужність, Вт.

Ланцюги формування сигналів  $E_R$  і  $R_L(E_R, P)$  не повинні допускати швидких змін цих параметрів.

У порівнянні з «класичним» ККП (рис. 5.1а) величина  $R_L$  при тій же потужності буде менше. Таким чином, через зниження вхідного опору ККП буде надавати підвищену шунтуючу дію для струмів вищих гармонік, за аналогією з паралельним активним фільтром.

Структурна схема системи управління, що реалізує розроблений метод, наведена на рис. 5.3. Опорний сигнал першої гармоніки напруги мережі виділяється за допомогою петлі ФАПЧ (PLL, рис. 5.3) і разом із завданням на амплітуду ( $E_R$ ) подається на перемножувач, вихід якого підключений до суматора, який формує різницевий сигнал  $u_L(t) - e_L(t)$ . Цей сигнал подається на другий перемножувач, що працює спільно з ПІ-регулятором вихідної

напруги ККП (РН, рис. 5.3), і формує сигнал завдання вхідного струму ККП  $i_L(t)$ .

Сигнал  $E_R$  формується колом місцевого негативного зворотного зв'язку, яке містить ланку з коефіцієнтом передачі, що перемикається в залежності від полярності вхідного сигналу, і інтегратор. Постійна часу кола зворотного зв'язку по  $E_R$  повинна значно перевищувати період мережевої напруги (тобто  $E_R$  не повинно значно змінюватися протягом періоду).

Вузол обмеження струму (ОС, рис. 5.3) з пороговою ланкою зменшує завдання на амплітуду  $E_R$  в разі неприпустимого підвищення вхідного струму. Оскільки цей обмежувач струму має затримку через інтегратор  $E_R$ , швидкодіюче апаратне обмеження струму повинно бути також виконане безпосередньо в схемі управління силовим ключем (або ключами).

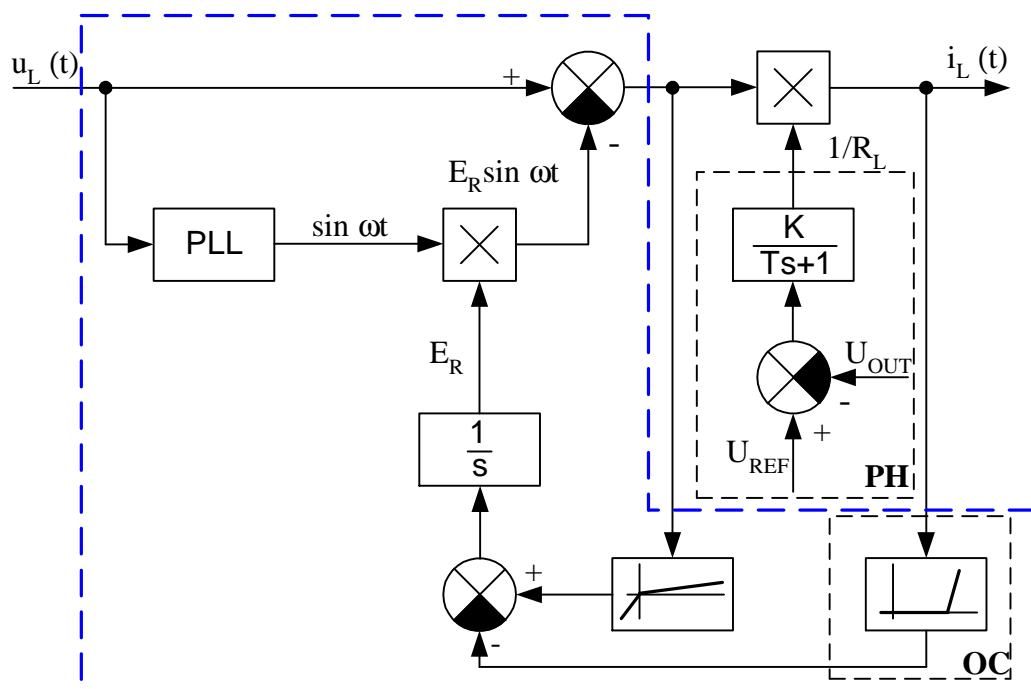


Рис. 5.3. Структурна схема розробленої системи управління ККП

Для підвищення швидкодії регуляторів вихідної напруги  $U_{OUT}$  та завдання на амплітуду  $E_R$  можлива установка в колах зворотних зв'язків пристроїв вибірки-зберігання (ПВЗ). Ефект від застосування ПВЗ в колі

зворотного зв'язку по вихідній напрузі ККП ( $U_{OUT}$ ) описаний в [231]. Структурна схема модифікованої системи управління приведена на рис. 5.4.

АЧХ ПВЗ визначається як [273]:

$$A(\omega) = \left| \frac{1 - e^{-j\omega T}}{j\omega} \right|, \quad (6.4)$$

де  $T$  – період дискретизації, с.

АЧХ має нулі на частотах  $\omega = \frac{2\pi k}{T}$ , де  $k$  – ціле число. Таким чином, в сигналі завдання  $E_R$  пригнічені всі гармоніки частоти мережі, в результаті чого він містить тільки повільно мінливу постійну складову, що і необхідно для коректної роботи ККП. Аналогічно в сигналі зворотного зв'язку по  $U_{OUT}$  пригнічені всі парні гармоніки частоти мережі, що усуває вплив пульсацій вихідної напруги на спектральний склад вхідного струму ККП [231].

На рис. 5.5 наведені результати моделювання роботи розробленого автором алгоритму управління ККП в умовах спотвореної напруги мережі (вторинна напруга однієї з міських підстанцій; середньоквадратична напруга  $U_{RMS} = 187$  В;  $THD_U = 9$  % (при цьому коефіцієнт 3-ї гармоніки складає 8,2 %); споживана потужність ККП  $P = 2$  кВт при коефіцієнті потужності  $PF_K = 0,818$ ).

Слід зазначити, що параметри якості напруги цієї підстанції не відповідають чинному в Україні ГОСТ 13109-97 відразу за кількома показниками: відхилення напруги, коефіцієнт спотворення синусоїдальності кривої напруги і коефіцієнт 3-ї гармонійної складової напруги.

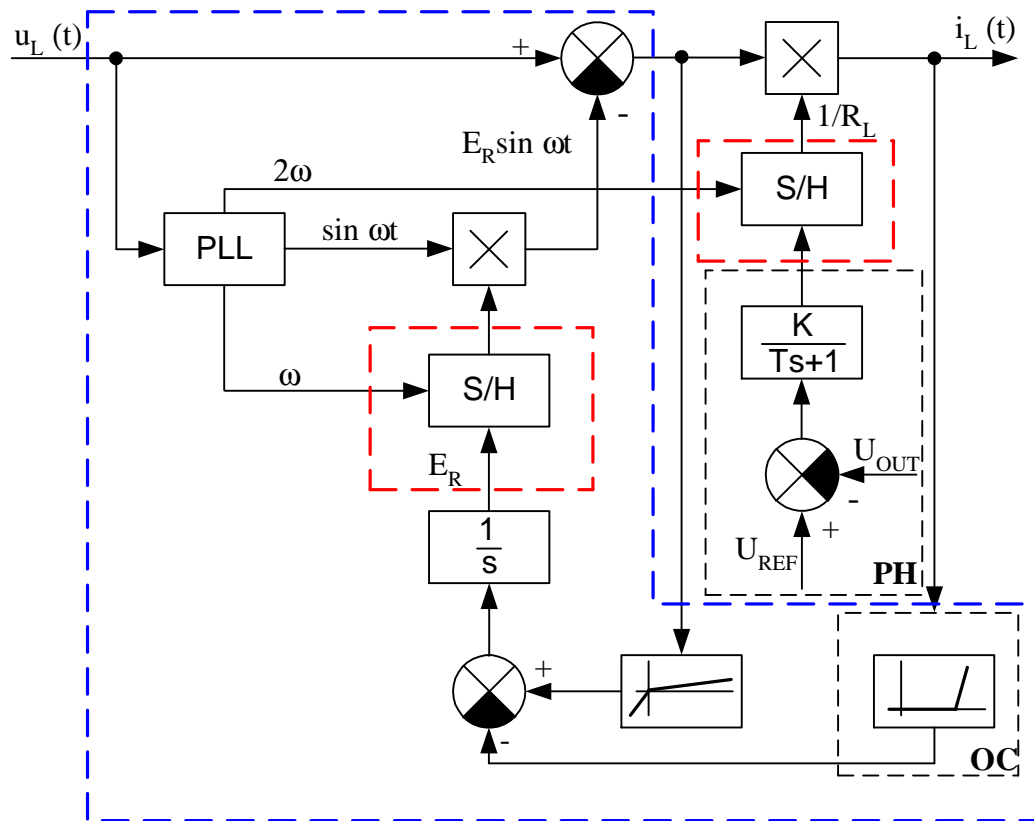


Рис. 5.4. Структурна схема системи управління ККП з підвищеною швидкістю і поліпшеною якістю формування сигналу завдання вхідного струму

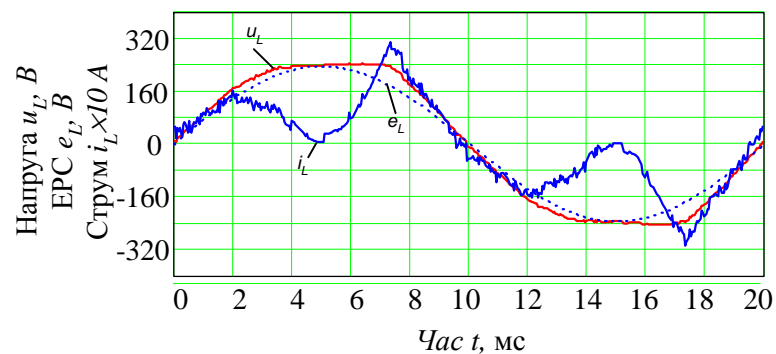


Рис. 5.5. Діаграма, що ілюструє роботу ККП з розробленою автором системою управління при спотвореній напрузі мережі

Для більшої наочності на рис. 5.6 показані напруга мережі і вхідний струм ККП з відфільтрованою основною гармонікою. Як видно з рис. 5.6, в напрузі мережі ( $u_L$ ) яскраво виражені вищі гармоніки, викликані великою кількістю нескоректованого випрямного навантаження. ККП реагує на таку

напругу появою вищих гармонік вхідного струму ( $i_L$ ), причому фази цих струмів протилежні фазам струмів, що викликали спотворення форми кривої напруги.

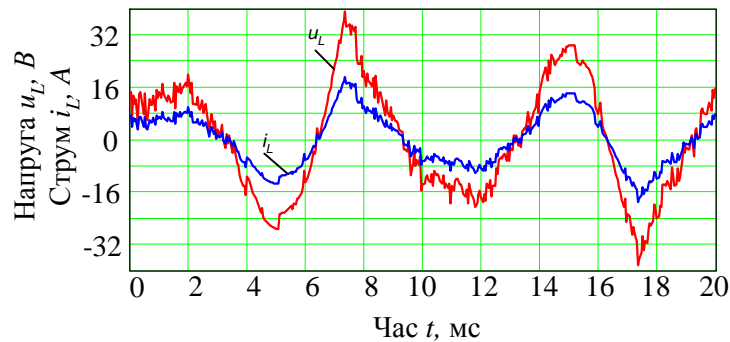


Рис. 5.6. Напруга мережі і вхідний струм ККП з відфільтрованою основною гармонікою

На рис. 5.7 наведені спектральні склади напруги живлення і вхідного струму ККП. Очевидно значне перевищення рівня вищих гармонік вхідного струму над рівнем гармонік напруги живлення ( $THD_U = 9,1\%$ ,  $THD_I = 82,5\%$ ). Це викликано «прагненням» розробленого автором ККП збільшити частку активної потужності, яка переноситься вищими гармоніками. Ця частка потужності може бути визначена як

$$P_k^* = 1 - \frac{U_{1m}(U_{1m} - E_R)}{2R_L \cdot P}, \quad (6.5)$$

де  $U_{1m}$  – амплітуда першої гармоніки напруги мережі, В.

Так, для наведеного випадку 7,9 % потужності навантаження забезпечуються вищими гармоніками напруги. У той час як при чисто активному навантаженні (ККП рис. 6.1а) ця частка буде визначатися як

$1 - \frac{1}{1 + THD_U^2}$ , що для розглянутого випадку становить всього 0,8 %, а для

випадку ККП рис. 6.1б потужність, споживана на вищих гармоніках напруги, дорівнює нулю.

Ефект підвищення частки потужності вищих гармонік пов'язаний зі зменшенням вхідного опору ККП  $R_L$ . В даному випадку розроблений ККП працює з параметрами  $E_R = 235$  В,  $R_L = 2,03$  Ом. У той же час «класичний» ККП (рис. 5.1а) мав би в аналогічних умовах  $R_L = \frac{U_{RMS}^2}{P}$ , що складає 17,48 Ом.

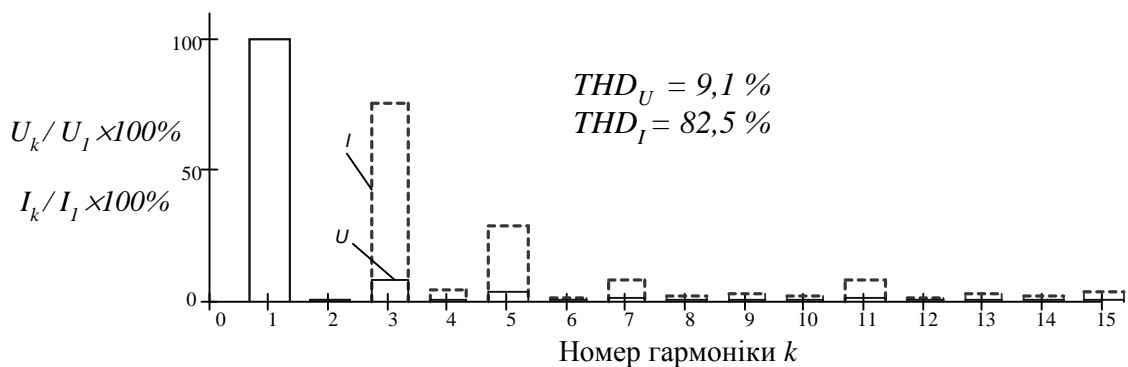


Рис. 5.7. Спектральний склад вхідних напруги і струму ККП. Рівень першої гармоніки прийнятий за 100 %

На рис. 5.8 показаний приклад ефекту від заміни класичного ККП (рис. 5.1а) на ККП з описаною системою управління. Заміна класичного ККП (рис. 5.8а) на ККП з розробленою автором системою управління (рис. 5.8б) призводить до підвищення загального коефіцієнта потужності:  $PF_2 > PF_1$ . Таким чином, коефіцієнт потужності системи «нелінійне навантаження + розроблений ККП» буде вище, ніж у системи «нелінійне навантаження + класичний ККП», незважаючи на те, що коефіцієнт потужності розробленого ККП буде помітно нижче одиниці. Ефект пояснюється тим, що у випадку, показаному на рис. 5.8б, частина вищих гармонік струму нелінійного навантаження замикається через ККП, а не через мережу живлення.

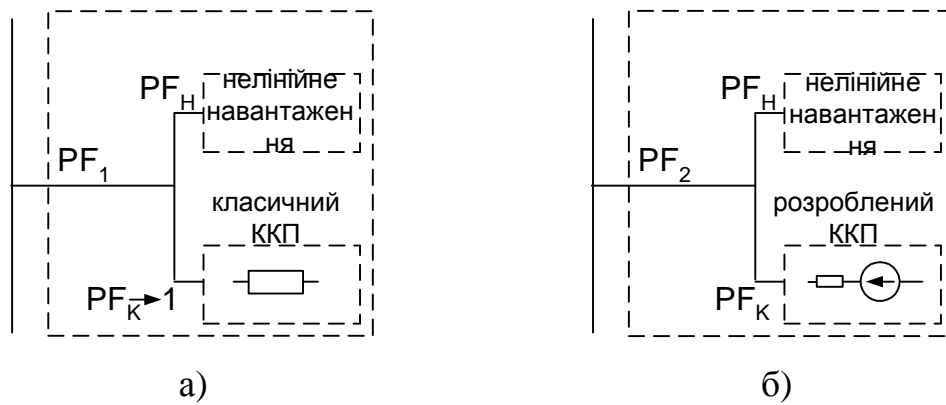


Рис. 5.8. Застосування розробленого ККП з нелінійним навантаженням:  $PF_2 > PF_1$

У разі «чистої» мережі (при незначному рівні вищих гармонік напруги) робота розробленого ККП повністю аналогічна «класичному», тобто в спектрі вхідного струму буде присутня тільки перша гармоніка.

Для експериментального підтвердження теоретичних результатів автором створений модифікований ККП на базі мікросхеми MC33262 (рис. 5.9), в якому ланцюг обробки миттєвої напруги мережі було змінено для реалізації функції активної фільтрації з можливістю її відключення. Обробка сигналу напруги мережі здійснена за допомогою однокристального мікроконтролера ATtiny13, формування сигналу завдання струму мережі для MC33262 виконано шляхом фільтрації ШІМ сигналу з контролера за допомогою розробленого автором пристрою, схема якого приведена в [274]. Зовнішній вигляд плати обробки сигналу наведено на рис. 5.10.

Вимірювання параметрів якості електроенергії та осцилографування напруг і струмів проводилося за допомогою розробленого автором аналізатора якості електроенергії, який описано в розділі 2.

ККП працював спільно з нелінійним навантаженням, що представляє собою мостовий випрямляч зі згладжувальним конденсатором  $3 \times 470$  мкФ, навантажений на активний опір, і споживає потужність 1000 Вт при напрузі мережі 193 В.





Рис. 5.9. Зовнішній вигляд експериментального ККП

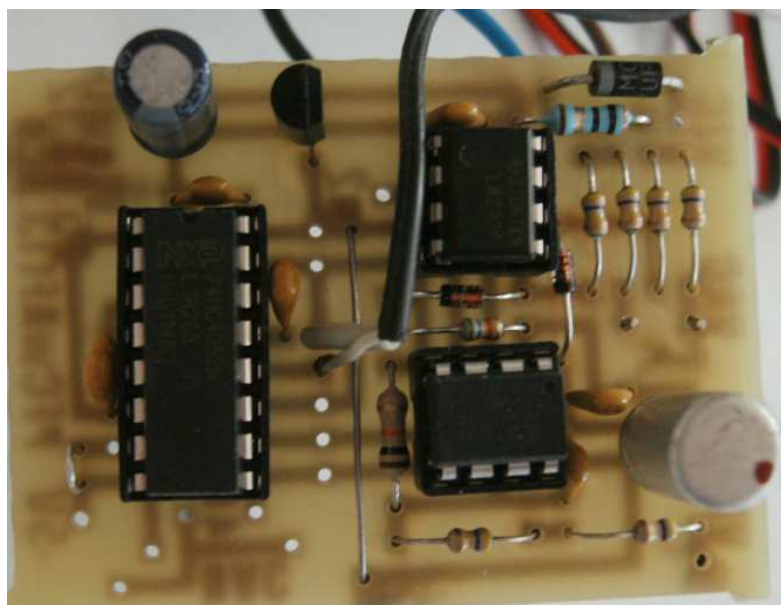


Рис. 5.10. Плата модуля обробки сигналу експериментального ККП

Потужність навантаження ККП становила 800 – 860 Вт.

На рис. 5.11 і 5.12 приведені осцилограми напруги і струму при відключеній і включеній функції активної фільтрації відповідно. Для зручності представлення сигналів виконане нормування на амплітуду.

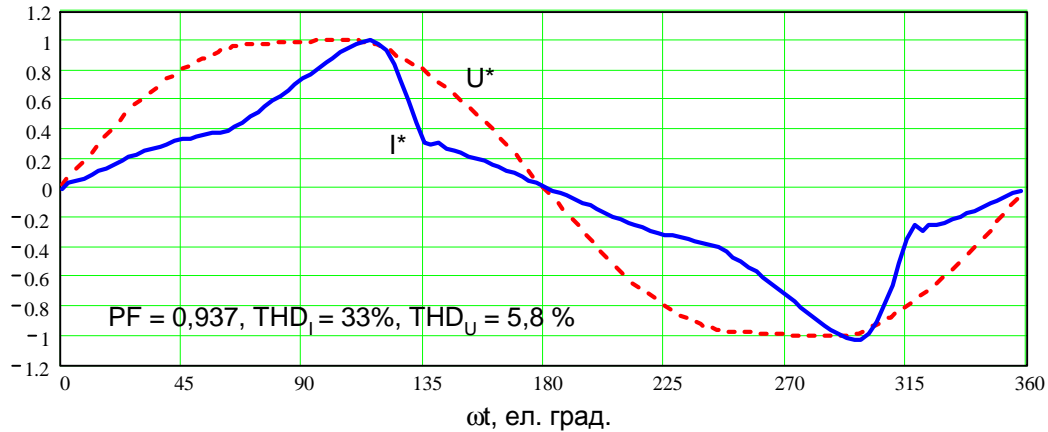


Рис. 5.11. ККП імітує активний опір

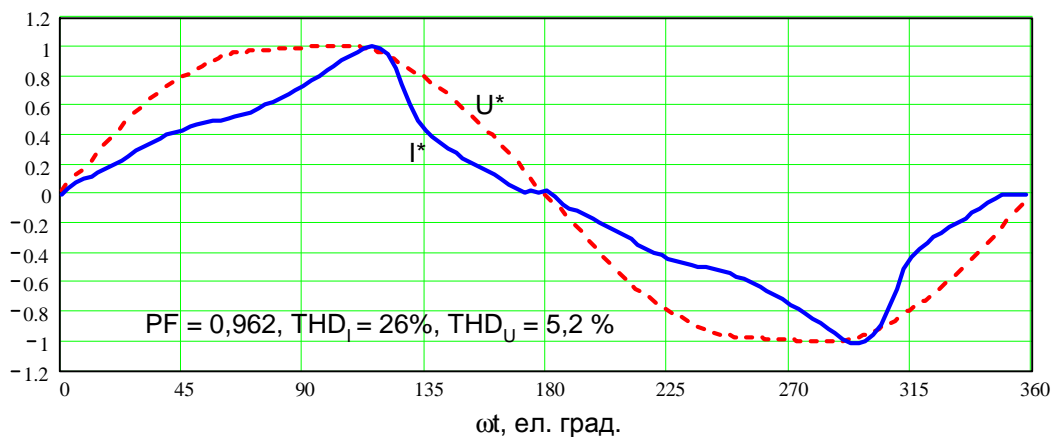


Рис. 5.12. ККП в режимі активної фільтрації

Як видно з представлених осцилограм, включення функції активної фільтрації в ККП призвело до підвищення КП с 0,937 до 0,962; зниження  $THD_I$  з 33 % до 26 % і зниження  $THD_U$  з 5,8 % до 5,2 %, що підтверджує працездатність описаного способу управління активним ККП.

На рис. 5.13 представлені осцилограми напруги на виході діодного моста ККП (крива  $u$ ) і сигналу уставки струму мережі (крива  $i^*$ ), який формується модулем обробки сигналу (рис. 5.10).

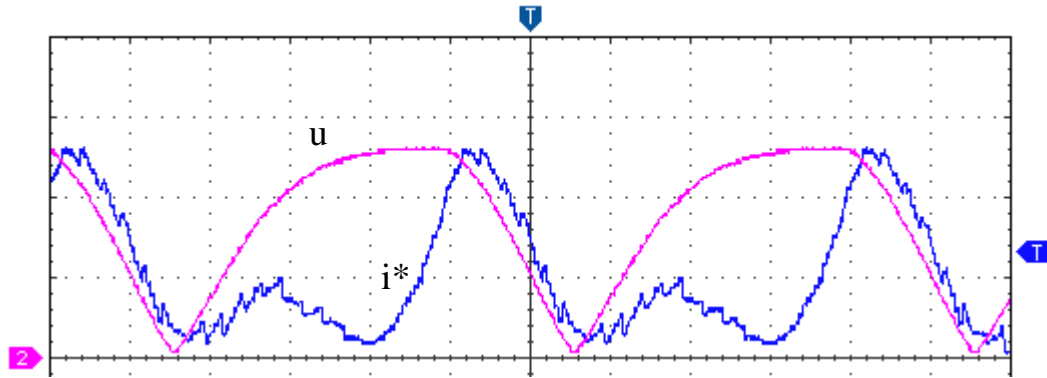


Рис. 5.13. Осцилограми напруги на виході діодного моста і сигнал струму завдання ККП

Видно гарний збіг з результатами моделювання (рис. 5.5).

Таким чином, розроблений автором метод управління активним ККП дозволяє обмежено інтегрувати в нього функції паралельного активного фільтра без датчиків струму, що дозволяє поліпшити спектральний склад напруги мережі живлення. Метод може бути застосований для практично всіх відомих топологій ККП, в яких реалізовано пряме управління вхідним струмом.

Аналогічний метод і система управління можуть бути застосовані для 3-фазних активних ККП, а також для джерел живлення з безпосереднім перетворенням, в яких є можливість прямого управління лінійними струмами. При цьому слід лише враховувати, що в разі трипровідного підключення до трифазної мережі необхідно відфільтровувати нульову послідовність в фазних напругах перед обробкою їх відповідно до описаного вище алгоритма.

## ВИСНОВКИ ПО РОЗДІЛУ 5

Автором запропоновано новий підхід до створення зварювальних джерел з функціями поліпшення спектрального складу напруги мережі за рахунок введення в них функції фільтрації вищих гармонік струму, що дозволить забезпечити дотримання вимог стандартів електромагнітної сумісності технічних засобів, підвищити якість електроенергії та поліпшити умови роботи інших навантажень, в т.ч. зварювального обладнання, підключених до тієї ж мережі.

Вперше запропоновано спосіб керування активним випрямлячем, який дозволяє обмежено інтегрувати в нього функції паралельного активного фільтра вищих гармонік струму. Використання цього способу керування в зварювальних інверторах з активними випрямлячами дозволяє підвищити КП електротехнічного комплексу, до складу якого входять ці інвертори, покращити якість напруги живлення в точках їх приєднання, знизити діючий струм споживання комплексу, знизити втрати енергії в мережі живлення.

## РОЗДІЛ 6

### ДОСЛІДЖЕННЯ І РОЗРОБКА ПРИНЦИПІВ І ОБЛАДНАННЯ ДЛЯ УПРАВЛІННЯ ЯКІСТЮ ЗВАРЮВАЛЬНОГО ПРОЦЕСУ З БОКУ ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ

Статичні і динамічні характеристики джерела живлення і його здатність підтримувати стабільне горіння дуги чинять суттєвий вплив на якість зварного з'єднання. Тому актуальною є задача створення джерел живлення для зварювання і споріднених технологій, які мають поліпшені техніко-економічні характеристики.

#### **6.1 Дослідження і розробка інверторних джерел з підвищеною напругою холостого ходу**

При ручному дуговому зварюванні покритим електродом (ММА), а також зварюванні в середовищі інертного газу (MIG), в т.ч. неплавким електродом (TIG), виникає необхідність, по-перше, полегшити ініціювання дугового розряду, по-друге, стабілізувати процес горіння дуги. При живленні дуги від джерела змінного струму повторне ініціювання дуги повинно відбуватися після кожного переходу вихідної напруги джерела через нуль. Крім того, при TIG зварюванні бажано обмежити енергію, яка виділяється при пробі дугового проміжку, так як при підвищеній енергії розряду має місце ерозія неплавкого електроду, що скорочує його термін служби. Тому актуальною є задача стабілізації дуги, ініціювання дуги при мінімально необхідній енергії розряду і забезпечення стабільного горіння дуги в процесі зварювання.

При ручному дуговому зварюванні електродами постійного струму з живленням від інверторного джерела виникають проблеми з запалюванням і утриманням дуги (дуга горить нестійко, електрод часто «залипає»). Причина

– низька напруга холостого ходу ( $U_{xx}$ ) інверторних джерел для дугового зварювання. Так, для джерел, виконаних за мостовою схемою,  $U_{xx}$  становить 60 – 65 В [275, 276] і практично не має пульсацій; для джерел на основі прямоходового перетворювача  $U_{xx}$  становить 50 – 60 В (імпульси амплітудою близько 100 В і скважністю близько 0,5) (рис. 6.1).

Причому для зварювальних джерел з низькочастотними трансформаторами ситуація з підпалюванням дуги краще, ніж для інверторних. Пов'язано це з тим, що, хоча напруга холостого ходу джерела близько 60 В (діюча для джерела змінного струму або середня для джерела постійного струму), його амплітуда становить близько 100 В (рис. 6.2), що і є сприятливим фактором для збудження дуги і стабілізації її горіння. Крім того, значна (порівняно з вихідною індуктивністю інверторних джерел) індуктивність розсіювання низькочастотного зварювального трансформатора полегшує підпал дуги за рахунок своєї ЕРС самоіндукції, що виникає в момент відриву електрода від виробу і може досягати декількох сотень вольт.

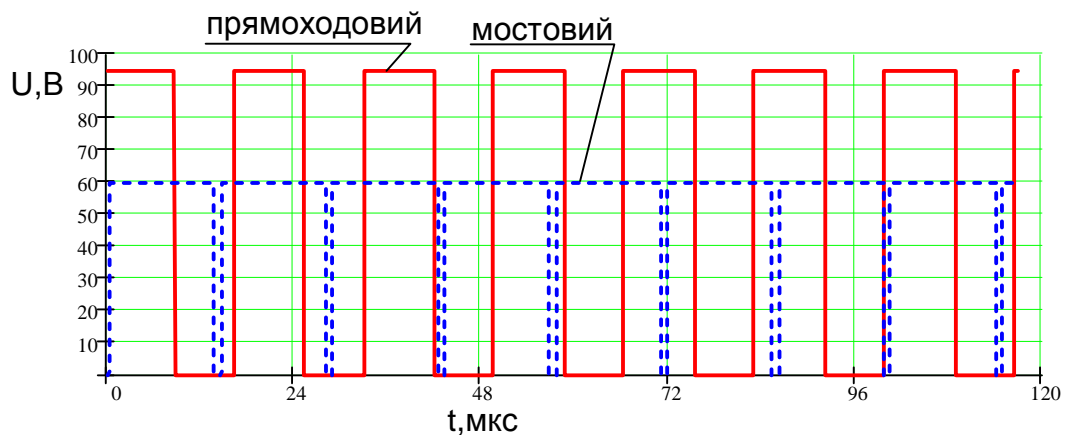


Рис. 6.1. Вихідна напруга холостого ходу інверторних зварювальних джерел

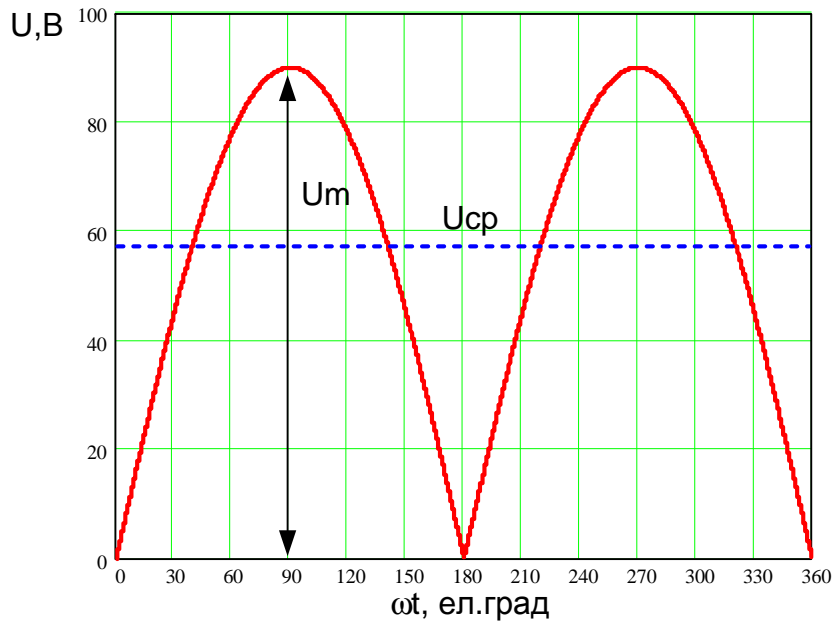


Рис. 6.2. Вихідна напруга холостого ходу однофазного зварювального трансформатора з випрямлячем

У зварювальних джерелах живлення для забезпечення підвищеної напруги холостого ходу і полегшення запалювання дуги, а також для підтримки «чергової» дуги може застосовуватися подвійний випрямляч з баластними струмообмежувальними резисторами [277]. Недоліком такого рішення є великі втрати потужності на цих резисторах.

В роботі [278] представлено технічне рішення інверторного джерела живлення, в якому для забезпечення регулювання вихідної напруги в широких межах трансформатор виконаний з двома первинними обмотками, а в мостовий інвертор додатково введені два однонаправлених і два двонаправлених ключа (рис. 6.3).

При включеному ключі  $S1$  працює силовий міст з транзисторів  $VT1 - VT4$  і обмотка  $I_a$  трансформатора  $T1$ . Ключ  $S2$  і транзистори  $VT5, VT6$  закриті. Коефіцієнт трансформації в цьому випадку визначається відношенням числа витків обмотки  $I_a$  до числа витків обмотки  $II$ .

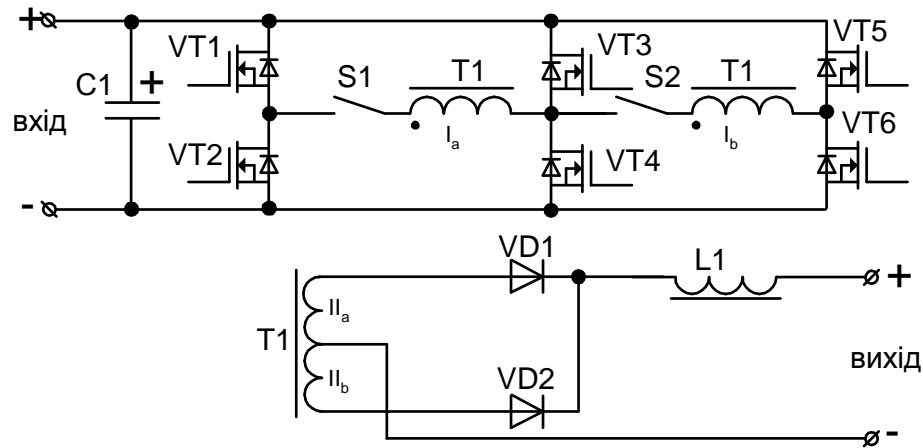


Рис. 6.3. Інверторне джерело з перемиканням первинних обмоток силового високочастотного трансформатора [278]

Для включення в роботу обмотки  $I_b$  трансформатора  $T1$  ключ  $S1$  і транзистори  $VT1, VT2$  закриваються, потім включається ключ  $S2$  і працює міст з транзисторів  $VT3 - VT6$ . Коефіцієнт трансформації тепер дорівнює відношенню числа витків обмотки  $I_b$  до числа витків обмотки  $II$ .

Якщо закрити транзистори  $VT3, VT4$  і відкрити обидва ключа  $S1, S2$ , то схема перетворюється в мостовий перетворювач на транзисторах  $VT1, VT2, VT5, VT6$ , навантажений на згідно-послідовно з'єднані обмотки  $I_a$  і  $I_b$  трансформатора  $T1$ . Коефіцієнт трансформації в цьому режимі дорівнює відношенню суми числа витків обмотки  $I_a$  і обмотки  $I_b$  до числа витків обмотки  $II$ .

Недоліком схеми є необхідність застосування додаткових активних силових елементів і підвищена складність системи управління ними.

В даний час більшість зварювальних інверторів будуються на основі перетворювачів з непереключаємим коефіцієнтом трансформації силового трансформатора і одним випрямлячем [279]. Така побудова схеми дозволяє забезпечити регулювання вихідного струму в широких межах. Однак для цілей зварювання бажано мати підвищену напругу холостого ходу джерела живлення. Так, робоча вихідна напруга при зварюванні становить (9 ... 40) В (в залежності від виду процесу – MMA, TIG, MAG, MIG), а напруга



холостого ходу для забезпечення ініціації дугового розряду має бути (80 ... 120) В. Це призводить до необхідності розраховувати трансформатор на підвищену вихідну напругу, що в свою чергу веде до збільшення струму його первинної обмотки і збільшення втрат в інверторі. Крім того, силові компоненти інвертора повинні бути обрані на збільшений струм, що погіршує економічні показники інверторного зварювального джерела живлення.

Автором запропонований варіант вдосконаленого інверторного джерела живлення для зварювання, в якому за рахунок внесення нових елементів забезпечується підвищення вихідної напруги при малих струмах навантаження без зміни коефіцієнта трансформації силового високочастотного трансформатора. Це дозволяє підвищити ККД джерела і його питому потужність, тим самим поліпшити техніко-економічні та споживчі показники.

Суть ідеї полягає в тому, щоб використовувати вихідний згладжуючий дросель як вольтододавальний резонансний трансформатор. Для цього він виконується з лінеаризацією вебер-амперної характеристики (наприклад, за рахунок виконання магнітопроводу з немагнітним зазором) і має додаткову обмотку. Ця обмотка з послідовно з'єднаним конденсатором утворюють контур, який підключається до вторинної обмотки силового високочастотного трансформатора за допомогою електронного ключа. Таким чином, «розгойдування» контуру проводиться силовим інвертором і не вимагає введення додаткових перетворювачів. Система управління інвертором модифікована таким чином, що в режимі підпалу дуги (з підвищеною вихідною напругою) забезпечується зміна частоти перемикання його силових ключів.

На рис. 6.4 приведена електрична схема силової частини інверторного джерела живлення для зварювання із запропонованою модифікацією.

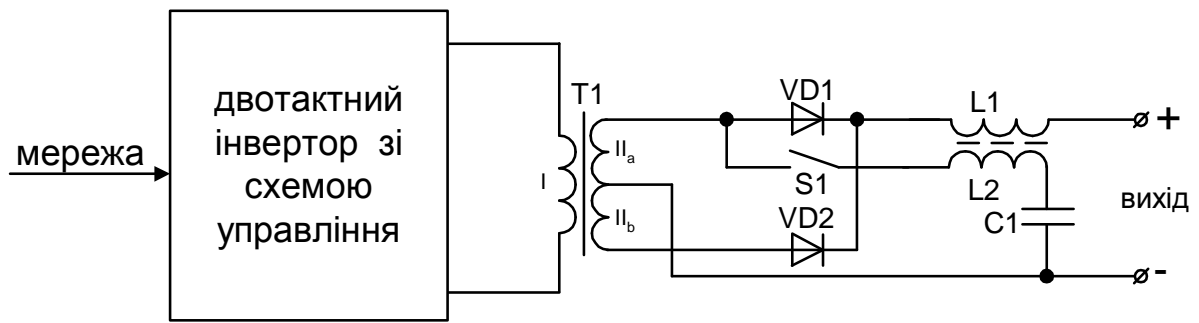


Рис. 6.4. Схема силової частини інверторного джерела живлення для зварювання з підвищеною напругою запалювання дуги

Струм послідовного RLC-ланцюга при прикладенні до нього напруги  $U$  з частотою  $\omega$  визначається як [280]:

$$i = \frac{\dot{U}}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}}, \quad (6.1)$$

а напруга на індуктивності – як

$$\dot{U}_L = i \cdot j\omega L = \frac{\dot{U} \cdot j\omega L}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \dot{U} \frac{-\omega^2 LC}{j\omega RC + 1 - \omega^2 LC}. \quad (6.2)$$

Модуль напруги на індуктивності:

$$U_L = U \frac{\omega^2 LC}{\sqrt{(\omega RC)^2 + (1 - \omega^2 LC)^2}}. \quad (6.3)$$

На рис. 6.5 наведені амплітудно-частотні характеристики (АЧХ) контуру L2C1 в діапазоні частот 10 кГц ... 100 кГц ( $U_L$  – напруга на L2,  $I$  – струм контуру L2C1). Параметри контуру: L2 = 140 мкГн, C1 = 0,1 мкФ,

загальний послідовний активний опір 1 Ом, амплітуда напруги на вторинній обмотці 20 В, форма напруги вторинної обмотки – прямокутна.

Як видно, в діапазоні частот, близьких до резонансної (42 кГц), напруга на L2 досягає сотень вольт, що дозволяє забезпечити легкий підпал дуги.

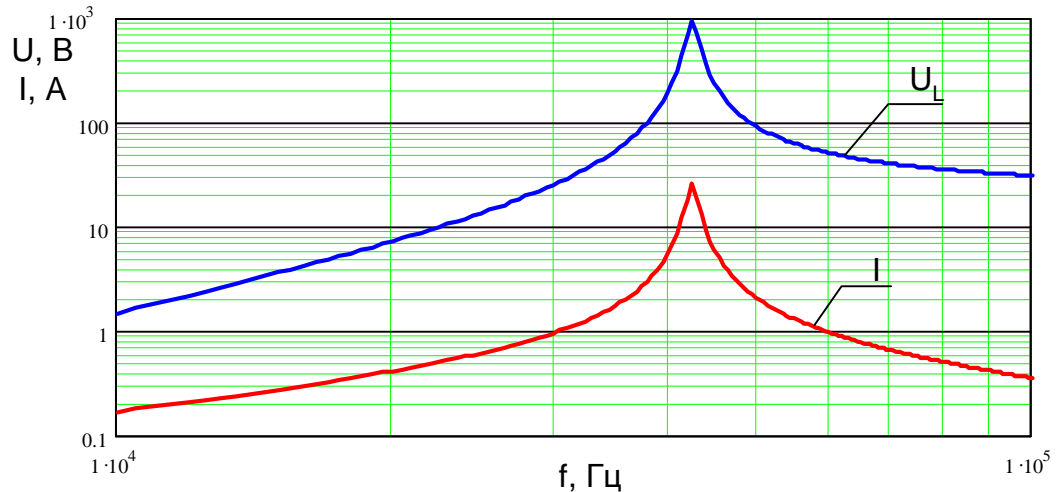


Рис. 6.5. АЧХ послідовного резонансного контуру.

Джерело складається з двотактного інвертора зі схемою управління (мостовий інвертор з живленням від постійної напруги 300 В, частота перемикання від 20 до 50 кГц, комбіноване широтно-імпульсне і частотно-імпульсне управління), до виходу якого підключена первинна обмотка високочастотного трансформатора Т1 (осердя ETD59/31/22, обмотка I має 27 витків), вторинна обмотка II<sub>а</sub>, II<sub>б</sub> (обидві по 6 витків) цього трансформатора виконана з відводом від середини, крайні її виводи підключені до анодів діодів вихідного випрямляча VD1, VD2 (150EBU04), катоди діодів в з'єднанні між собою і підключені до виходу джерела через згладжуючий дросель L1 (14 витків на осерді ETD59/31/22 з немагнітним зазором 0,4 мм). В джерело додатково введені ключ S1 (транзистор IRG4BC20UD) і конденсатор C1 (0,1 мкФ × 1000 В), в дросель введена додаткова обмотка L2 (12 витків), один вивід якої через конденсатор підключений до середньої точки вторинної обмотки високочастотного

трансформатора, а другий вивід підключений через ключ до одного з крайніх виводів вторинної обмотки високочастотного трансформатора.

Підвищення напруги при малих струмах навантаження забезпечується за рахунок «накачування» резонансного контуру, утвореного елементами L2C1, при включеному ключі S1.

У режимі холостого ходу контур L2C1 підключається до вторинної обмотки силового високочастотного трансформатора, а інвертор переходить на резонансну частоту L2C1. У контурі починає накопичуватися енергія, що супроводжується зростанням струму ключа S1 і напруг на C1, L2, L1.

Якщо струм ключа S1 стає занадто великим, система управління інвертором підвищує частоту перемикання, що веде до зниження струму контуру L2C1. Таким чином відбувається стабілізація струму «накачування» і напруги на елементах контуру.

Якщо відбулося ініціювання дуги, напруга на виході інверторного джерела живлення знижується до величини напруги на дуговому проміжку, система управління вимикає ключ S1 і відключає контур L2C1 від вторинної обмотки трансформатора. Таким чином, під час горіння дуги ключ S1 розімкнутий і контур L2C1 не впливає на роботу дроселя L1.

Резонансна частота L2C1 становить понад 42 кГц. Амплітуда напруги на електроді при роботі пристрою становить (300 – 350) В при струмі «накачування» 8 А, що забезпечує легкий підпал дуги при ручному дуговому зварюванні.

З міркувань безпеки витримка часу на ініціювання дуги встановлена близько 1 с, а в системі управління інвертором реалізована функція Lift-Arc.

Таким чином, топологія схеми, наведена на рис. 6.9, дозволяє забезпечити підвищену вихідну напругу інверторного зварювального джерела живлення при холостому ході і при малих струмах навантаження, полегшує процес підпалу дуги при зварюванні.

При цьому коефіцієнт трансформації високочастотного трансформатора інверторного джерела живлення для зварювання

залишається незмінним, а первинний струм зростає незначно. Це дозволяє уникнути підвищення струмового навантаження на інвертор джерела, підвищити питому потужність і ККД зварювального джерела при поліпшенні споживчих властивостей.

Наведене вище рішення тягне за собою установку додаткового електронного ключа зі схемою управління ним і не вимагає переробки силового високочастотного трансформатора. Це ефективно для доопрацювання існуючих джерел, але в разі проектування нового джерела можна обійтися без додаткового електронного ключа.

Так, автором розроблено схемне рішення, що забезпечує підвищення вихідної напруги інверторного джерела при малих струмах навантаження за рахунок введення додаткових обмоток в силовий високочастотний трансформатор.

Підвищена вихідна напруга досягається за рахунок встановлення додаткового випрямляча, підключеного до додаткових обмоток, а обмеження струму виконано за рахунок реактивних елементів в високочастотному ланцюзі, що дозволяє зберегти високий ККД джерела.

На рис. 6.6 приведена електрична схема силової частини двотактного інверторного зварювального джерела живлення з підвищеною вихідною напругою при малих струмах навантаження.

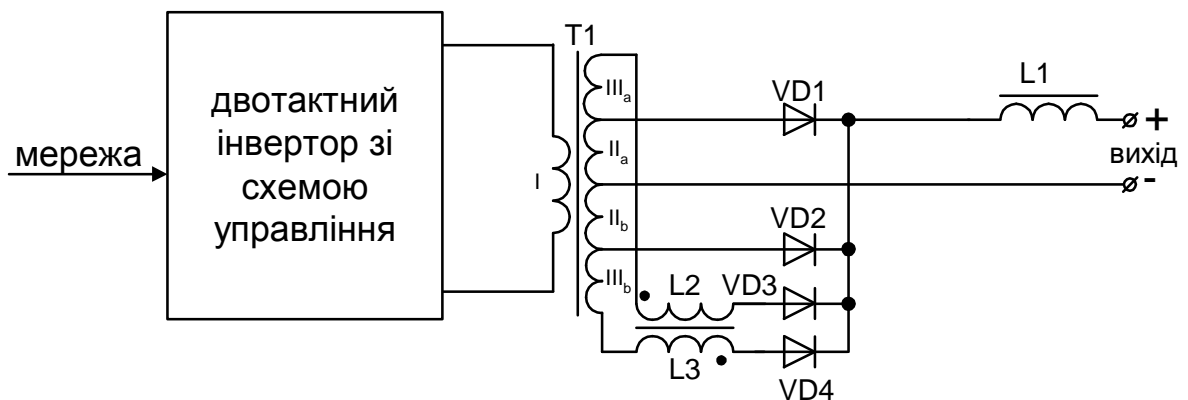


Рис. 6.6. Схема силової частини інверторного джерела з підвищеною напругою холостого ходу

Джерело складається з двотактного інвертора зі схемою управління (мостовий інвертор з живленням від постійної напруги 300 В, частота перемикання 30 кГц, широтно-імпульсне управління), до виходу якого підключена первинна обмотка високочастотного трансформатора Т1 (осердя ETD59/31/22, обмотка I має 27 витків), вторинна обмотка (II<sub>а</sub>, II<sub>б</sub>, обидві по 6 витків) цього трансформатора виконана з відводом від середини, крайні її виводи підключені до анодів двох діодів вихідного випрямляча VD1, VD2 (150EВU04), катоди діодів з'єднані між собою і підключені до виходу джерела через згладжуючий дросель L1 (33 витка на тороїдальному осерді з розпиленого заліза T200-52). У високочастотний трансформатор Т1 введені дві додаткові обмотки III<sub>а</sub>, III<sub>б</sub> (обидві по 5 витків), які підключені до кінців вторинної обмотки цього трансформатора і з'єднані згідно-послідовно з нею, вільні виводи додаткових обмоток підключені: перший – до початку обмотки першого додаткового дроселя L2 і другий – до кінця обмотки другого додаткового дроселя L3, аноди двох додаткових діодів VD3, VD4 (збірка 30CPU04) підключені до вільних виводів додаткових дроселів, катоди з'єднані між собою і підключені до точки з'єднання катодів діодів вихідного випрямляча. Дроселі L2, L3 намотані на тороїдальному осерді з розпиленого заліза T175-52 і мають по 25 витків.

Підвищення напруги при малих струмах навантаження забезпечується за рахунок додатково введеного в схему випрямляча на діодах VD3, VD4 з реактивним обмеженням струму дроселями L2, L3. На відміну від відомих схем з баластними резисторами такий підхід дозволяє уникнути додаткових втрат активної потужності.

Якщо вихідна напруга інвертора є меандром з частотою  $f$ , то максимальний струм діодів VD3, VD4 при безперервному вихідному струмі джерела дорівнює:

$$I_{3\max} = \frac{\frac{u_3}{2L_3 \cdot f}}{1 + \frac{u_3}{u_3 + 2u_2}}, \quad (6.4)$$

де  $u_3$  – напруга на додатковій обмотці III<sub>a</sub> чи III<sub>b</sub> (ці напруги однакові),  
 $u_2$  – напруга на обмотці II<sub>a</sub> чи II<sub>b</sub> (ці напруги однакові),  $L_3$  –  
індуктивність дроселя L2 чи L3 (вони однакові).

Так, для наведених вище номіналів компонентів і амплітуді напруги на первинній обмотці T1 300 В струм  $I_{3\max}$  дорівнює приблизно 14 А. При роботі під навантаженням (при безперервному вихідному струмі в L1)  $I_{3\max}$  залишається майже незмінним, тобто наявність додаткового випрямляча (VD3, VD4) не призводить до значного підвищення навантаження на інвертор. Вихідний струм інвертора визначається головним чином наведеним струмом навантаження, який протікає через діоди основного вихідного випрямляча VD1, VD2.

Оскільки дроселі L2, L3 працюють з постійною складовою струму, для усунення одностороннього підмагнічування вони виконані на одному осерді і включені протифазно. Наявність взаємної індуктивності між ними не має значного впливу на роботу схеми, оскільки струми в L2 і L3 з'являються в різні моменти часу – вони працюють на різних напівхвилях вторинної напруги силового трансформатора.

Зварювальне інверторне джерело, виконане за схемою, наведеною на рис. 6.6, дозволяє забезпечити підвищену вихідну напругу при малих струмах навантаження і холостому ході, що полегшує процес підпалу дуги.

Описане вище схемне рішення може бути ефективно застосоване в однофазних інверторних зварювальних джерелах живлення з метою підвищення КП. Завдяки розширенню діапазону вихідної напруги інвертора в джерелі можна застосувати випрямляч з частковою корекцією КП за схемою Valley-Fill (рис. 6.7). Особливістю роботи такого випрямляча є те, що його

вихідна напруга змінюється від  $\frac{1}{2}$  до 1 амплітуди напруги мережі, частота пульсацій дорівнює подвоєній частоті мережі.

Якщо миттєва абсолютна напруга мережі перевищує 0,5 амплітуди, то навантаження (мостовий інвертор) отримує живлення безпосередньо від мережі через міст BR1. При цьому, коли модуль напруги мережі перевищує суму напруг на конденсаторах C1 і C2, відбувається заряд останніх через діод VD2 і термістор NTC1, призначений для обмеження зарядного струму конденсаторів при початковому включенні джерела в мережу.

Якщо ж модуль миттєвої напруги мережі менше 0,5 амплітуди, навантаження живиться від паралельно з'єднаних конденсаторів C1 і C2 через діоди VD1 і VD3. Споживаний від мережі струм в цьому випадку близький до нуля.

Для наближення форми споживаного з мережі струму до форми напруги система управління інвертором джерела синтезована таким чином, що його споживаний струм пропорційний напрузі живлення.

Математичне моделювання показує, що максимум КП в цьому випадку становить понад 0,97, а коефіцієнт гармонік вхідного струму – менше 25 %. Стійкість горіння дуги при цьому забезпечується схемним рішенням вихідного випрямляча, описаним вище.

Така побудова схеми дає можливість різко зменшити запас енергії в накопичувальних конденсаторах, знизивши тим самим габарити і собівартість джерела, а також уникнути застосування спеціальних схем обмеження зарядного струму (при значній запасеній в конденсаторах енергії замість термістора зазвичай застосовують потужний резистор і силове реле з нормально розімкненим контактом, включеним паралельно цьому резистору).



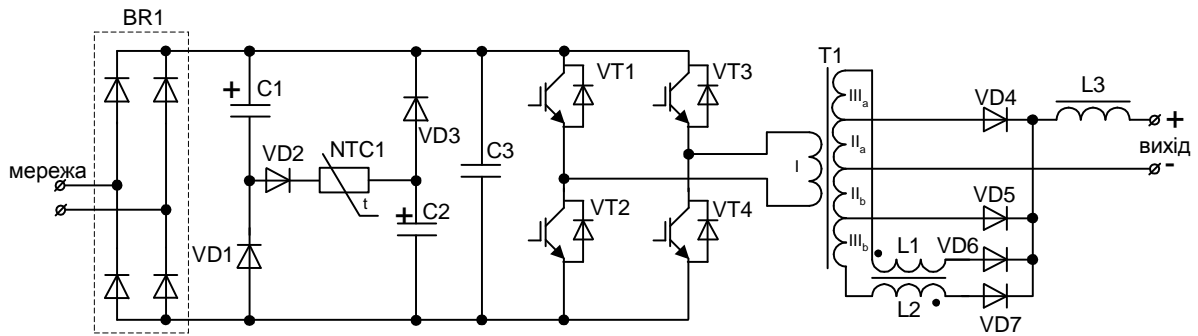


Рис. 6.7. Схема силової частини інверторного зварювального джерела з частковою корекцією коефіцієнта потужності

Із застосуванням описаних рішень автором виготовлено експериментальне зварювальне джерело з однофазним живленням. Його принципова електрична схема показана на рис. 6.8.

Мостовий інвертор виконаний на транзисторах IRG4PC50UD, керованих за допомогою драйверів IRS2113. Система управління повністю реалізована на однокристальному мікроконтролері STM32F100C8T6B, який працює з тактовою частотою 24 МГц. Живлення схеми управління виконано від допоміжного джерела +18 В з низькочастотним трансформатором і лінійним стабілізатором напруги (на схемі не показано).

Структурна схема системи управління джерела наведена на рис. 6.9.

Для максимізації використання силового трансформатора частота перемикання силових ключів моста зроблена змінною і пропорційною напрузі на виході діодного моста. Це дозволяє в деякій мірі стабілізувати амплітуду магнітного потоку в трансформаторі, знизити втрати потужності в інверторі і збільшити жорсткість вихідної характеристики трансформатора.

Зовнішній вигляд високовольтної силової частини джерела показаний на рис. 6.10, зовнішній вигляд плати управління – на рис. 6.11.

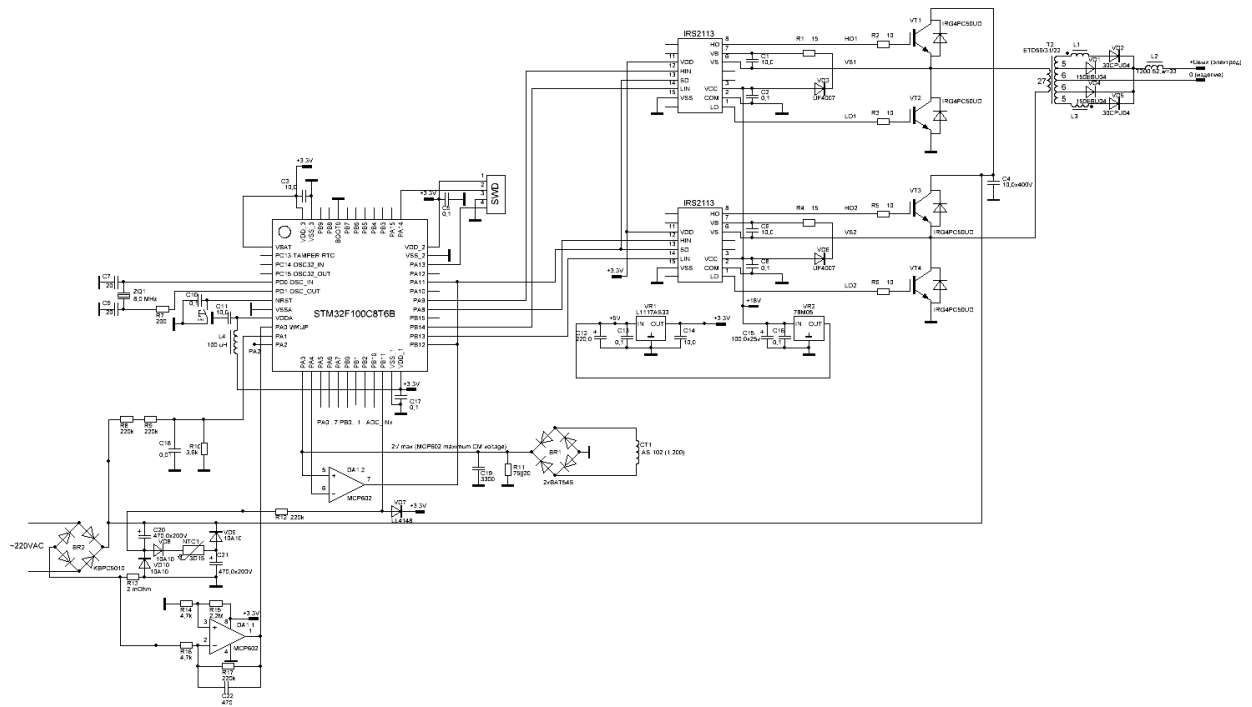


Рис. 6.8. Принципова електрична схема зварювального інвертора з однофазним живленням і частковою корекцією коефіцієнта потужності

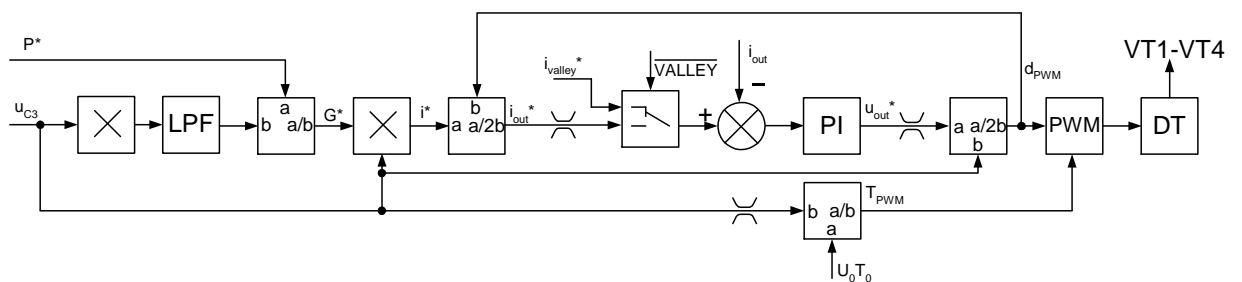


Рис. 6.9. Структурна схема системи управління зварювального інвертора з однофазним живленням і частковою корекцією коефіцієнта потужності



Рис. 6.10. Зовнішній вигляд плати силового інвертора зварювального джерела з однофазним живленням

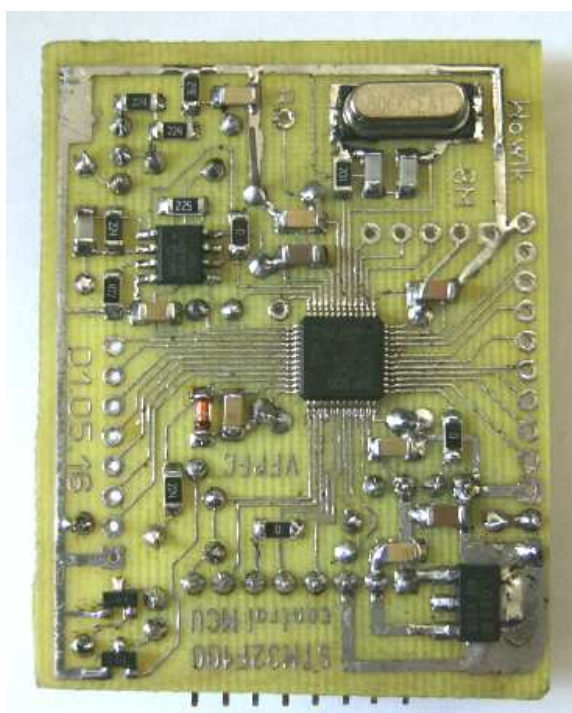


Рис. 6.11. Плата управління інверторного зварювального джерела з однофазним живленням

Випробування описаного інверторного джерела із застосуванням вимірювального обладнання, описаного в розділі 2, показали, що коефіцієнт потужності знаходиться в межах 0,92...0,96, причому великі значення відповідають більшій вихідній потужності. Зниження коефіцієнта потужності в порівнянні з теоретичним пояснюється, по-перше, наявністю імпульсів підзарядки накопичувальних конденсаторів C1, C2 і блокуючого конденсатора C3 (рис. 6.7), по-друге, точністю і швидкістю роботи регулятора струму в системі управління.

## **6.2 Дослідження і розробка джерела живлення для зварювання змінним струмом**

Для зварювання алюмінієвих сплавів часто використовується TIG (Tungsten Inert Gas) процес, при якому електрична дуга змінного струму горить між неплавким вольфрамовим електродом і алюмінієвим виробом.

Так як напруга на зварювальній дузі в одному напівперіоді може відрізнятись від напруги в іншому напівперіоді через різні емісійні властивості електрода і металу виробу, в зварювальному ланцюзі виникає постійна складова струму, яка може становити до 70 – 80 % робочого зварювального струму [281, 282]. Ця складова зварювального струму викликає підмагнічування осердя зварювального трансформатора, що призводить до зростання струму намагнічування і перегріву трансформатора.

Усунення постійної складової вторинного струму зварювального трансформатора може бути виконано шляхом включення в зварювальний ланцюг батареї конденсаторів [283, 284]. Перевагою такого способу є простота його реалізації. Недоліки способу: складність регулювання зварювального струму, погані масогабаритні показники, неможливість забезпечення якісного зварювального процесу без використання дорогого

устаткування, низька надійність обладнання (батареї електролітичних конденсаторів).

Для усунення постійної складової можуть бути застосовані компенсатори, що складаються з паралельно з'єднаних резистора, діода і тиристора [285 – 288]. Тиристор використовується для введення паузи (близько 1 мс) в основному струмі при переході його на пряму полярність. При цьому струм зворотної полярності йде через діод, а для забезпечення горіння «чергової» дуги при закритому тиристорі служить резистор. Такий спосіб не дозволяє повністю усунути підмагнічування зварювального трансформатора, хоча і доводить постійну складову до рівня 10 – 12 % основного струму.

У зварювальних джерелах, що використовують включення зварювального трансформатора в мережу через інвертор, може бути застосований спосіб усунення підмагнічування зварювального трансформатора, що полягає в непрямому вимірі його струму намагнічування і корекції сигналів управління інвертором [289].

Автором розроблений спосіб усунення постійної складової вторинного струму зварювального трансформатора [290], який полягає у включенні послідовно зі зварювальною дугою керованого джерела ЕРС (послідовного силового активного фільтра). Це дозволяє усунути постійну складову, регулювати діючий струм дуги і, підтримуючи нульовий баланс активної потужності джерела ЕРС, виконати його без додаткового джерела живлення.

Кероване джерело ЕРС виконане у вигляді мостового інвертора, утвореного чотирма силовими ключами з системою управління. Виводи змінного струму інвертора включені в зварювальний ланцюг. В ланці постійного струму інвертора включений накопичувальний конденсатор великої ємності.

Перевагами такого способу є: усунення постійної складової вторинного струму зварювального трансформатора, поліпшення масогабаритних показників джерела живлення, підвищення його надійності і забезпечення

плавного регулювання зварювального струму. До недоліків способу відноситься неможливість управління формою зварювального струму і доволі великий час перехідного процесу на початку зварювання через наявність контуру фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ), призначеного для формування сигналів синфазної і квадратурної компонент основної гармоніки ЕРС вихідної напруги силового послідовного активного фільтра. Оскільки ФАПЧ в силу своєї специфіки має досить великий час синхронізації (захоплення), в реальних умовах зварювального виробництва це призведе до порушення режиму зварювання в його початку (одразу після запалювання дуги) і може погіршити якість зварного з'єднання.

Автором удосконалено спосіб керування зварювальним струмом джерела з послідовним активним фільтром, що дозволяє підвищити якість зварних з'єднань за рахунок керування формою кривої струму дуги, збільшення швидкодії системи управління і поліпшення стабільності процесу зварювання [291 – 296].

Суть методу полягає в тому, що регулювання струму дуги забезпечується послідовним активним фільтром зі зворотним зв'язком по вихідному струму, причому завдання на струм дуги формують у вигляді періодичної кривої з частотою мережі і нульовим середнім значенням. Амплітуду цієї кривої встановлюють залежно від потрібного діючого зварювального струму, а фазовий зсув відносно напруги первинної обмотки зварювального трансформатора встановлюють з умови нульової середньої активної потужності послідовного активного фільтра.

На рис. 6.12 показана схема силової частини зварювального джерела змінного струму. Послідовний активний фільтр позначений як SAF (Series Active Filter). Слід зауважити, що вихідний дросель інвертора SAF в явному вигляді відсутній – в його якості використовується індуктивність розсіювання зварювального трансформатора Т1.

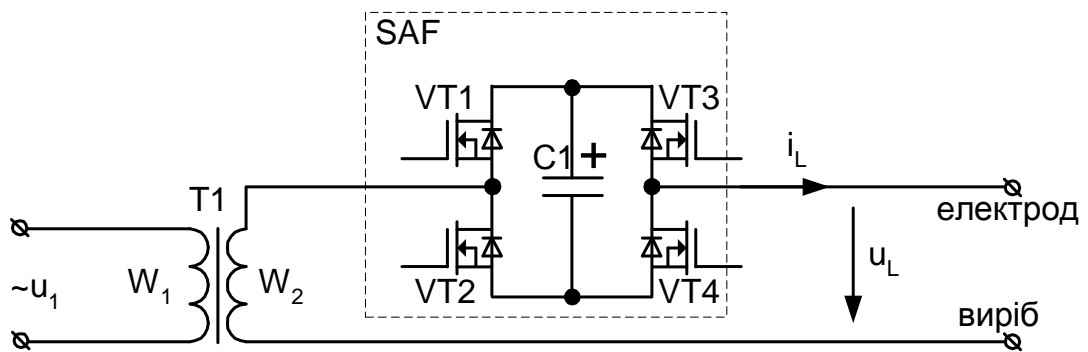


Рис. 6.12. Силова частина джерела для TIG зварювання з послідовним активним фільтром

Система управління послідовним активним фільтром задовольняє наступним критеріям:

1) формує зварювальний струм з нульовим середнім значенням (для усунення підмагнічування трансформатора) і заданою формою (для забезпечення стійкого горіння дуги і підвищення стійкості неплавкого електрода);

2) стабілізує напругу на накопичувальному конденсаторі ланки постійного струму послідовного активного фільтра для забезпечення коректної роботи його інвертора;

3) формує задану ВАХ джерела живлення (зокрема, обмеження струму КЗ для реалізації функції Lift-Arc – підпал дуги з торкання і «антизалипання», поступове підвищення струму дуги після підпалу для полегшення умов роботи неплавкого електрода);

4) має високу швидкодію і малий час реакції на перехідні процеси (КЗ електрода на виріб, обрив дуги).

На рис. 6.13 приведена структурна схема системи управління послідовним активним фільтром.

Для забезпечення максимальної швидкодії регулятора струму застосовано гістерезисне управління мостовим інвертором з трирівневим регулятором (НС – Hysteretic Controller), вихідний сигнал якого надходить на

блок формування безструмових пауз (DT – deadtime), який формує сигнали управління силовими ключами інвертора.

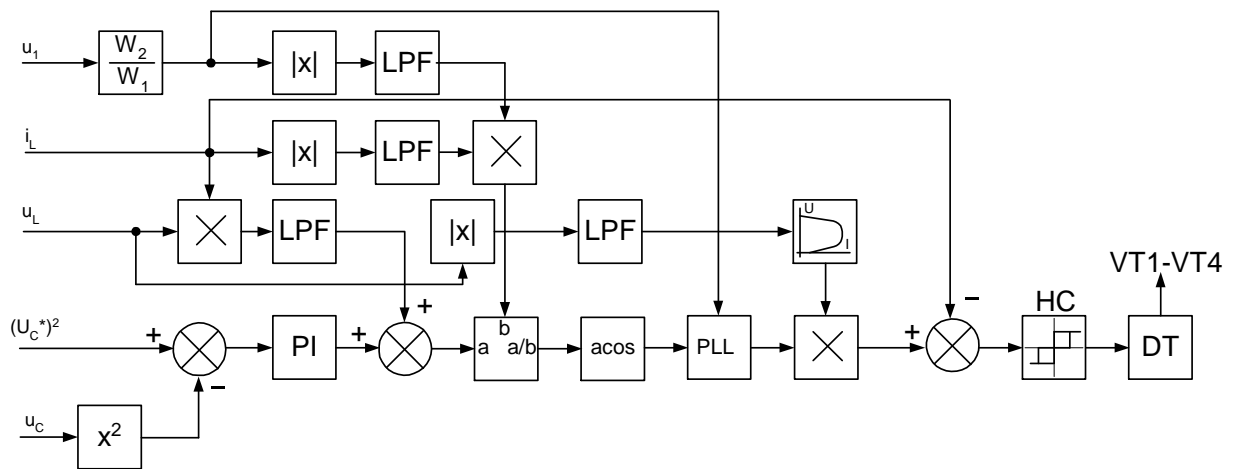


Рис. 6.13. Структурна схема системи управління послідовним активним фільтром

Стабілізація напруги ланки постійного струму виконується шляхом регулювання активної потужності послідовного фільтра за рахунок керування зсувом фази між першою гармонікою зварювального струму і напругою мережі.

Доцільніше було б синхронізувати вихідний струм з ЕРС вторинної обмотки зварювального трансформатора, але прямий вимір цієї ЕРС неможливий, а вимір вторинної напруги трансформатора практично марний, так як індуктивність розсіювання останнього використовується в якості фільтра модуляційних складових вихідної напруги інвертора послідовного фільтра. Це значить, що напруга вторинної обмотки має дуже високий рівень високочастотних завад.

Так як активна потужність послідовного фільтра пов'язана з енергією, накопиченою в його ланці постійного струму, для лінеаризації передавальної характеристики фільтра по активній потужності в колі зворотного зв'язку по



напрузі ланки ( $u_c$ ) встановлено перемножувач, який формує квадрат напруги  $u_c$ , так як енергія, запасена в конденсаторі, дорівнює  $W_C = C \frac{U_C^2}{2}$ .

Вихідний сигнал ПІ-регулятора напруги ланки постійного струму являє собою активну потужність послідовного фільтра  $P_{SAF}$ .

Для зменшення часу реакції на перехідні процеси застосовано прямий вимір впливів, що обурюють, таких як потужність навантаження (тобто дуги)  $P_{ARC}$  і приведена до вторинної обмотки напруга мережі  $U$ .

Потужність навантаження  $P_{ARC}$  обчислюється шляхом перемноження напруги на навантаженні  $u_L$  і струму  $i_L$  з подальшою фільтрацією за допомогою фільтра нижніх частот (LPF – Low Pass Filter) типу sinc<sup>1</sup>. Обчислення проводяться в цифровому вигляді, а фільтр LPF має передавальну функцію виду:

$$W_{LPF}(z) = \frac{1}{M} \frac{1 - z^{-M}}{1 - z^{-1}}, \quad (6.5)$$

де  $M$  – кількість відліків АЦП на період мережі (в практичній реалізації частота вибірок АЦП становить  $f_s = 75$  кГц і  $M = 1500$ ).

Особливістю АЧХ такого фільтра є те, що вона має нулі на частотах  $nf_s/M$ , де  $n$  – ціле число. Таким чином, у вихідному сигналі фільтра пригнічені всі гармоніки частоти мережі.

Напруга мережі, напруга і струм навантаження обчислюються шляхом фільтрації абсолютних значень вибірок цих сигналів, тобто представлені середньовипрямленими значеннями.

Розрахунок зсуву фази  $\varphi$  між основною гармонікою зварювального струму і напругою мережі здійснюється за виразом:

$$\varphi = \arccos\left(\frac{P_{SAF} + P_{ARC}}{U \cdot I_{ARC}}\right), \quad (6.6)$$

де  $I_{ARC}$  – діючий струм дуги, А.

Слід зазначити, що, оскільки напруга мережі зазвичай має близьку до синусоїдальної форму, активна потужність переноситься головним чином першою гармонікою струму. Тоді добуток  $U \cdot I_{ARC}$  має представляти повну потужність основної гармоніки і за визначенням повинен обчислюватися як добуток діючих значень напруги і струму основної гармоніки. Але струм дуги в практичній реалізації джерела має форму, близьку до прямокутної (про це сказано далі), отже, діюче значення його основної гармоніки дорівнює:

$$I_{1RMS} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} I_{ARC} . \quad (6.7)$$

Діюче значення основної гармоніки напруги при його синусоїдальній формі пов'язане із середньовипрямленим значенням як

$$U_{1RMS} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U . \quad (6.8)$$

Тепер отримаємо повну потужність основної гармоніки:

$$S_1 = U_{1RMS} \cdot I_{1RMS} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U \cdot \frac{4}{\pi\sqrt{2}} I_{ARC} = U \cdot I_{ARC} . \quad (6.9)$$

Таким чином, при прямокутній формі струму дуги і синусоїдальній формі напруги мережі результат розрахунку повної потужності основної гармоніки по середньовипрямленим напрузі і току є коректним.

Сигнал  $\varphi$  надходить на петлю ФАПЧ (PLL – Phase Locked Loop), функція якої – сформувати криву заданої форми з частотою мережі і

необхідним зсувом фази. Амплітуда вихідного сигналу ФАПЧ масштабується з урахуванням напруги на навантаженні і форми необхідної ВАХ зварювального джерела. Одержаний сигнал є сигналом завдання для регулятора струму.

Вимірювання середніх напруг, струмів і потужностей синхронізовані з переходом напруги мережі через нуль. Тому час реакції системи на перехідні процеси складає 20 – 40 мс.

Оптимальною формою зварювального струму для TIG зварювання алюмінію є меандр без постійної складової, аналогічно тому, який формується джерелом ТИР-300Д. По-перше, меандр має одиничний коефіцієнт амплітуди, що знижує максимальну температуру неплавкого вольфрамового електрода (справа в тому, що в разі синусоїдальної форми при переході струму через екстремуми температура електрода встигає підвищитися через його малу теплоємність, що веде до зниження терміну служби останнього). По-друге, висока швидкість переходу меандру через нуль збільшує стійкість горіння дуги, оскільки знижується ймовірність деіонізації дугового проміжку [219, 281].

Треба також зазначити, що при зміні полярності на електроді діє сума напруг вторинної обмотки трансформатора і вихідної напруги послідовного фільтра, що полегшує процес підтримки дуги.

У разі використання описаного джерела для MIG зварювання оптимальна форма струму може відрізнитися від меандру. Так, можлива реалізація режимів з накладенням імпульсів струму для скидання крапель електродного металу в джерелах з примусовим перенесенням.

Принципова схема послідовного активного фільтра експериментального зварювального джерела наведена на рис. 6.14.

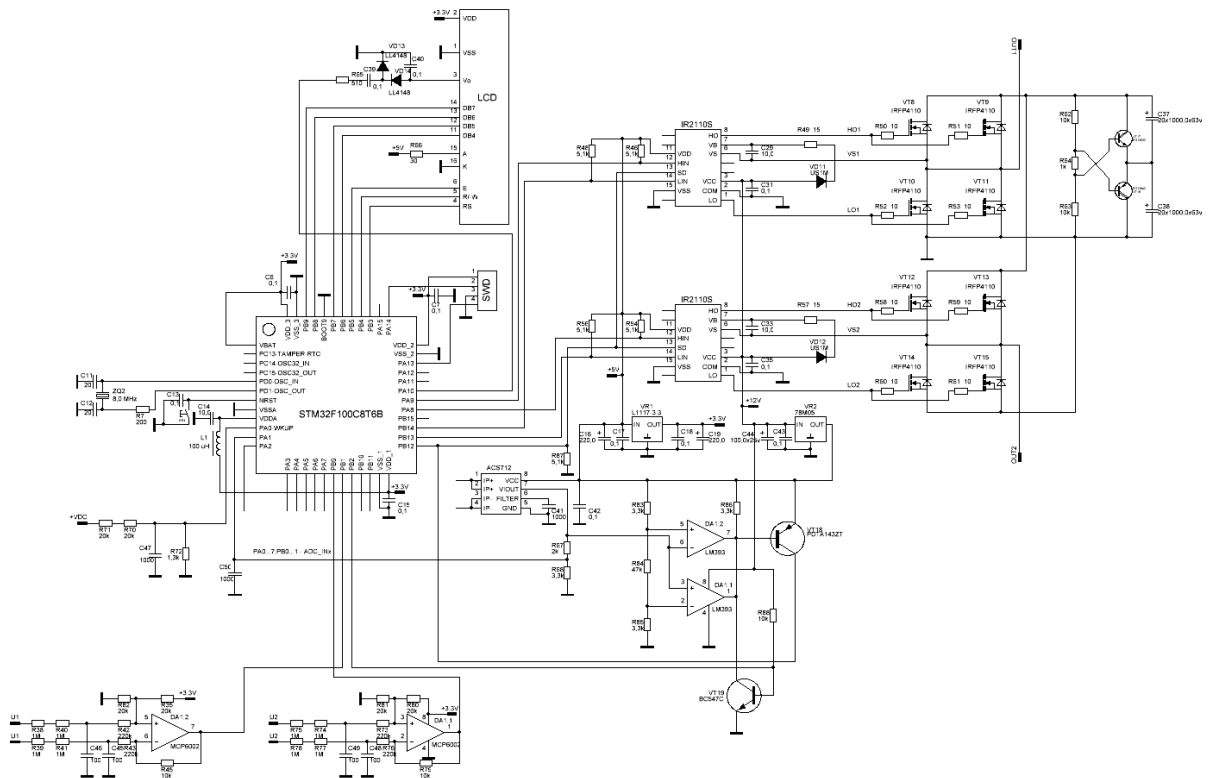


Рис. 6.14. Принципова електрична схема силового активного фільтра для ТІГ зварювання

В якості силових ключів використані польові транзистори IRFP4110 (по два в паралель) для зварювального струму до 120 А. Конденсатор ланки постійного струму має ємність 20000 мкФ і максимальну робочу напругу 126 В. Схема управління інвертором виконана із застосуванням спеціалізованих драйверів IR2110S і мікроконтролера STM32F100C8T6B, що працює на тактовій частоті 24 МГц.

Зовнішній вигляд силового послідовного активного фільтра показаний на рис. 6.15, а на рис. 6.16 показаний зовнішній вигляд його плати управління.

У пристрої передбачений рідкокристалічний текстовий індикатор 16 × 2 знакоміць з підсвічуванням. На нього в процесі роботи виводиться інформація про параметри джерела (повідомлення про готовність і помилки, напруга і струм дуги та ін.).

На рис. 6.17 приведена осцилограма зварювального струму при роботі описаного джерела.

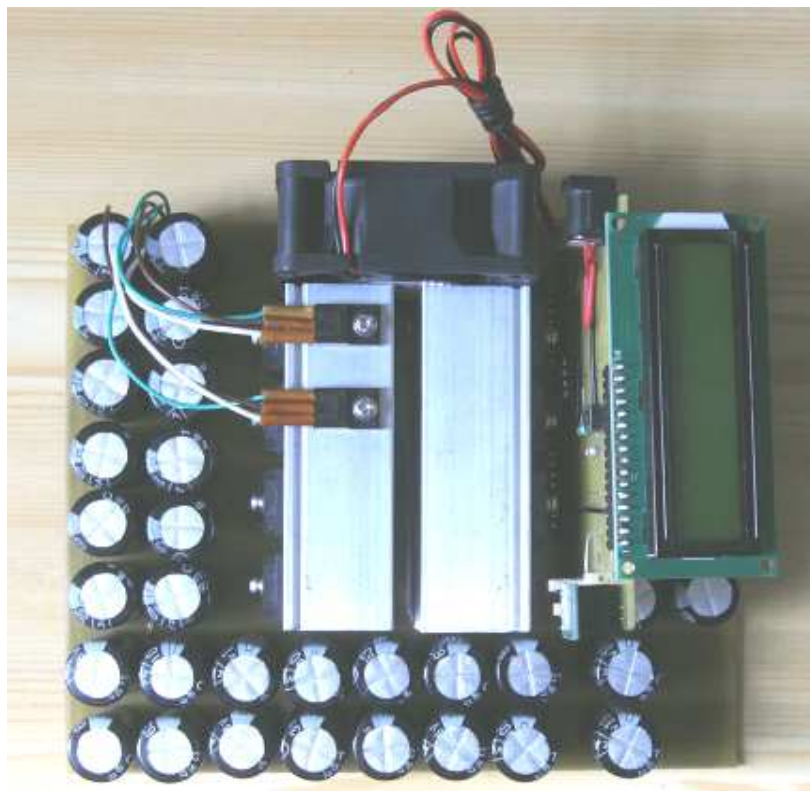


Рис. 6.15. Зовнішній вигляд силового активного фільтра для ТІГ зварювання

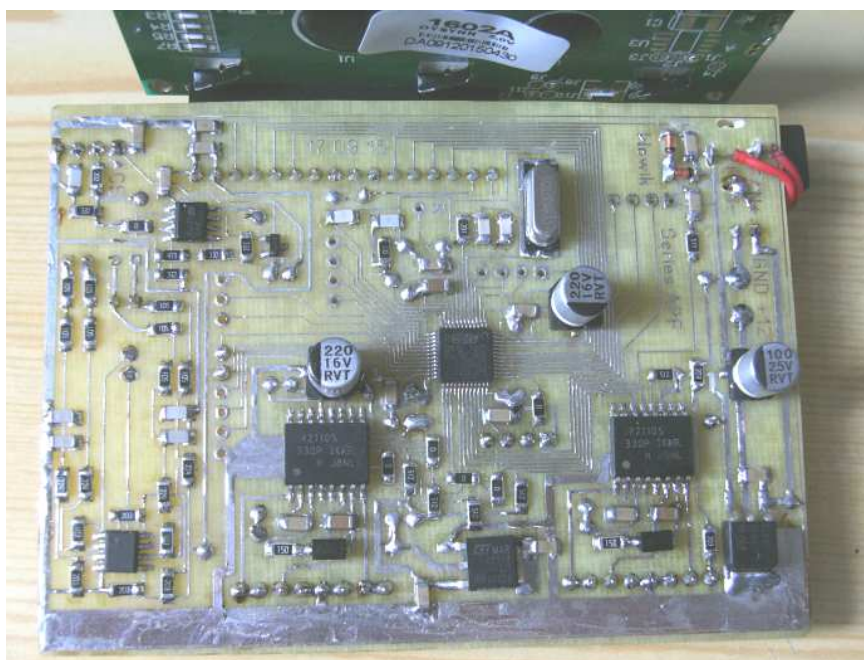


Рис. 6.16. Зовнішній вигляд плати управління послідовним активним фільтром

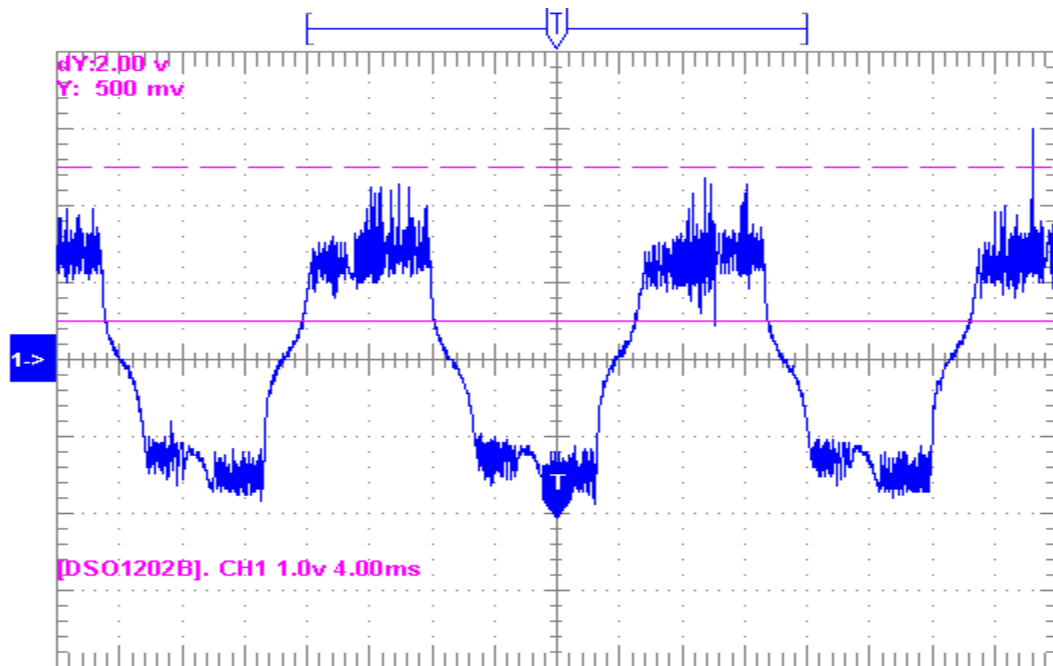


Рис. 6.17. Зварювальний струм при роботі джерела з послідовним силовим активним фільтром

Баланс активної потужності для підтримки постійної напруги в ланці постійного струму забезпечується за рахунок зсуву фази зварювального струму по відношенню до напруги мережі. Слід зауважити, що можлива робота з випереджаючим зсувом струму по відношенню до напруги мережі, тобто джерело при цьому є генератором реактивної потужності. На рис. 6.18 приведена поєднана осцилограма напруги і струму джерела в такому режимі. Умови повторних підпалів дуги при зміні полярності в цьому випадку дещо гірше, ніж в режимі споживання реактивної потужності, але за рахунок високої швидкості зміни струму вдається забезпечити стабільне горіння дуги.

Режим генерації реактивної потужності має сенс використовувати при роботі в складі комплексу з джерелами-споживачами реактивної потужності.

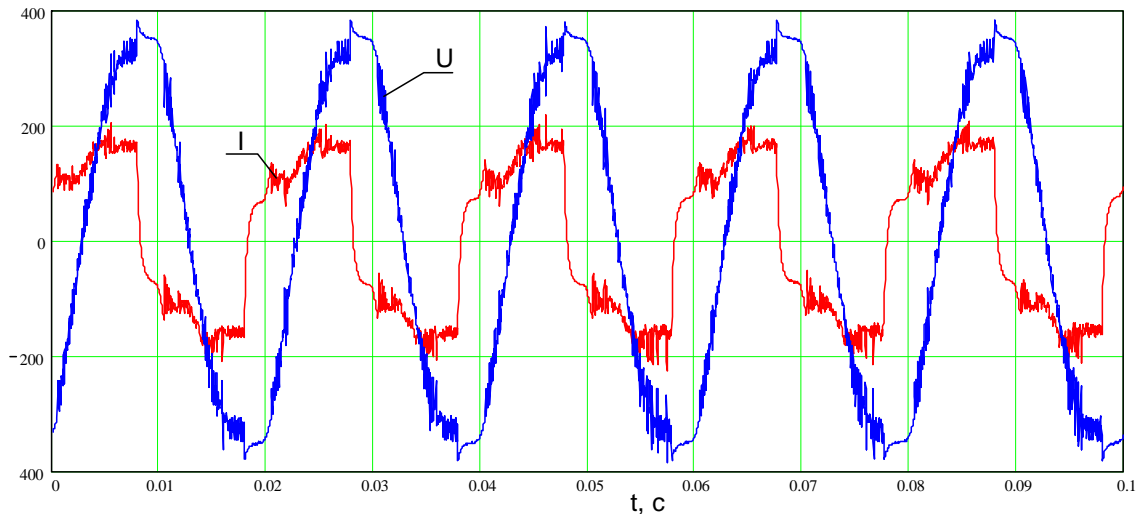


Рис. 6.18. Осцилограма напруги і струму джерела з послідовним силовим активним фільтром

Управління формою зварювального струму дозволило істотно поліпшити (стабілізувати) характер протікання процесу зварювання і підвищити термін служби вольфрамових електродів в 2 – 2,5 рази. Крім того, джерело з силовим послідовним активним фільтром має значно меншу чутливість до коливань напруги мережі і дозволяє плавно регулювати зварювальний струм, не вдаючись до комутації обмоток трансформатора.

У порівнянні з джерелами прямокутного струму на основі тиристорних перетворювачів (таких як ТИР-300Д) джерело з послідовним активним фільтром має такі переваги:

- 1) значно кращі масогабаритні показники, оскільки в якості накопичувача енергії використовуються конденсатори, а не дросель;
- 2) менші втрати енергії в напівпровідникових елементах через використання польових транзисторів замість тиристорів;
- 3) можливість управління вихідним опором джерела і формування ВАХ з потрібною жорсткістю без перемикання зварювального трансформатора.

Застосування запропонованого принципу побудови джерела для дугового зварювання змінним струмом дозволяє усунути постійну складову в

зварювальному струмі, підвищити техніко-економічні показники процесу зварювання за рахунок поліпшення стабільності струму зварювальної дуги. Слід зазначити значне поліпшення масогабаритних характеристик джерела, що реалізує запропоновану топологію схеми, в порівнянні з джерелом, що містить у вторинному ланцюзі конденсатори.

При зварюванні алюмінію неплавким електродом на змінному струмі (TIG-AC процес) на параметри зварного шва впливають не тільки величина зварювального струму, але і його частота і скважність. Для їх регулювання в інверторних джерелах для TIG-AC зварювання на виході передбачають схему зміни полярності вихідного струму [297, 298].

Автором розроблений модуль зміни полярності для забезпечення TIG зварювання алюмінію і його сплавів [299, 300], що дозволяє реалізувати TIG-AC процес від зварювального джерела постійного струму, в т.ч. інверторного. Схема його силової частини приведена на рис. 6.19, зовнішній вигляд – на рис. 6.20. Пристрій дозволяє регулювати частоту вихідного струму в межах 20 ... 275 Гц і міняти його скважність в діапазоні 1 ... 99 %. Це дозволяє управляти шириною шва і регулювати тривалість фаз проплавлення і очищення поверхні від  $Al_2O_3$ .

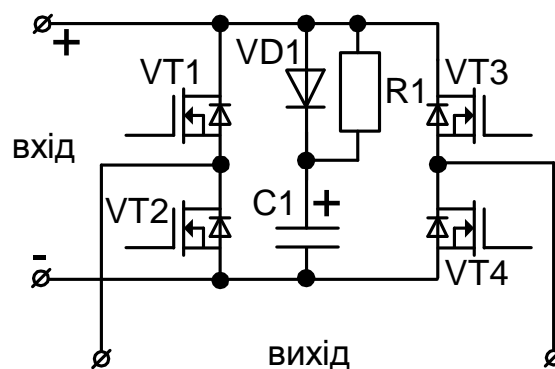


Рис. 6.19. Схема силової частини модуля зміни полярності для TIG зварювання алюмінію



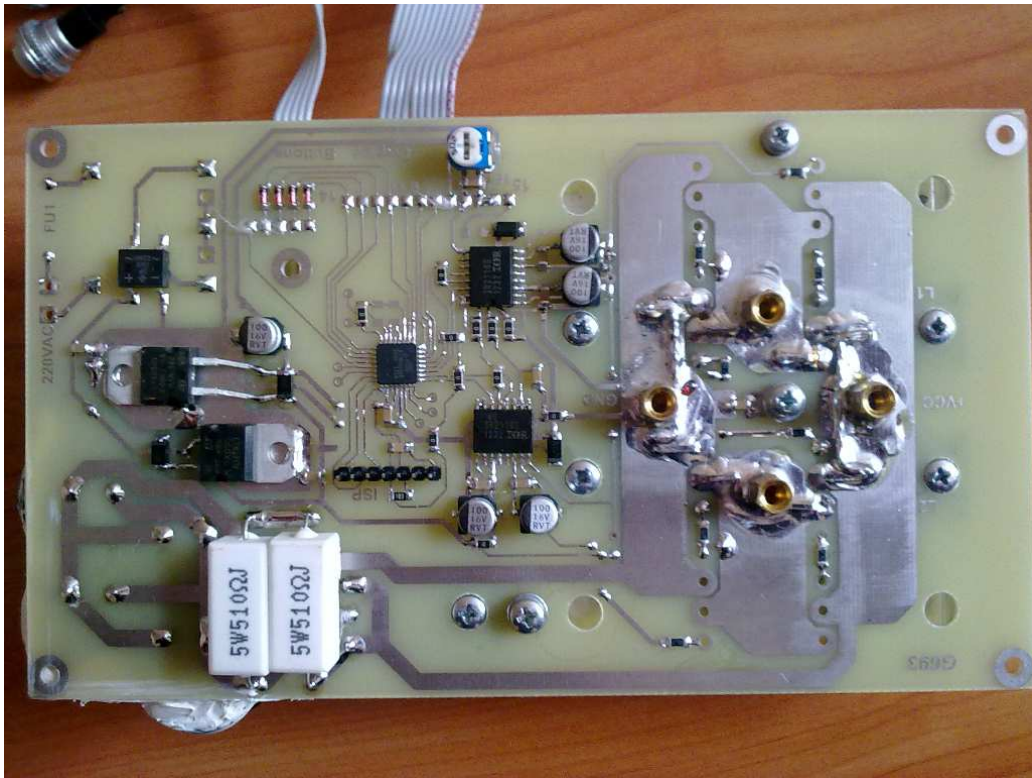
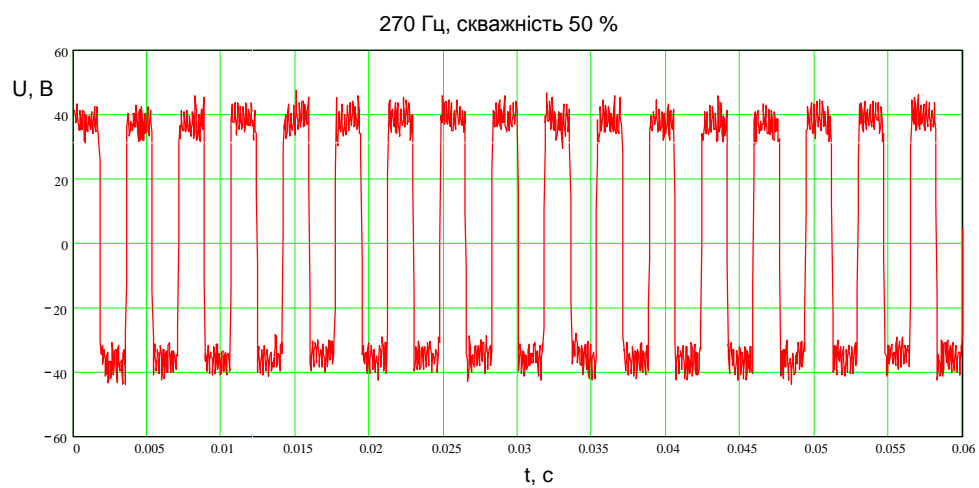


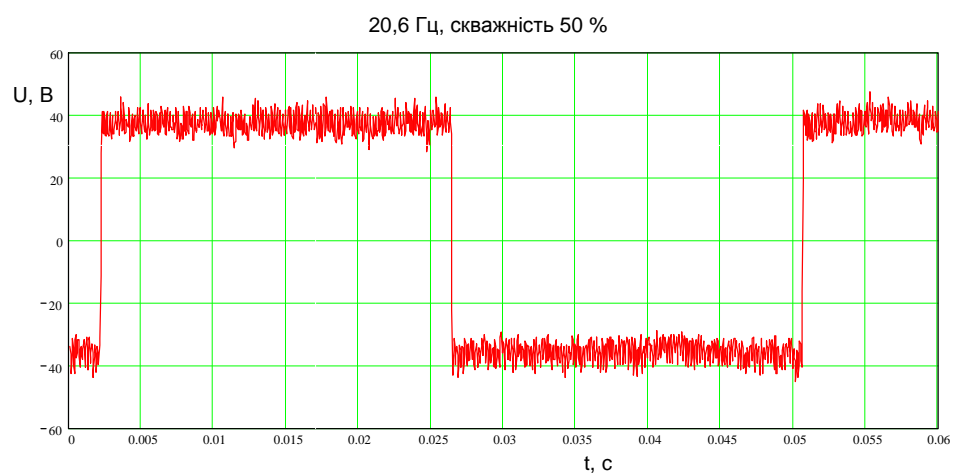
Рис. 6.20. Зовнішній вигляд модуля зміни полярності для ТІГ зварювання алюмінію

Модуль представляє собою мостовий інвертор на MOSFET транзисторах типу IRFP4110 (по два в паралель), які управляються від однокристального мікроконтролера ATMEGA168 за допомогою драйверів IR2110S. Поточні значення частоти і скважності відображаються на рідкокристалічному дисплеї, підключеному до мікроконтролера. Регулювання частоти і скважності вихідної напруги здійснюється двома перемінними резисторами. Керуюча програма мікроконтролера забезпечує перемикання силових транзисторів моста з перекриттям – для запобігання викиду ЕРС самоіндукції вихідного дроселя зварювального джерела. Транзистори інвертора додатково захищені від перенапруги RCD – снаббером. Час зміни полярності на виході становить не більше 2 мкс, що визначає хорошу стійкість горіння зварювальної дуги.

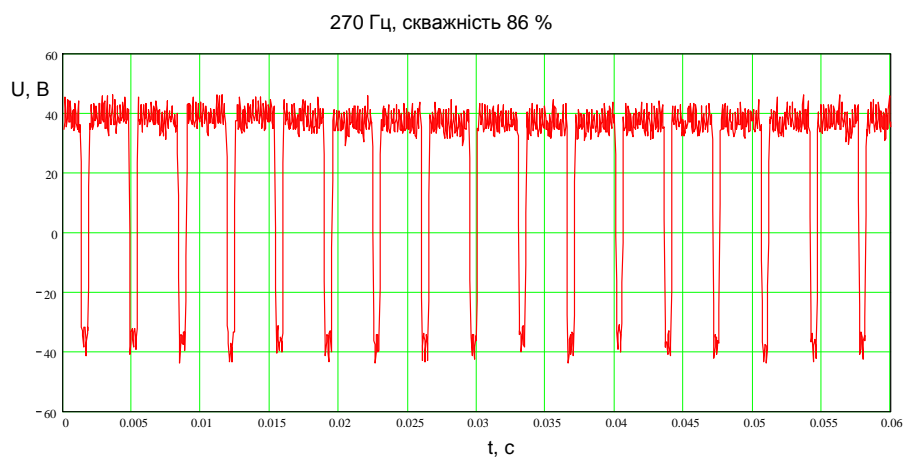
На рис. 6.21 приведені осцилограми вихідної напруги модуля зміни полярності при різних встановлених частотах і скважностях. Модуль працює спільно з інверторним зварювальним джерелом.



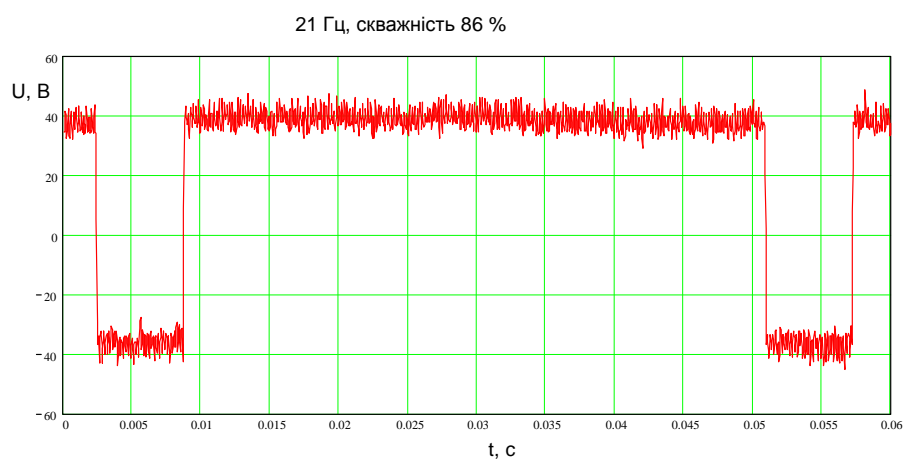
а)



б)



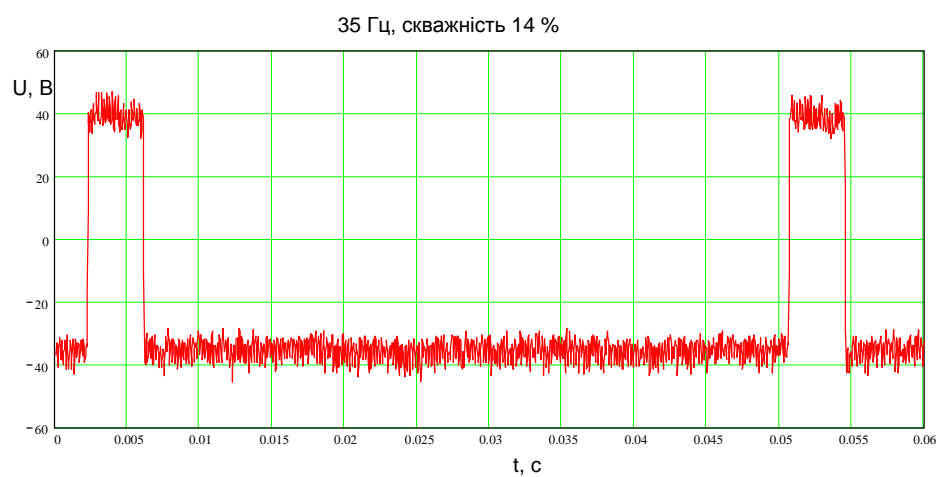
в)



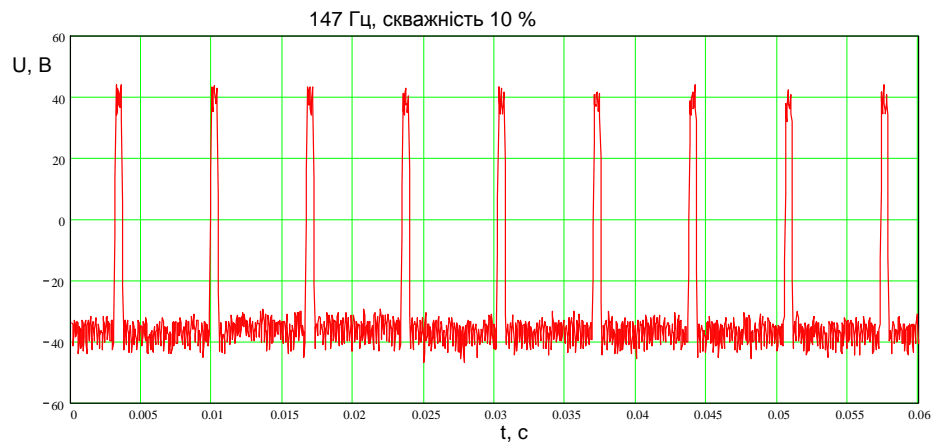
Г)



Д)



е)



ж)

Рис. 6.21. Осцилограми вихідної напруги модуля зміни полярності при роботі з інверторним зварювальним джерелом

Через перемикання з перекриттям модуль зміни полярності не можна використовувати з джерелами, які не мають на виході дроселів. Як показує практика, це практично не обмежує сферу застосування, тому що в більшості джерел живлення для зварювання на виході є згладжуючий дросель. У разі використання пристрою з джерелами, що мають амплітуду напруги холостого ходу більше 80 В необхідна заміна силових транзисторів на більш високовольтні.

Живлення схеми модуля зміни полярності здійснюється окремо – від мережі 220 В 50 Гц через блок живлення з низькочастотним трансформатором потужністю 1,5 ВА і лінійними стабілізаторами напруги.

### 6.3 Дослідження і розробка системи запалювання і стабілізації дуги

«Класичні» пристрої стабілізації дуги містять підвищувальний трансформатор, іскровий генератор з розрядником і високочастотним (широкосмуговим) трансформатором, вторинна обмотка якого включена послідовно або паралельно з дуговим проміжком [301 – 304]. Такі схеми дозволяють сформувати високовольтні імпульси на дуговому проміжку і

забезпечити підпал дуги. До їх недоліків слід віднести великі габарити і масу трансформаторів, складність управління енергією імпульсів, широкий спектр генерованих електромагнітних завад, невеликий термін служби розрядника і необхідність його періодичної заміни.

У роботах [305 – 308] описані пристрої стабілізації дуги, в яких застосовані безконтактні комутуючі елементи – транзистори і тиристори. Це дозволяє значно підвищити надійність зварювального обладнання, оснащеного такими пристроями і керувати характеристиками підпалюючих імпульсів в широких межах.

В [309] запропоновано пристрій стабілізації дуги, що дозволяє регулювати енергію збудження дуги за рахунок зміни напруги живлення резонансних ланцюгів. У схему пристрою введені додаткове регульоване джерело підвищеної напруги постійного струму, два резонансні ланцюга з відповідними схемами управління. Це призводить до ускладнення схеми, підвищення втрат енергії і погіршує споживчі якості пристрою.

В роботі [310] запропонований спосіб збільшення інтенсивності плазмоутворення за рахунок застосування декількох резонансних ланцюжків, які працюють із зсувом фази і навантажених на загальний високочастотний трансформатор. Однак застосування в пристроях [309, 310] в якості ключових елементів одноопераційних тиристорів (тобто таких, що не запираються) не дозволяє підвищити робочу частоту, спростити схему і поліпшити масогабаритні характеристики стабілізатора дуги.

У роботах [311, 312] описаний стабілізатор дуги змінного струму, який підключається до виводів вторинної обмотки зварювального трансформатора і містить електронний комутатор, підключений до вторинної обмотки зварювального трансформатора, і схему управління цим комутатором.

Схема дозволяє виконувати підпал дуги після переходу мережевої напруги через нуль і повторно підпалювати дугу в разі її обриву.

Недоліками схеми є неможливість формування вихідних імпульсів напруги з підвищеною частотою, так як при невдалій спробі пробою дугового

проміжку енергія, що запасена в магнітному полі зварювального трансформатора, розсіюється у вигляді тепла на елементах захисту електронного комутатора від перенапруги. Тому підвищення частоти вихідних імпульсів призводить до перегріву елементів захисту комутатора. Крім того, велика швидкість зміни вихідної напруги веде до генерації радіочастотних завад. Це погіршує споживчі якості стабілізатора дуги.

Автором удосконалено стабілізатор дуги змінного струму, що дозволило знизити втрати енергії в ньому, підвищити тривалість періоду підтримання підвищеної напруги на електроді при ручному дуговому зварюванні та полегшити процес ініціювання дуги, тим самим поліпшити споживчі характеристики і розширити сферу застосування пристрою.

Крім того, створено варіант пристрою зі збільшеною вихідною напругою без необхідності застосування силових компонентів з підвищеною робочою напругою.

Ідея полягає в тому, щоб до вторинної обмотці зварювального трансформатора підключити конденсатор, який утворює спільно з індуктивністю розсіювання трансформатора коливальний контур. Паралельно цьому конденсатору підключаються електронні ключі зі схемою управління, що забезпечує «накачування» контуру енергією. Це призводить до підвищення напруги на конденсаторі – і на виході зварювального джерела.

Спрощена схема силової частини пристрою стабілізації дуги змінного струму, що реалізує описаний принцип, наведена на рис. 6.22.

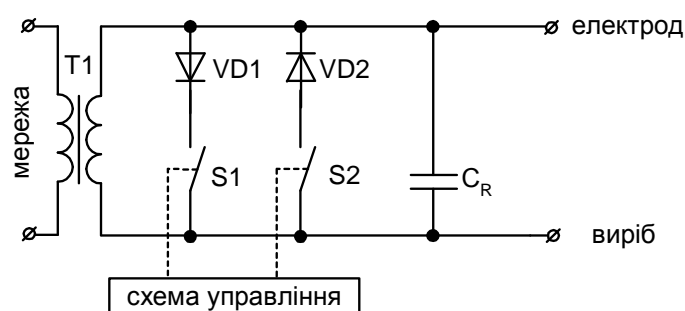


Рис. 6.22. Схема силової частини пристрою стабілізації дуги змінного струму

Однак, як показує практика, добротність окремих низькочастотних зварювальних трансформаторів залишає бажати кращого. Це не дозволяє досягти значного підвищення напруги для полегшення запалювання дуги. У цьому випадку доцільно застосувати окремий резонансний дросель з відомими характеристиками, а паралельно вторинній обмотці трансформатора встановити високочастотний блокувальний конденсатор. На рис. 6.23 приведена схема силової частини такого варіанту пристрою стабілізації дуги.

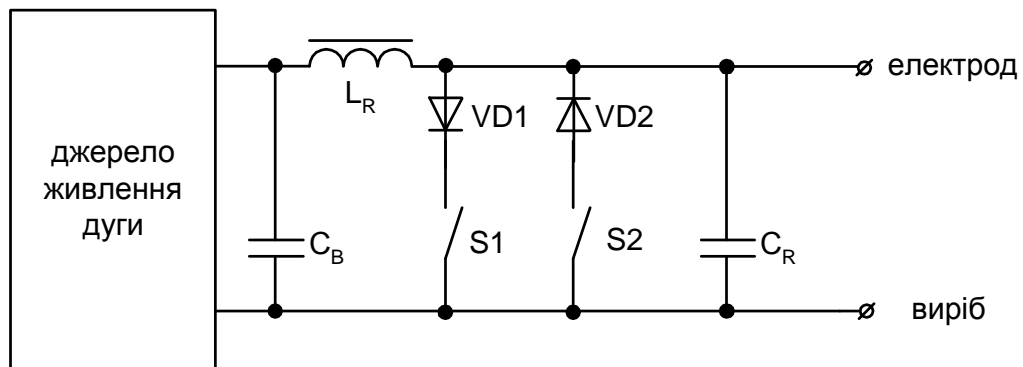


Рис. 6.23. Схема силової частини пристрою стабілізації дуги з резонансним дроселем

Пристрій включається між джерелом живлення дуги і зварювальним електродом і містить резонансний дросель  $L_R$ , блокувальний конденсатор  $C_B$  і резонансний конденсатор  $C_R$ , електронні ключі  $S1$ ,  $S2$  і два діоди  $VD1$ ,  $VD2$ .

Формування підвищеної напруги ініціації дуги реалізується за рахунок “накачки” резонансного контура, утвореного елементами  $L_R$ ,  $C_R$  та  $C_B$ . Конденсатор  $C_B$  встановлено для захисту виходу джерела живлення дуги від високої напруги, яка з’являється на елементах  $L_R$ ,  $C_R$  під час роботи пристрою. На резонансну частоту конденсатор  $C_B$  практично не впливає, адже  $C_B \gg C_R$ .

Елементи  $VD1$ ,  $S1$  працюють на позитивній напівхвилі вторинної напруги джерела живлення дуги ( $S1$  перемикається,  $S2$  вимкнений), елементи

VD2, S2 – на негативній напівхвилі (S2 перемикається, S1 вимкнений). Розглянемо процес на позитивній напівхвилі. На рис. 6.24 показана діаграма напруги на конденсаторі  $C_R$ , струму в дроселі  $L_R$  і сигнала управління ключом S1.

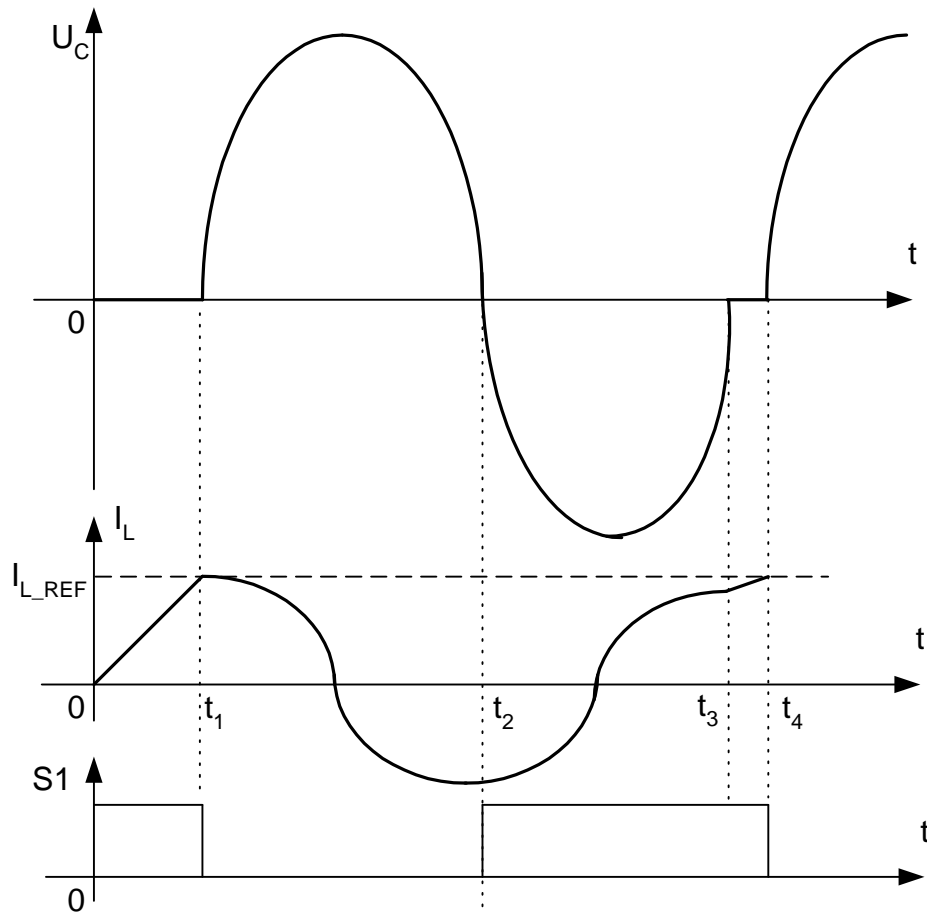


Рис. 6.24. Діаграми напруги на  $C_R$ , струму в  $L_R$  і сигнала управління S1.

Одразу після переходу вторинної напруги джерела живлення дуги через нуль відкривається ключ S1. Починається накопичення енергії в індуктивності  $L_R$ . Як тільки струм ключа S1 досяг встановленого струму “накачки” (цей струм визначає амплітуду вихідної напруги і енергію розряду), система керування закриває S1 (момент часу  $t_1$ ). Починається резонансний заряд конденсатора  $C_R$ . Через чверть періоду резонансної частоти контура, образованого індуктивністю  $L_R$  і конденсаторами  $C_B$  та  $C_R$ , останній заряджається до максимальної напруги, а струм спадає до нуля.



Починається розряд  $C_R$  на індуктивність  $L_R$ . Через півперіода резонансної частоти напруга на  $C_R$  переходить через нуль і стає негативною, а струм досягає мінімального значення. Система керування включає  $S1$  при появі негативною напруги на  $C_R$  (момент часу  $t_2$ ), проте це не впливає на процес, адже діод  $VD1$  закрито зворотною напругою.

Через три чверті періода резонансної частоти напруга на  $C_R$  досягає мінімуму, а струм стає близьким до нуля. Починається заряд  $C_R$  через індуктивність  $L_R$ . Коли напруга на  $C_R$  перейде через нуль і стане позитивною, струм  $L_R$  перекинеться через діод  $VD1$  і заздалегідь відкритий ключ  $S1$  (момент часу  $t_3$ ). Відбудеться додаткова “накачка” індуктивності до встановленого струму, після чого  $S1$  закриється (момент часу  $t_4$ ) и процес повториться знову.

Комутація  $S1$  є “м’якою”, адже його відкриття відбувається при негативній напрузі на  $C_R$  (коли закритий діод  $VD1$ ), а закриття відбувається при близькій до нуля напрузі на  $C_R$ , тобто швидкість наростання напруги на  $S1$  обмежена дією  $C_R$ .

На негативній напівхвилі вторинної напруги джерела живлення дуги всі процеси протікають аналогічно.

При роботі схеми можливі два варіанта розвитку подій:

1) при певній напрузі на  $C_R$  відбувається ініціювання дуги. При цьому напруга на виході джерела живлення дуги знижується до величини напруги на дуговому проміжку, система управління блокує роботу ключів  $S1$ ,  $S2$  до наступного переходу напруги джерела живлення дуги через нуль. Так забезпечується “м’яке” підпалення і стабілізація дуги.

2) Якщо напруга на  $C_R$  стає надто великою, схема керування знижує струм “накачки” резонансного контура  $L_R C_R$  і система переходить в усталений режим роботи.

Під час горіння дуги конденсатори  $C_B$  і  $C_R$  з-за їх невеликої ємності не чинять значного впливу на процес.

Ініціювання дуги відбувається після кожного переходу вторинної напруги зварювального трансформатора через нуль.

В прикладі практичної реалізації пристрою стабілізації дуги для ручного дугового зварювання ключі S1, S2 виконано на MOSFET транзисторах IRF840A, діоди VD1, VD2 типу FR607, конденсатор  $C_R$  0,1 мкФ  $\times$  1000 В, конденсатор  $C_B$  6,8 мкФ  $\times$  250 В, дросель  $L_R$  має 14 витків на осерді ETD59/31/22 із немагнітним зазором 0,4 мм.

Формування керуючих імпульсів для транзисторів ключів S1, S2 здійснюється за допомогою схеми керування, виконаній на мікросхемах HEF4093BP та LM393.

На рис. 6.25 приведена принципова схема пристрою (для одного ключа), на рис. 6.26 – зовнішній вигляд плати управління для одного ключа (зверху видно конденсатор резонансного контуру  $C_R$ ), на рис. 6.27 і рис. 6.28 – осцилограма напруги на резонансному конденсаторі при старті роботи пристрою.

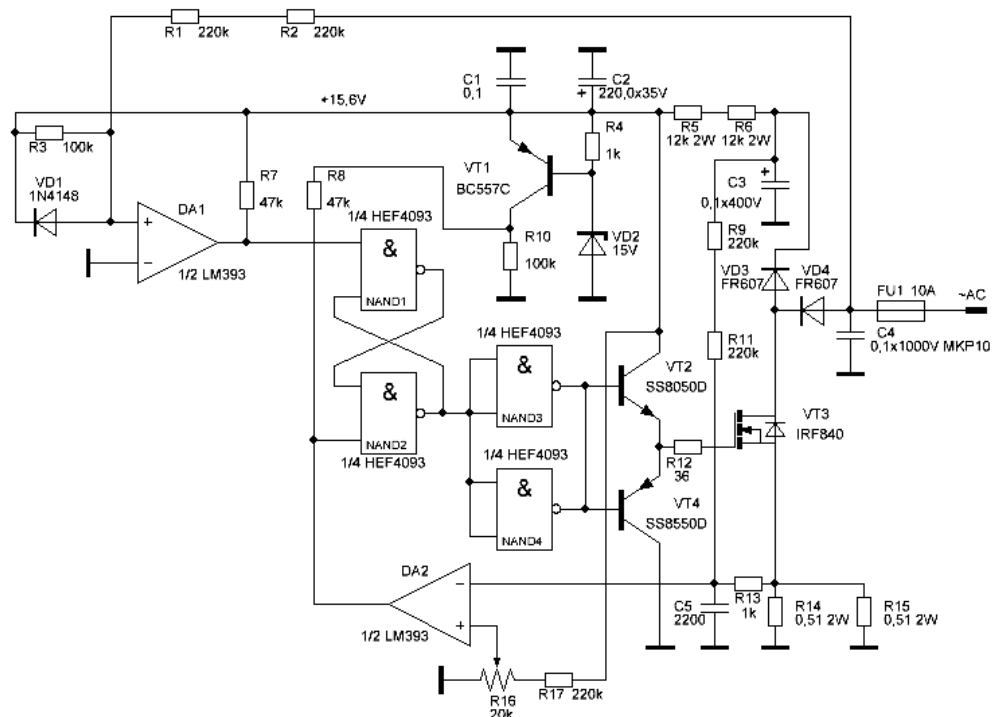


Рис. 6.25. Принципова електрична схема пристрою стабілізації дуги змінного струму (показана схема управління одним ключем)

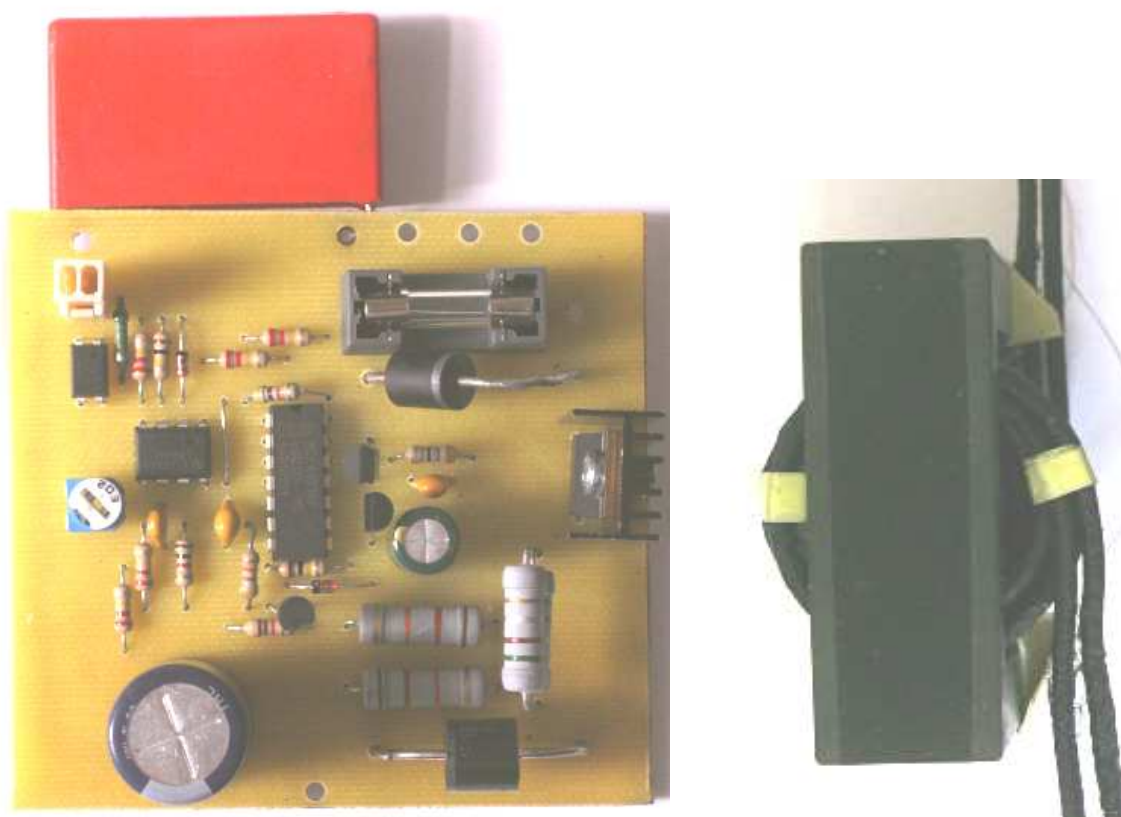


Рис. 6.26. Плата управління для одного ключа і дросель  $L_R$ .

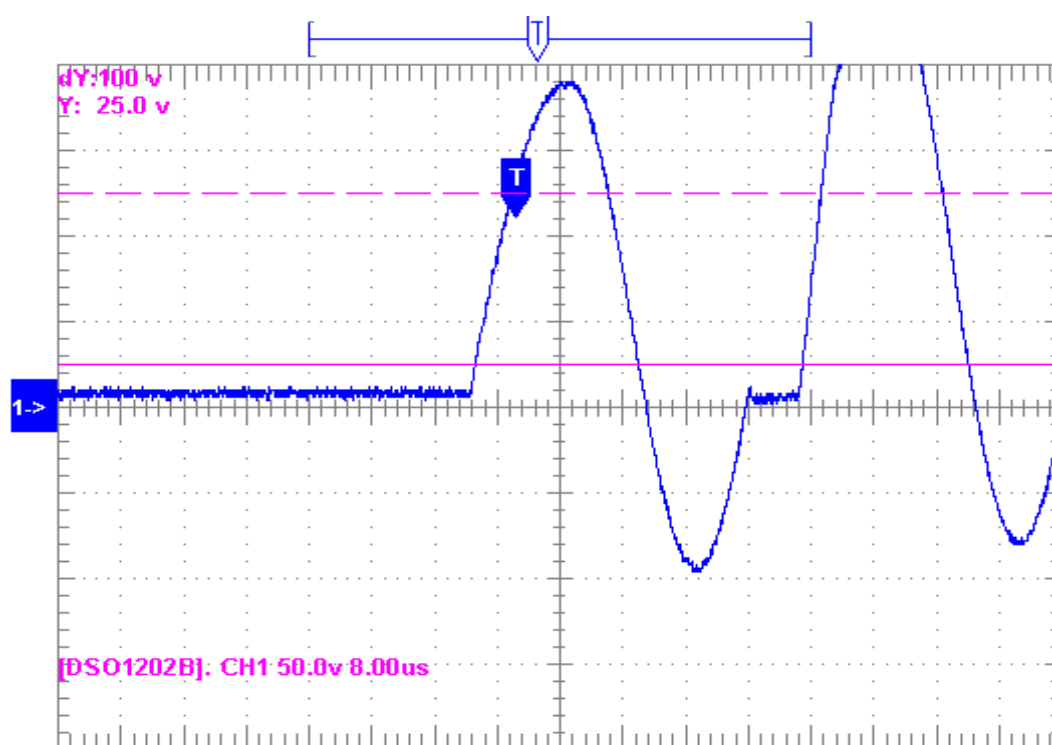


Рис. 6.27. Осцилограма напруги на конденсаторі  $C_R$ .

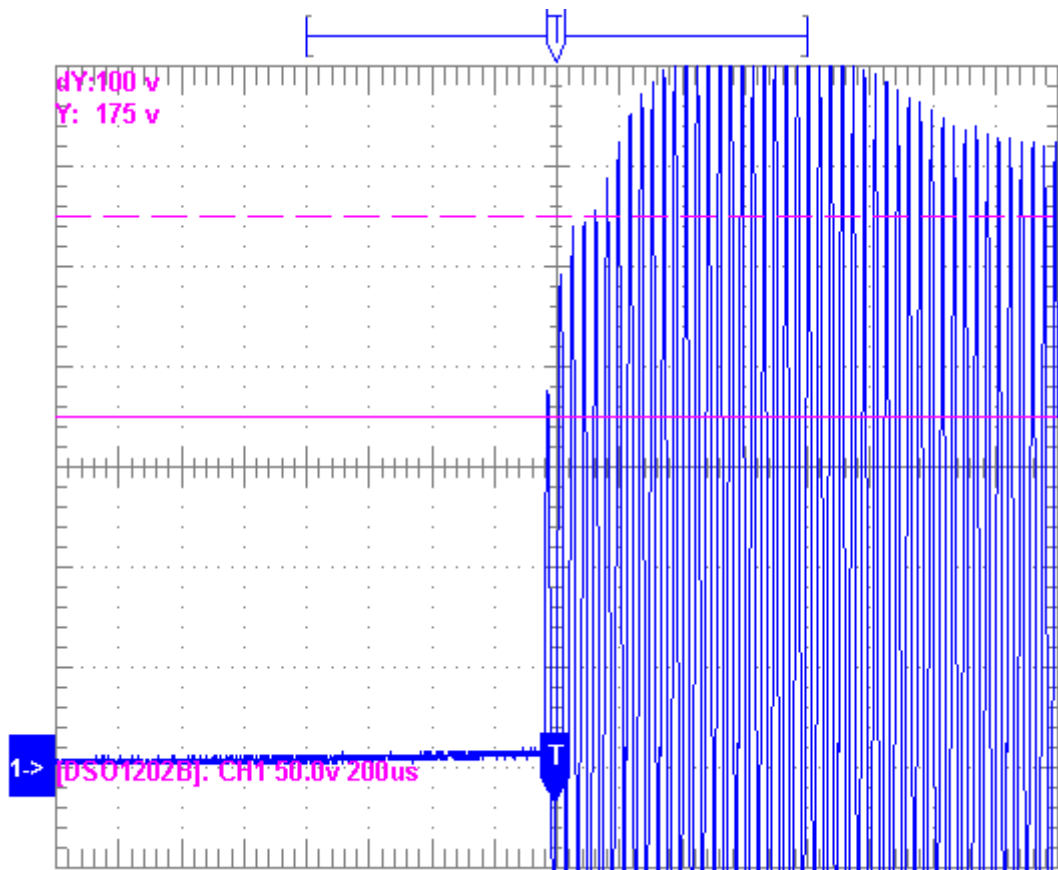


Рис. 6.28. Осцилограма напруги на конденсаторі  $C_R$  (повільніша розгортка)

Резонансна частота системи становить близько 30 кГц. Амплітуда напруги на електроді при роботі пристрою становить (300 – 350) В при струмі «накачування» близько 5 А, що забезпечує легке підпалювання дуги при ручному дуговому зварюванні. На рис. 6.29 показана осцилограма напруги на конденсаторі  $C_R$  при розгортці 4 мс/діл і одному активному ключі (S1). Добре видно «пачки» імпульсів амплітудою понад 350 В, що з’являються з періодом 20 мс.

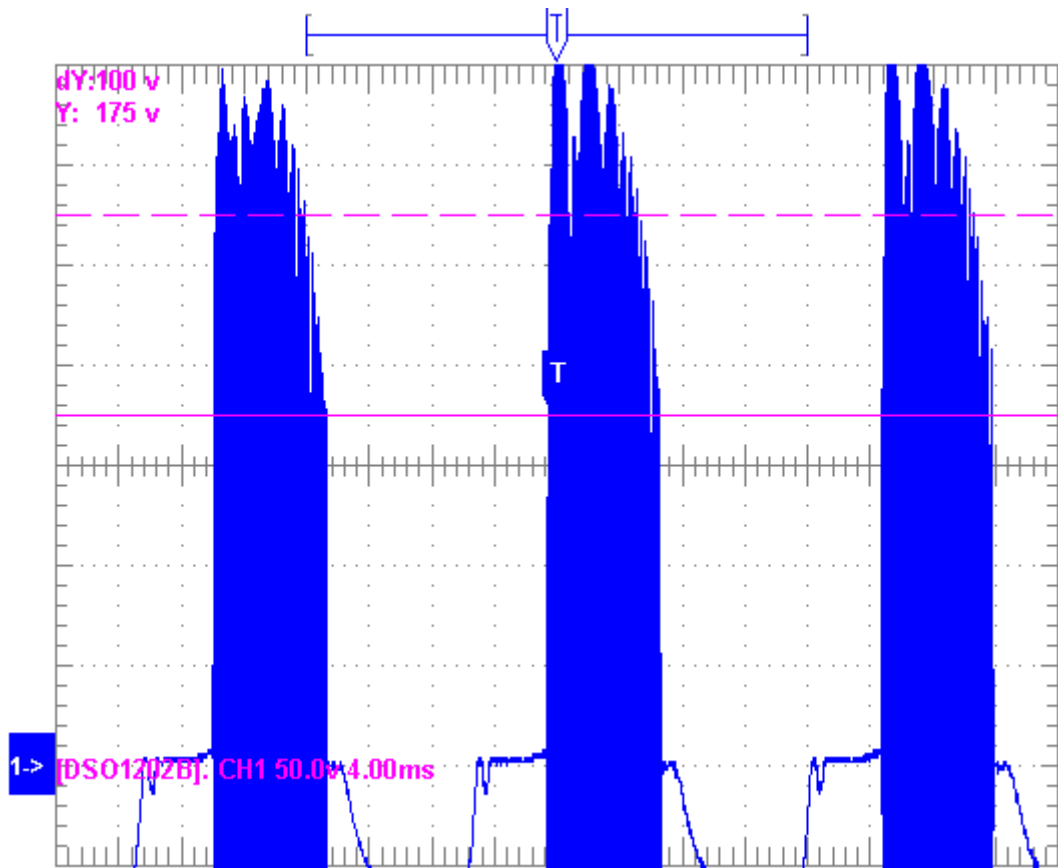


Рис. 6.29. Напряга на конденсаторі  $C_R$  при одному активному ключі (розгортка 4 мс/діл)

Для TIG зварювання ключі  $S1$ ,  $S2$ , діоди  $VD1$ ,  $VD2$  і конденсатор  $C_R$  повинні бути розраховані на більшу напругу, так як для TIG процесу необхідно забезпечити підвищену напругу запалювання дуги в порівнянні з ручним дуговим зварюванням. Також для TIG зварювання дросель може бути виконаний з додатковою обмоткою ( $L_A$ , рис. 6.30), яка включена послідовно з основною. Таке «автотрансформаторне» включення дроселя дозволяє отримати підвищену вихідну напругу без необхідності заміни силових компонентів на більш високовольтні.

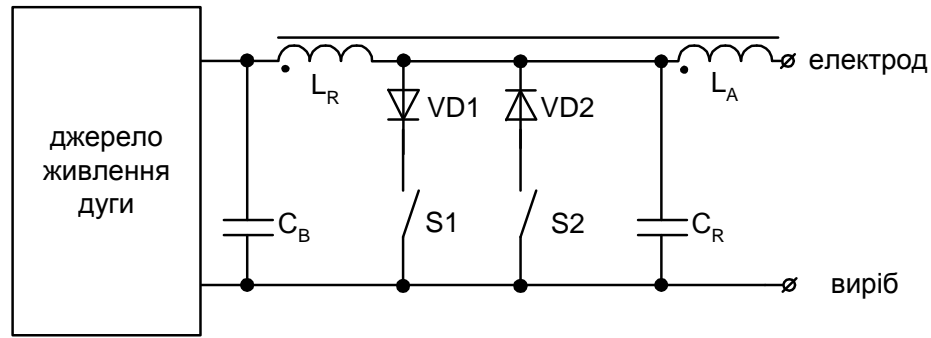


Рис. 6.30. Силова частина пристрою стабілізації дуги з підвищеною напругою

При використанні в описаному вище пристрої стабілізації дуги дроселя з додатковою обмоткою  $L_A$ , що містить 32 витка, амплітуда вихідної напруги перевищує 1 кВ.

Описані вище схемні рішення пристроїв стабілізації дуги застосовні тільки спільно зі зварювальними джерелами змінного струму (головним чином – зварювальними трансформаторами). Цікавим є розробка універсального пристрою підпалу і стабілізації дуги, придатного для роботи зі зварювальними джерелами як змінного, так і постійного струму, в т.ч. зі зварювальними інверторами.

Автором розроблено такий пристрій стабілізації дуги [313], що включається послідовно з електродом і дозволяє формувати на останньому підвищену напругу. Пристрій не потребує окремого джерела живлення (живиться від зварювального джерела постійного або змінного струму), дозволяє підвищити стійкість неплавкого електроду при TIG зварюванні за рахунок обмеження швидкості росту напруги на ньому і збудження дуги з мінімально необхідною для цього енергією, підвищити тривалість періоду підтримки підвищеної напруги на електроді при ручному дуговому зварюванні та полегшити процес ініціювання дуги.

В основу покладено принцип отримання підвищеної напруги за рахунок «накачування» послідовного резонансного контуру від керованого джерела змінної напруги із змінною частотою. В якості останнього

використаний комутаційний блок на польових транзисторах, керований від однокристального мікроконтролера.

На рис. 6.31 приведена блок-схема, на рис. 6.32 – принципова електрична схема розробленого пристрою стабілізації дуги.

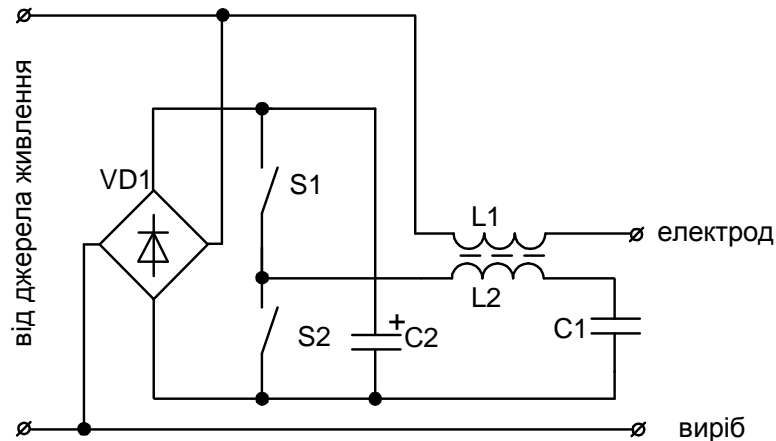


Рис. 6.31. Блок-схема пристрою стабілізації дуги

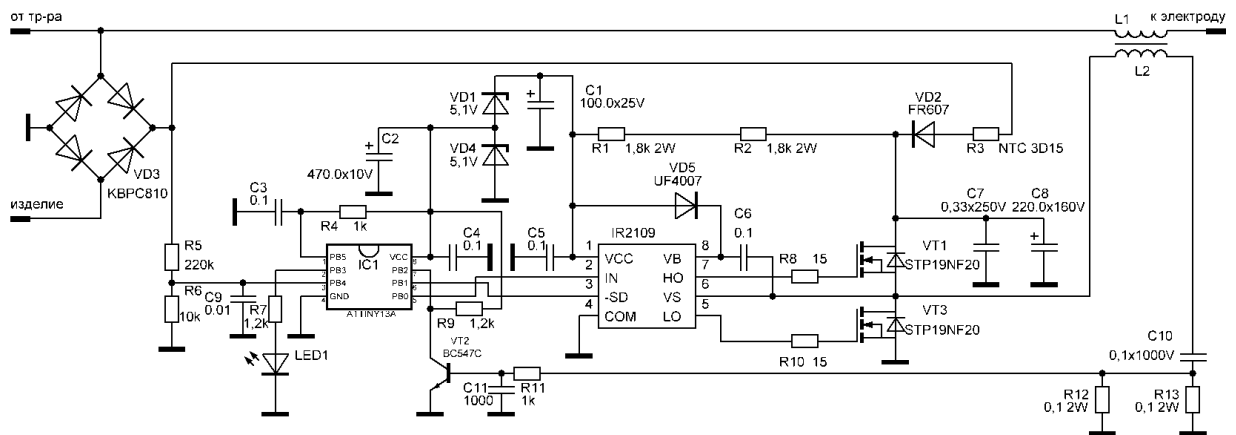


Рис. 6.32. Принципова електрична схема пристрою стабілізації дуги

При включенні джерела живлення конденсатор C2 (рис. 6.31) заряджається через діодний міст VD1 до напруги холостого ходу джерела.

У разі ручного дугового зварювання збудження дуги здійснюється після короткого замикання (КЗ) електрода на виріб (функція Lift-Arc). Програма управління відстежує напругу на виході джерела. При КЗ напруга

стає близькою до нуля. В цей час живлення схеми забезпечує заряджений конденсатор  $C2$  (рис. 6.31).

При відведенні електрода від виробу  $K3$  зникає, на виході джерела живлення з'являється напруга. У цей час починає роботу комутаційний блок, утворений ключами  $S1$ ,  $S2$ . Він працює з скважністю 50 % і змінною частотою. Робота починається з максимальної частоти, яка значно перевищує резонансну частоту контуру  $L2C1$  (рис. 6.31). У міру зниження вихідної частоти комутаційного блоку зростає струм контуру  $L2C1$  і напруга на дроселі  $L1$ . Далі можливі два варіанти розвитку подій:

1) при певній напрузі на  $L1$  відбувається ініціювання дуги. При цьому напруга на виході джерела живлення знижується до величини напруги на дуговому проміжку, система управління блокує роботу ключів  $S1$ ,  $S2$ . Так забезпечується «м'який» підпал дуги.

2) При досягненні необхідного (максимального) струму «накачування» контуру  $L2C1$  зниження частоти зупиняється, система переходить в сталий режим. Для забезпечення безпечного користування пристроєм висока напруга на виході підтримується тільки протягом заданої витримки часу, після чого робота ключів  $S1$ ,  $S2$  блокується.

Робота на частотах вище частоти послідовного резонансу контуру  $L2C1$  (рис. 6.31) забезпечує «м'яке» включення силових ключів через індуктивний характер вхідного імпедансу контуру, що дозволяє застосувати в якості ключів польові транзистори, які характеризуються відносно великим часом зворотного відновлення інверсного діода.

У разі TIG зварювання робота системи аналогічна, відрізняються тільки параметри контуру  $L2C1$  (необхідно забезпечувати підвищену напругу в порівнянні з ручним дуговим зварюванням). Ініціювання дуги відбувається після кожного переходу напруги джерела живлення через нуль.

Елементи  $VD1$ ,  $C2$  також захищають вихід джерела живлення від попадання високої напруги з дроселя  $L1$ .



У практичній реалізації пристрою стабілізації дуги для ручного дугового зварювання (рис. 6.32) ключі S1, S2 виконані на MOSFET транзисторах STP19NF20, діодний міст VD1 типу KBPC810, конденсатори C1 0,1 мкФ × 1000 В, C2 220 мкФ × 160 В. Дросель намотаний на осерді ETD59/31/22 з немагнітним зазором 0,4 мм для лінеаризації вебер-амперної характеристики. L1 має 14 витків, L2 – 12 витків.

Максимальний струм накачування контуру визначається опором резисторів R12, R13 (рис. 6.32) і напругою відкриття транзистора VT2, яка становить приблизно 0,6 В. Для наведених на схемі номіналів амплітуда струму в контурі може досягати 12 А.

Формування керуючих імпульсів для транзисторів ключів S1, S2 здійснюється за допомогою спеціалізованого драйвера IR2109 від однокристального мікроконтролера ATTINY13A. Частота перемикання може змінюватися від 18,8 до 72 кГц. Резонансна частота контура L2C1 становить понад 42 кГц.

Для зменшення дискретності зміни вихідної частоти в керуючій програмі реалізовано поділ тактової частоти контролера (4,8 МГц) на дробовий коефіцієнт. Для цього використаний програмний сигма-дельта модулятор, структурна схема якого наведена на рис. 6.33, де  $K^*$  – необхідний коефіцієнт ділення (може бути дробовим);  $K$  – фактичний коефіцієнт ділення (цілочисельний).

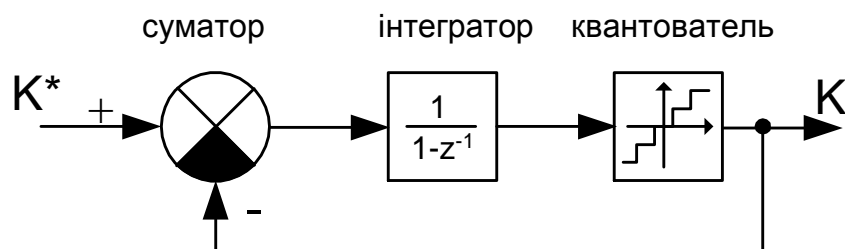


Рис. 6.33. Структурна схема алгоритму реалізації дробового коефіцієнта ділення

Робота алгоритму призводить до того, що величина коефіцієнта  $K$  змінюється з деяким періодом таким чином, що середнє значення  $K$  прагне до заданого  $K^*$ .

На рис. 6.34 приведена осцилограма вихідної напруги пристрою при відсутності дуги. Періодичні коливання амплітуди пояснюються роботою алгоритму формування дробового коефіцієнта ділення.

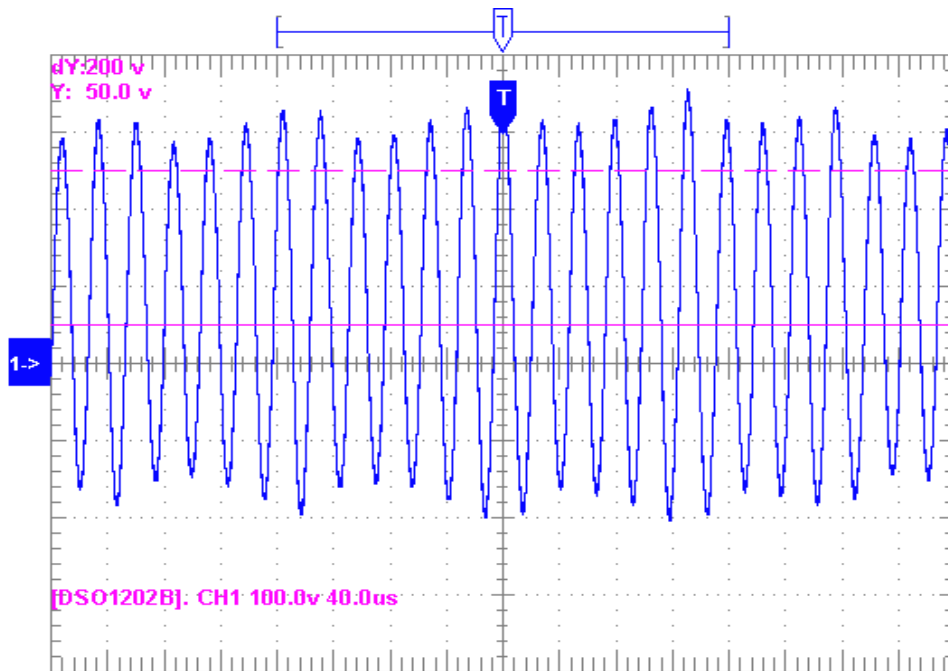
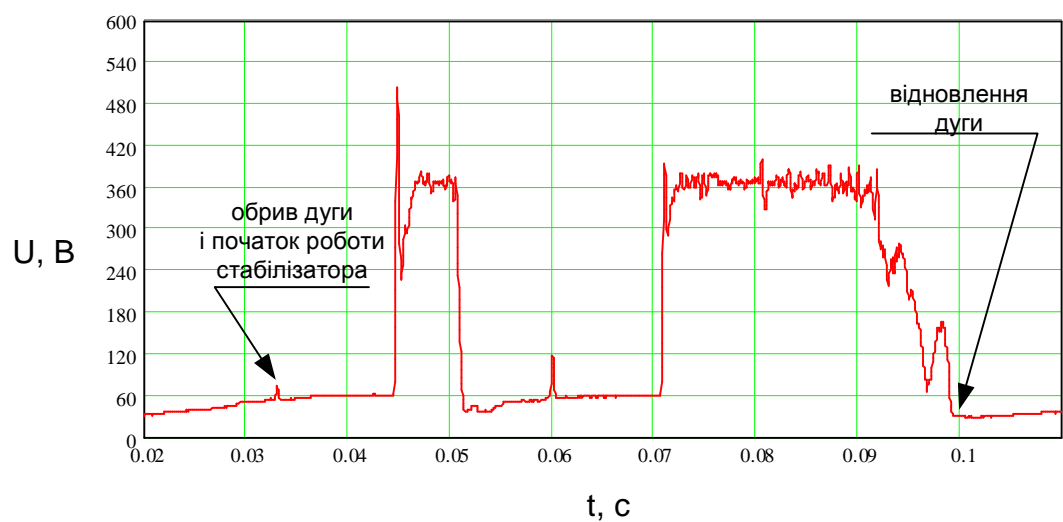


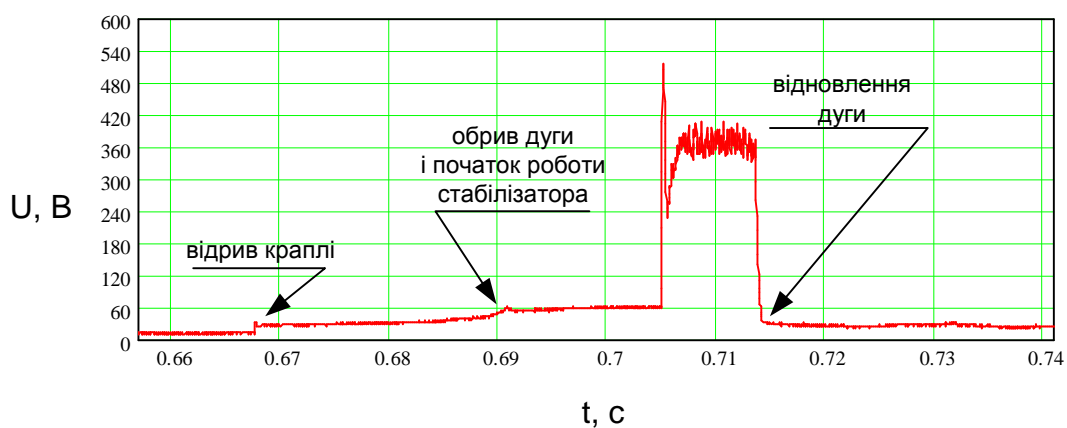
Рис. 6.34. Осцилограма вихідної напруги (100 В/діл; 40 мкс/діл)

Амплітуда напруги на електроді при роботі пристрою перевищує 300 В, що забезпечує легкий підпал дуги при ручному дуговому зварюванні. На рис. 6.35 приведені осцилограми обвідної напруги між електродом і виробом при зварюванні електродом УОНИ-13/55 діаметром 3 мм на струмі 100 А від інверторного джерела живлення з напругою холостого ходу 60 В. Витримка часу на ініціювання дуги встановлена близько 1 с, відповідно до вимог ДСТУ2456-94.

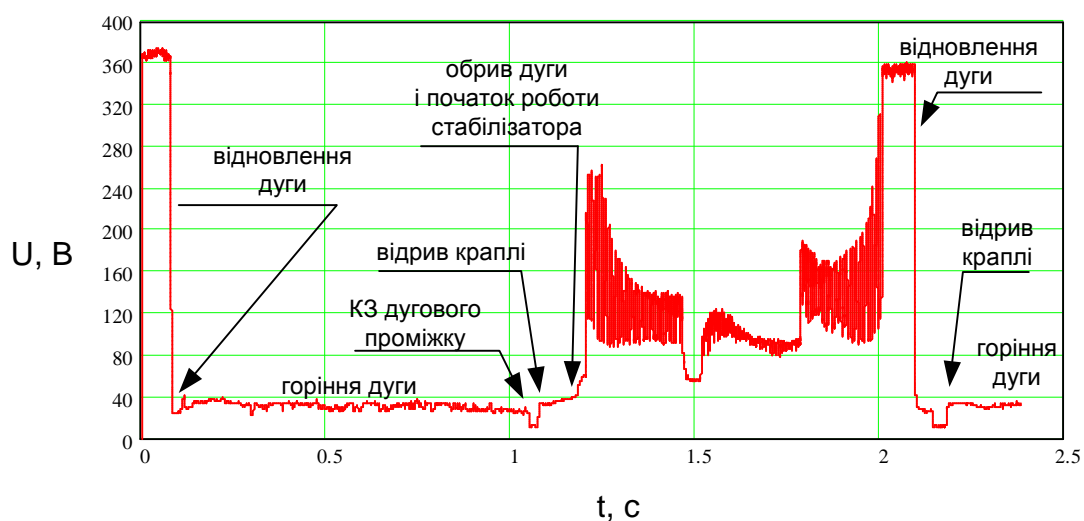
Зовнішній вигляд пристрою наведено на рис. 6.36.



а)



б)



в)

Рис. 6.35. Осцилограми обвідної напруги на електроді при ММА зварювання зі стабілізатором дуги



Рис. 6.36. Зовнішній вигляд пристрою стабілізації дуги

Застосування запропонованого пристрою стабілізації дуги дозволяє підвищити стабільність якості зварних з'єднань, підвищити стійкість неплавкого електрода (при TIG зварюванні) і полегшити процес початкового ініціювання дуги при ручному дуговому зварюванні, особливо при використанні зварювальних електродів постійного струму.

## ВИСНОВКИ ПО РОЗДІЛУ 6

Запропоновані оригінальні способи і схемні рішення забезпечення підвищеної напруги холостого ходу інверторних зварювальних джерел з метою полегшення початкового підпалення дуги і стабілізації її горіння. Описані схемні рішення вигідно відрізняються тим, що їх застосування не призводить до підвищення струмового навантаження на інвертор при усталеному режимі під час горіння дуги.

Запропоновані нові схемні рішення пристроїв стабілізації горіння дуги для роботи зі зварювальними трансформаторами. Розроблені стабілізатори дуги відрізняються можливістю генерації пакетів високочастотних імпульсів на дуговому проміжку, що підвищує надійність підпалу дуги, та зниженими втратами енергії за рахунок ефективного використання резонансного обміну енергії між реактивними елементами схеми.

Розроблено обладнання (програмно-апаратний комплекс), що забезпечує можливість реалізації TIG-AC зварювального процесу від інверторного зварювального джерела з виходом постійного струму з можливістю регулювання частоти і скважності вихідного (зварювального) струму.

Розроблено програмно-апаратний комплекс забезпечення TIG-AC зварювального процесу від зварювального трансформатора з нормальним або підвищеним розсіюванням. Комплекс забезпечує плавне регулювання зварювального струму і усунення постійної складової струму, що виникає внаслідок вентильного ефекту дуги, що горить між неплавким електродом і виробом.

## РОЗДІЛ 7

### ПРОМИСЛОВЕ ВИПРОБУВАННЯ РОЗРОБЛЕНИХ ДЖЕРЕЛ ЖИВЛЕННЯ

Промислове випробування розроблених джерел живлення проведено в умовах ТОВ «ТехМашСтрой 2012», ПрАТ «МК«Азовсталь», ПАТ «Науково-дослідний і проектно-технологічний інститут машинобудування» (м. Краматорськ), ПАТ «Маркограф», ЗАТ «Гідромаш», ДП «Маріупольський морський торговельний порт», м. Маріуполь (додатки А – Ж).

Модульні зварювальні джерела живлення і пристрої стабілізації зварювальної дуги впроваджено на ТОВ «ТехМашСтрой 2012», м. Маріуполь. Обладнання використовується при проведенні ремонтних робіт в умовах металургійних підприємств міста Маріуполь. Досвід експлуатації обладнання в промислових умовах дозволив оптимізувати конструкцію і режими роботи розроблених пристроїв.

Стабілізатори дуги використовувались з низькочастотними зварювальними трансформаторами типів ТДМ-401, СТШ-250, КИ002-500 і відповідно до вимог технологічного процесу дозволили застосовувати електроди постійного струму типу УОНИ-13/55. Очікуваний економічний ефект складає 956 тис. грн. за рахунок підвищення якості зварних з'єднань і підвищення продуктивності праці.

Автором в промислових умовах проведена оцінка впливу якості електричної енергії на умови формування зварних з'єднань. У виробничому цеху під час здійснення зварювальних робіт була включена високочастотна установка для термічної обробки. При її включенні спостерігалось порушення стабільності роботи тиристорних приводів двигунів зварювального устаткування і джерел живлення. Це пов'язано з появою в мережі імпульсних перешкод при включенні високочастотного генератора. На рис. 7.1 наведені фотографії зварних швів з дефектами, викликаними

спотвореннями напруги мережі. Видно порушення формування шва через порушення режиму роботи джерела живлення. Тому якість електроенергії та електромагнітна сумісність мають прямий зв'язок з якістю зварювання.



Рис. 7.1. Дефекти зварних швів з-за зниженої якості електроенергії

На рис. 7.2 наведені фото швів, отриманих з використанням розробленого автором обладнання. Видно, що якість суттєво покращено, причому матеріали і режими зварювання не змінювались. Результат досягнуто завдяки значно меншій чутливості розроблених джерел живлення до параметрів якості електроенергії мережі живлення.

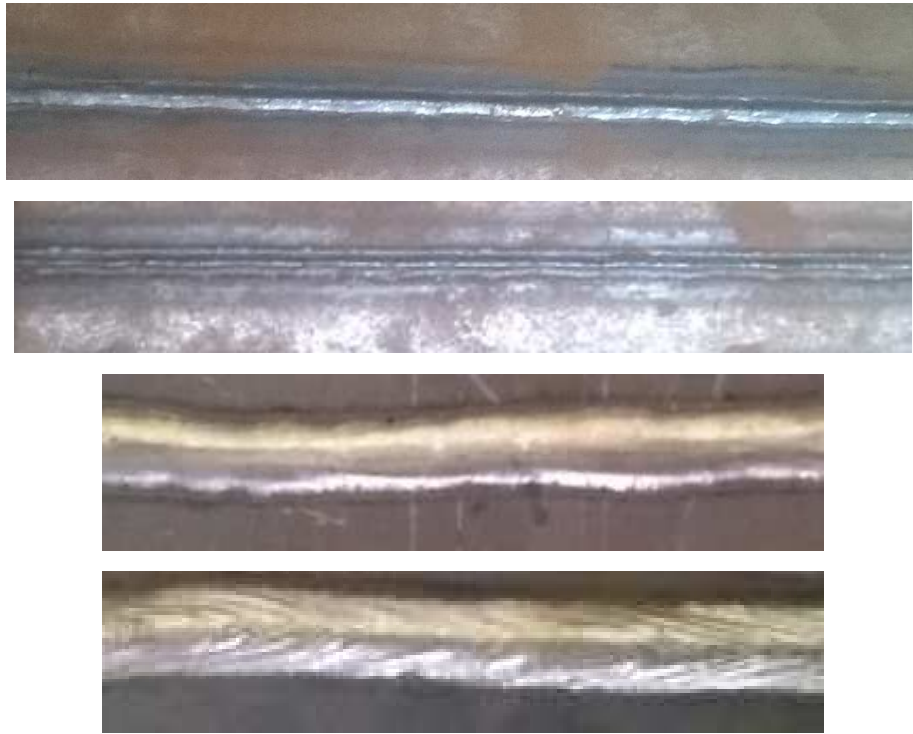


Рис. 7.2. Зварні шви, виконані з використанням розробленого обладнання.

Для оцінки впливу на якість електроенергії проведені вимірювання КП та THD вхідного струму різних зварювальних джерел, включаючи розроблені. На рис. 7.3 показана гістограма з результатами досліджень. Слід відмітити, що джерела з низькочастотними трансформаторами та джерела з тиристорним регулюванням (ВДУ, СТШ, ТДЭ) мають сильну залежність енергетичних параметрів від встановленого режиму. Для них на рис. 7.3 приведені дані для близької до максимальної вихідної потужності. При зниженні потужності на виході КП таких джерел знижується.



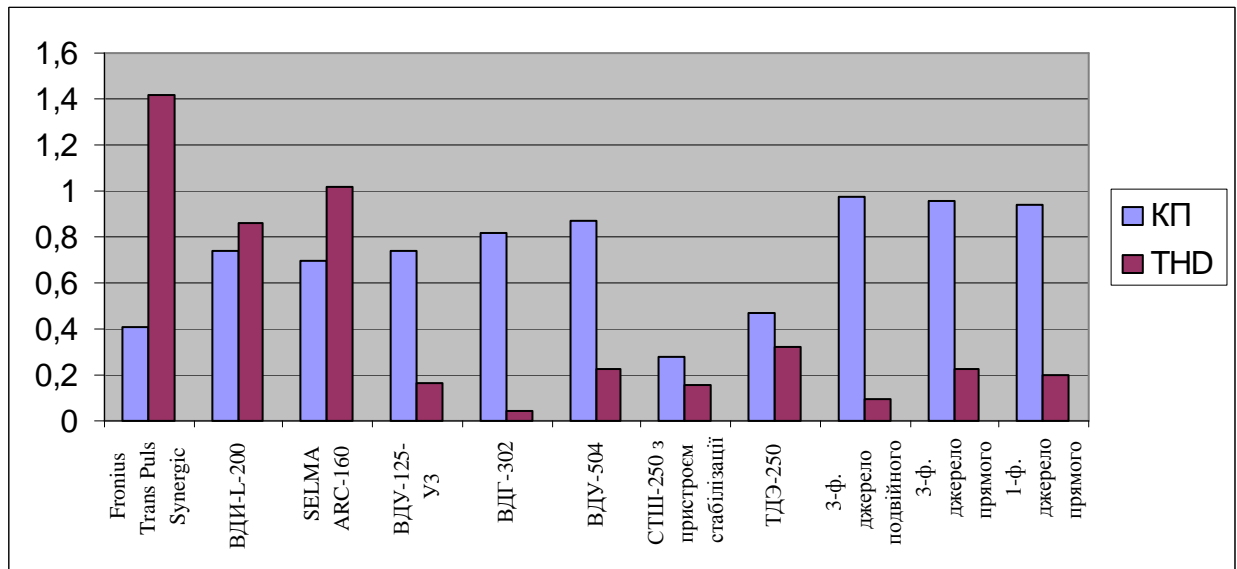


Рис. 7.3. Порівняння енергетичних характеристик різних джерел живлення для зварювання.

Економічний ефект від використання розробленого обладнання обумовлений:

- підвищенням стабільності процесу зварювання і наплавлення, забезпечення надійного сплаву основного металу з наплавленим, за рахунок значного зниження впливу коливань напруги мережі;
- підвищенням продуктивності за рахунок підвищення стійкості горіння дуги;
- підвищенням продуктивності за рахунок збільшення кількості одночасно працюючих джерел при тій же встановленій потужності мережі;
- зниженням втрат енергії в електричній мережі і підвищенням її якості, тобто нормалізацією режимів роботи обладнання в цій мережі;
- підвищенням стійкості неплавких електродів при ТІГ зварюванні;
- можливістю гнучкого управління режимом зварювання при ТІГ зварюванні, що дозволяє розширити номенклатуру робіт.

Джерела живлення з інтегрованими функціями фільтрації вищих гармонік пройшли випробування в умовах ПАТ «Маркограф» і показали відповідність технічних характеристик заявленим. Було також підтверджено

поліпшення якості електроенергії в розподільчій мережі. Розрахований очікуваний економічний ефект складає 80 тис. грн на рік.

Результати дисертаційної роботи використані на ПАТ «Науково-дослідний і проектно-технологічний інститут машинобудування», м. Краматорськ, при розробці низки техніко-комерційних пропозицій та технічних проектів обладнання для відновлення деталей, що працюють в умовах інтенсивного зношування. Це дозволило знизити трудомісткість проектно-конструкторських і проектно-технологічних робіт при одночасному підвищенні якості наплавленого металу за рахунок підвищення стабільності процесу наплавлення та забезпечення надійності сплавлення основного металу з наплавленням. Економічний ефект від впровадження розробок – 248 тис. грн.

Технічні рішення і алгоритми управління перетворювачами, розроблені в дисертаційній роботі, використані при створенні системи управління збудженням синхронних машин з безщітковими збудниками в умовах ПрАТ «МК«Азовсталь». Впроваджена система управління збудженням дозволяє в автоматичному режимі підтримувати задані енергетичні параметри машини, компенсувати реактивну потужність. Крім того, система забезпечує виявлення несправностей у роторному випрямлячі, що крутиться. Очікуваний економічний ефект від впровадження складає 300 тис. грн. на рік і пояснюється зниженням витрат на електроенергію і ремонт безщіткових збудників.

Джерело для TIG зварювання на основі послідовного активного фільтра, описане в розділі 6 дисертаційної роботи, використовувалось в умовах ДП «Маріупольський морський торговельний порт». Застосування вказаного джерела дозволило підвищити стійкість неплавких електродів, покращити якість зварних з'єднань, забезпечити стабілізацію електричних параметрів процесу зварювання. Економічний ефект склав 50 тис. грн.

В умовах сервісного центру “OK-Service” були проведені випробування і організовано заказне виробництво зварювальних інверторів з

однофазним живленням і корекцією коефіцієнта потужності. Такі інвертори відрізняються на 30 – 40 % меншим споживаним струмом, що дозволяє проводити зварювальні роботи в умовах “слабкої” електричної мережі.

В умовах ЗАТ “Гідромаш”, м. Маріуполь, проведено дослідно-промислове випробування інверторного зварювального джерела живлення з корекцією коефіцієнта потужності. Завдяки тому, що споживаний струм джерела на 30 – 40 % нижчий, ніж у широко розповсюджених зварювальних інверторів, це дозволяє знизити навантаження на електричну мережу та/або підвищити кількість одночасно працюючих зварювальних джерел живлення. Розроблене інверторне джерело має напругу холостого ходу до 130 В, що забезпечує легкий підпал і стабільне горіння дуги під час ручного дугового зварювання. Ці властивості дозволяють покращити якісні характеристики зварних виробів, підвищити продуктивність, що дає економічний ефект в розмірі 50 тис. грн.

Пристрої стабілізації дуги, виконані з використанням запропонованих в дисертаційній роботі технічних рішень, використані для оснащення трансформаторів ТДМ-401 та СТШ-250. Проведені їх промислові випробування при ремонтних роботах на металургійних підприємствах м. Маріуполь. Оснащені стабілізаторами дуги зварювальні трансформатори використовувались для зварювання електродами постійного струму типу УОНИ. Перевагою розроблених стабілізаторів також є їх підключення до виводів трансформатора без втручання в його електричну схему. Для їх коректної роботи розроблена система керування, що забезпечує формування керуючих сигналів на основі аналізу вторинної напруги зварювального трансформатора.

Система керування стабілізаторів виконана на однокристальному мікроконтролері і забезпечує реалізацію наступних функцій:

- ідентифікацію наявності дуги за результатами аналізу вторинної напруги трансформатора;
- стабілізацію напруги збудження дуги;

- автоматичне налаштування під параметри трансформатора;
- обмеження часу дії підвищеної напруги при невдалій спробі ініціації дуги;
- тепловий захист силових елементів схеми.

На рис. 7.4, 7.5 показані осцилограми вторинної напруги зварювального трансформатора ТДМ-401 з підключеним стабілізатором дуги при ручному дуговому зварюванні електродами УОНИ-13/55. Видно, що виникають ситуації (рис. 7.5) коли повторне збудження дуги відбувається не одразу, а після дії декількох імпульсів підвищеної напруги. Амплітуда імпульсів повторного підпалення дуги досягає 200 В, при початковому підпаленні дуги (після замикання електроду на виріб) – до 300 В. Стабілізатори показали стійку роботу у всьому діапазоні регулювання зварювального струму трансформаторів з магнітним шунтом.

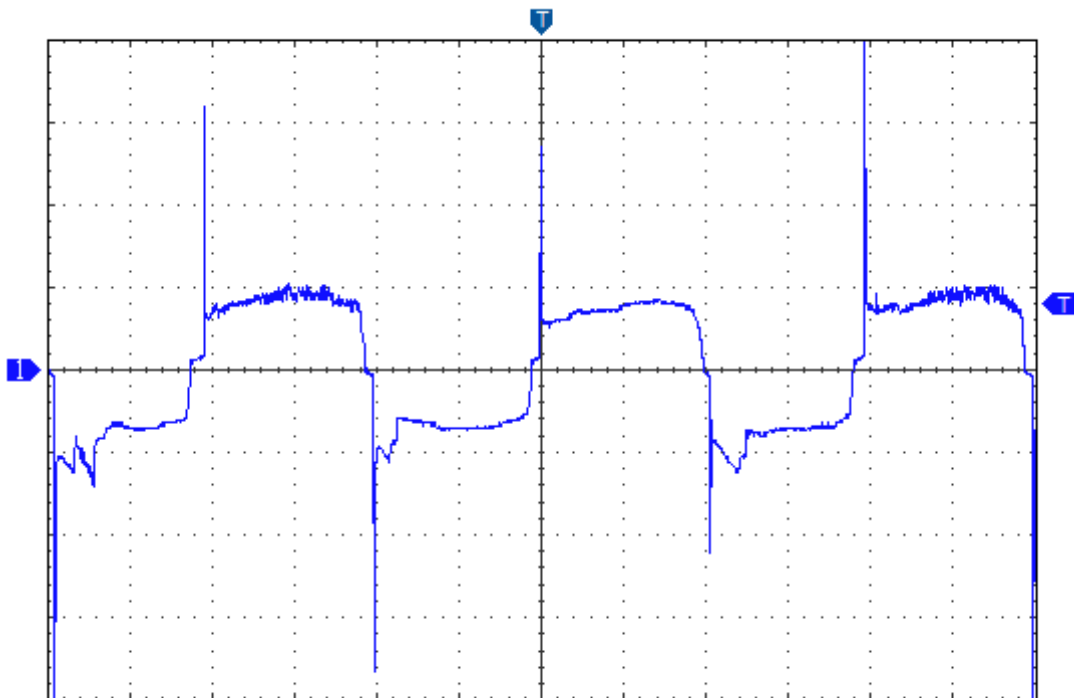


Рис. 7.4. Осцилограма напруги на вторинній обмотці трансформатора під час зварювання (5 мс/діл, 50 В/діл)

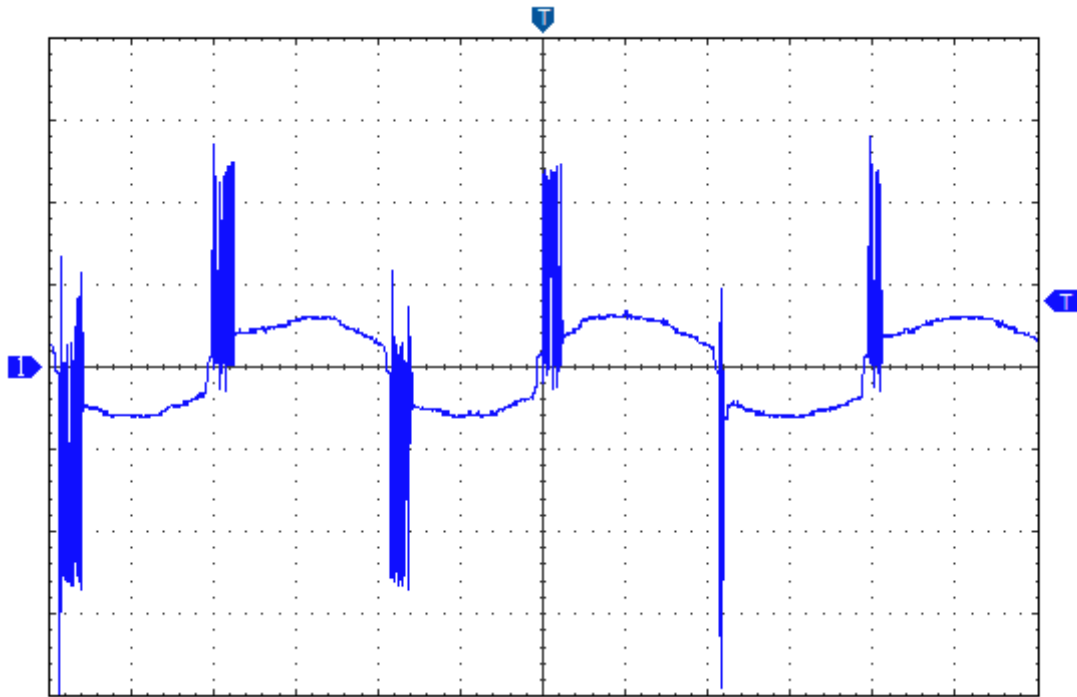


Рис. 7.5. Осцилограма напруги на вторинній обмотці трансформатора під час зварювання, видно пакети імпульсів підпалення дуги (5 мс/діл, 50 В/діл)

Розроблені стабілізатори дуги придатні для роботи зі зварювальними трансформаторами, не обладнаними електронними засобами регулювання зварювального струму, оскільки поява високої напруги з частотою десятки кГц на вторинній обмотці трансформатора може призвести до порушення режиму роботи електронних регуляторів.

Автором розроблена версія стабілізатора дуги з двопровідним підключенням до трансформатора, тобто живлення системи керування реалізовано від вторинної напруги. Габарити такого стабілізатора дуги складають всього 110×90×48 мм.

Новизна розробок, представлених в дисертаційній роботі, підтверджена 46 патентами України (2 патента на корисні моделі і 44 патенти на винаходи).

Вимірювачі параметрів якості електроенергії, описані в розділі 2 цієї роботи, впроваджені в навчальний процес ДВНЗ "ПДТУ" (додатки 3, І) і використовуються для проведення розробленого з урахуванням можливостей вимірювального обладнання циклу лабораторних робіт.

## ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі вирішено комплекс актуальних науково-технічних завдань побудови високоефективних інверторних зварювальних джерел живлення з поліпшеною електромагнітною сумісністю і підвищеним коефіцієнтом потужності, оптимізації параметрів їх роботи, створення систем автоматичного управління роботою джерел і програмного забезпечення керуючих контролерів.

1. На підставі проведених досліджень і аналізу техніко-економічних і енергетичних характеристик існуючого зварювального устаткування обрані шляхи підвищення його енергоефективності та побудовано математичні моделі процесів, що відбуваються в зварювальних перетворювачах.

2. На підставі розроблених математичних моделей створено програмні продукти автоматичних систем управління інверторних джерел живлення з підвищеною енергоефективністю з подальшою їх практичною реалізацією, оцінені їх реальні параметри і показана адекватність реальних характеристик очікуваним за результатами моделювання.

3. Запропоновані нові наукові підходи до створення активних випрямлячів зварювальних джерел живлення з підвищеним коефіцієнтом потужності. Розроблені схемні рішення і алгоритми управління, що дозволяють збільшити останній до 0,95 – 0,98 і знизити коефіцієнт гармонік споживаного зварювальним джерелом струму до 5 – 32 %.

4. Розроблено нові схемні рішення енергоефективних інверторних зварювальних джерел з прямим перетворенням напруги трифазної мережі в високочастотну з його подальшою трансформацією і випрямленням. Створено алгоритми управління такими перетворювачами, що забезпечують близький до одиниці вхідний коефіцієнт потужності зварювального джерела і заданий вид зовнішньої ВАХ, а також дозволяють забезпечити паралельну роботу декількох зварювальних інверторів з метою збільшення вихідного струму.

5. Розроблено новий алгоритм управління активним випрямлячем, що дозволяє поліпшити якість напруги мережі живлення, знизивши коефіцієнт гармонік напруги на 10 – 40 %. Алгоритм може бути використаний в активних випрямлячах, що мають пряме управління споживаним струмом.

6. Розроблено нові схемні рішення підвищення напруги холостого ходу інверторних зварювальних джерел живлення до 300 – 400 В (тривалістю не більше 1 с), що дозволяє полегшити запалювання і підвищити стабільність горіння дуги.

7. Розроблено новий принцип створення зварювальних джерел живлення змінного струму на основі зварювального трансформатора з нормальним розсіюванням (5 – 20 %) і послідовного активного фільтра, що дозволяє забезпечити задану ВАХ, компенсацію постійної складової при ТІГ зварюванні алюмінію і його сплавів, плавне регулювання зварювального струму.

8. Розроблено схемне рішення і програмний продукт системи управління однофазним інверторним зварювальним джерелом живлення з підвищеним до 0,96 коефіцієнтом потужності і збільшеною до 130 В напругою холостого ходу, що відрізняється відсутністю керованих напівпровідникових ключів у випрямлячі і зниженим запасом енергії згладжуючих конденсаторів.

9. Розроблено схемні рішення пристроїв підпалу і стабілізації дуги в джерелах змінного струму, що відрізняються використанням резонансних явищ в елементах зварювального кола і мають просту конструкцію і нескладні алгоритми управління.

10. Розроблено універсальний пристрій підпалу і стабілізації горіння дуги і програмний продукт системи управління ним. Пристрій призначений для роботи зі зварювальними джерелами постійного і змінного струму, як традиційними низькочастотними, так і сучасними інверторними. Пристрій забезпечує короткочасне, тривалістю не більше 1 с, підвищення напруги на виході зварювального джерела до 300 – 400 В і більше.

11. Розроблено програмно-апаратний комплекс обладнання для багатоканальної реєстрації електричних сигналів, що дозволяє зберігати осцилограми на ПК, обчислювати параметри якості електроенергії та виконувати експорт даних в пакет MathCad для подальшої обробки. Обладнання дозволяє проводити реєстрацію до 10 електричних сигналів з частотою вибірок 30 кГц на канал.

12. Дослідно-промислове випробування розробленого обладнання в умовах ПАТ «Науково-дослідний і проектно-технологічний інститут машинобудування», ТОВ «ТехМашСтрой 2012», ПрАТ «МК«Азовсталь», ПАТ «Маркограф», ДП «Маріупольський морський торговельний порт», ЗАТ «Гідромаш» показало його надійну роботу і відповідність технічних параметрів заявленим. Економічний ефект склав 1 684 000 грн. Розроблене обладнання впроваджено в учбовий процес в ДВНЗ «ПДТУ».



## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Патон Б.Е. Проблемы сварки на рубеже веков //Автоматическая сварка. – 1999. – № 1. – С. 4-14.
2. Лебедев В.К. Современные тенденции развития сварочных источников питания // Новые сварочные источники питания: сб.науч.тр. – К.:АН Украины. ИЭС им.Е.О.Патона, 1992. – С.5-13
3. Коротынский А.Е. Состояние, тенденции и перспективы развития высокочастотных сварочных преобразователей (Обзор) / А.Е. Коротынский. – Автоматическая сварка, №7 / 2002. – С. 50 – 62.
4. Пентегов И.В. Электромагнитная совместимость источников питания сварочной дуги // И.В. Пентегов, С.В. Рымар, А.М. Жерносеков, В.Н. Сидорец /Електротехніка і Електромеханіка. – 2012. – № 3. – с.34-40.
5. Рымар С.В. Влияние сварочных источников питания на трехфазную электрическую сеть // С.В. Рымар, А.М. Жерносеков, В.Н. Сидорец / Автоматическая сварка. – 2011. – № 10. – с. 49-55.
6. Лебедев В. К. Тенденции развития источников питания для дуговой сварки / В. К. Лебедев // Автоматическая сварка. –1995. –№ 5. –С. 3-6.
7. Рудык С.Д. Мощный однотактный преобразователь постоянного напряжения с «мягкой» коммутацией силового ключа / С.Д. Рудык, В.Е. Турчанинов, С.Н. Флоренцев. – Электротехника, №4 / 99. – С. 55 – 58.
8. Коротинський О. Є. Високоєфективні джерела живлення для дугового зварювання на основі індуктивно-ємнісних перетворювачів: дис. ... д-ра техн. наук / Олександр Євтихійович Коротинський. – К., 2007. – 392 с.
9. Андреев В.В. Имитационное моделирование электрических схем как этап разработки специализированных источников питания с управляемой формой переменного тока // В.В. Андреев, Е.М.

- Ефременко, Г.Н. Москович /Автоматическая сварка. – 2011. – № 2. – с. 9-12.
- 10.Владимиров А.В. Универсальный источник питания для дуговой сварки и плазменной резки // А.В. Владимирова, В.А. Хабузов, В.А. Лебедев, С.Ю. Максимов, А.А. Галышев /Автоматическая сварка. – 2011. – № 1. – с. 41-46.
- 11.Заруба И.И. Пути повышения технологической эффективности выпрямителей для механизированной сварки и наплавки (обзор) // И.И. Заруба, В.В. Андреев, В.И. Степахно, В.А. Корицкий /Автоматическая сварка. – 2011. – № 11. – с. 45-49.
- 12.Лебедев А.В. Транзисторные источники питания для электродуговой сварки (обзор) // А.В. Лебедев /Автоматическая сварка. – 2012. – № 9. – с. 34-40.
- 13.Лебедев В.К. Тенденции развития источников питания и систем управления (по материалам патентов США) //В.К. Лебедев /Автоматическая сварка. – 2004. – № 1. – с. 40-48.
- 14.Коротынский А.Е. Оценка параметров электромагнитной совместимости оборудования для дуговой сварки /А.Е. Коротынский, Е.А. Копиленко, Г.В. Павленко, Г.Л. Павленко //Сварочное производство. – 2005. – №11. – с.9-12.
- 15.Фурман Е.Л. Импульсный инверторный источник ИНТАЛ-500И для сварки / Е.Л. Фурман, Л.Г. Толстых, А.Л. Толстых, В.Б. Лепинских //Сварочное производство. – 2015. – №10. – с.40-43.
- 16.Толстых Л. Г. Импульсные инверторные источники повышенной мощности для сварки / Л. Г. Толстых, А. Л. Толстых, А. А. Вопнерук // Инновации в материаловедении и металлургии : материалы I междунар. интерактив. науч.-практ. конф. 13-19 дек. 2011, г. Екатеринбург. – Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2012. – Ч. 2. – С. 180-182.

- 17.Шолохов М.А. Эффективность эксплуатации инверторных источников питания / М. А. Шолохов, А. М. Фивейский, Д. С. Бузорина // Сварка и Диагностика. – 2012. – № 3. – С. 53-55.
- 18.Коновалов Ю.Н. Сравнение свойств универсального инверторного источника питания сварочной дуги МАГМА-315 и традиционных выпрямителей для механизированной сварки / Ю. Н. Коновалов // Сварочное производство. – 2013. – № 4. – с.23-27.
- 19.Ельцов В.В. Трехфазный инвертор – инновационная разработка в сварочном оборудовании / В. В. Ельцов [и др.] // Сварочное производство. – 2013. – № 5. – С. 19-24.
- 20.Фролов В.А. Анализ технологических характеристик тиристорных источников питания // В.А. Фролов / Сварочное производство. – 2011. – № 7. – с.49-52.
- 21.Верещаго Е.Н. Квазирезонансный источник питания Plasma 110i HF для плазменной резки /Е.Н. Верещаго, В.Ф. Квасницкий, В.И. Костюченко //Сварочное производство. – 2008. – № 6. – с.37-41.
- 22.Князьков А.Ф. Инверторный источник питания для сварки модулированным током / А.Ф. Князьков, С.А. Князьков, К.И. Деменцев //Сварочное производство. – 2008. – № 5. – с.18-22.
- 23.Бардин В.М. Целесообразность и возможности создания сварочных аппаратов переменного тока высокой частоты / В.М. Бардин, Д.А. Борисов //Сварочное производство. – 2010. – № 6. – с.35-38.
- 24.IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems: IEEE Standard 519-1992. – IEEE Standards Board, 1992. – 93 p.
- 25.Розанов Ю.К. Современные методы регулирования качества электроэнергии средствами силовой электроники // Электротехника. – 1999. – №4. – С. 28 – 32.
- 26.Никифоров А.П. Диспетчер смарт-грид в каждом устройстве потребителя. Технические и экономические задачи // Наукові праці

- Донецького національного технічного університету. – 2012. – № 12 (20). – 8 с.
27. Proposed terms and definitions for flexible AC transmission system (FACTS), IEEE Transactions on Power Delivery, Volume 12, Issue 4, October 1997, pp. 1848–1853.
28. Narain G. Hingorani Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems / Narain G. Hingorani, Laszlo Gyugyi // Wiley-IEEE Press. – 1999. – 452 p.
29. Xiao-Ping Zhang Flexible AC Transmission Systems: Modelling and Control / Xiao-Ping Zhang, Christian Rehtanz, Bikash Pal // Springer. – 2006. – 383 p.
30. Edris A. Proposed Terms and Definitions for Flexible AC Transmission System (FACTS) / A. Edris, R. Adapa, M.H. Baker, L. Bohmann and oth. // IEEE Transactions on Power Delivery. – Vol. 12. – No. 4. – 1997. – pp. 1848 – 1853.
31. Handbook of power quality / A. Baghini, Z. Hanzelka // Chapter 7: Voltage and Current Harmonics. – University of Bergamo, Italy. – 2008. – 644 p.
32. Handbook of power quality / A. Baghini, Z. Hanzelka // Chapter 7: Voltage and Current Harmonics. – University of Bergamo, Italy. – 2008. – 644 p.
33. Power Electronics Handbook / M. H. Rashid // Devices, Circuits and Applications (Engineering). – Secobd Edition. – Elsevier, 2007. – 1153 p.
34. Варецький Ю.О. Особливості вибору силових фільтрів для систем електропостачання змінних нелінійних навантажень / Ю.О. Варецький, Т.І. Наконечний // Вісник національного університету «Львівська політехніка». Електроенергетичні та електромеханічні системи . – 2008. – №647 – С. 10 – 15.
35. Климов В.П. Проблемы высших гармоник в современных системах электропитания [Электронный ресурс] / В.П. Климов, А.Д. Москалев // Практическая силовая электроника. Науч.-техн.сб. – М.: АОЗТ "ММП-

- Ирбис", 2002. – Вып. 5. Режим доступа:  
<http://www.tensy.ru/article01.html>.
36. Dugan R.C. Electrical Power Systems Quality / R.C. Dugan, M.F. McGranaghan, H.W. Beaty // McGraw-Hill, 1996. – 265 p.
37. UPS and Power Protection Solution. Design Guide // MGE UPS Systems, 1998. – 259 p.
38. ГОСТ 13109-97 (IEK, IEC) Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. Межгосударственный стандарт.
39. ДСТУ ІЕС 61000-3-2:2004. Електромагнітна сумісність. Ч.3-2: Норми. Норми емісії гармонік струму (для сили вхідного струму обладнання не більше 16 А на фазу). – К.: Держспоживстандарт України, 2007. – 18 с.
40. ДСТУ EN 61000-3-12:2014. Електромагнітна сумісність. Частина 3-12. Норми. Норми на силу струму гармонік, створені обладнанням із номінальним вхідним струмом силою понад 16 А та до 75 А включно на фазу, підключеним до низьковольтних електропостачальних систем загальної призначеності (EN 61000-3-12:2011, IDT)
41. ДСТУ EN 50160:2014 (EN 50160:2010, IDT) Характеристики напруги електропостачання в електричних мережах загальної призначеності. Національний стандарт України. – К.: Мінекономрозвитку України, 2014. – 33 с.
42. Рымар С.В. Влияние однофазных источников питания сварочной дуги на электрическую сеть // С.В. Рымар, А.М. Жерносеков, В.Н. Сидорец / Автоматическая сварка. – 2011. – № 12. – с. 9-15.
43. Zhao Wei-Song, Zhao Wei-Shu, “Study on electromagnetic compatibility design for inverter welding machine” // Dian Han Ji = Electric Welding Machine. – 2009. – 39, № 12. – P. 47–50.
44. Волков И.В. Улучшение качества электроэнергии в сетях промышленных предприятий посредством фильтров высших гармоник

- тока /И.В. Волков, М.Н. Курильчук, И.В. Пентегов, С.В. Рымар //Вісник Приазовського державного технічного університету. Зб. наук. праць. Енергетика. – Маріуполь: ПДТУ, 2005. – Ч.2, вип. №15. – С. 15-19.
- 45.Singh B. A Review of Active Filters for Power Quality Improvement / B. Singh, K. Al-Haddad, A. Chandra // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – 1999. – Vol. 46. – No. 5. – pp. 960 – 971.
- 46.Salo M. A Current-Source Active Power Filter with a New DC Filter Structure [Электронный ресурс] / M. Salo // Department of Electrical Engineering, Institute of Power Electronics: Tampere University of Technology. – Tampere (Finland), 2006. – 8 p. Режим доступа: <http://www.elkraft.ntnu.no/norpie/10956873/Final%20Papers/014%20-%20p014.pdf>
- 47.Moran L.A. Using Active Power Filters To Improve Power Quality [Электронный ресурс] / Luis A. Moran, Juan W. Dixon, Jose R. Espinoza, Rogel R. Wallace // Santiago (Chile). – 2010. – 11 p. Режим доступа: <http://web.ing.puc.cl/~power/paperspdf/dixon/37a.pdf>
- 48.El-Habrouk M. Active Power Filters: A Review / M. El-Habrouk, M. K. Darwish P. Mehta // Proc. IEE Electric Power Applications. – 2000. – Vol. 147. – No. 5. – pp. 403 – 413.
- 49.Jeong G. DSP-Based Active Power Filter with Predictive Current Control / S. G. Jeong, M. H. Woo // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 1997. – Vol. 44. – No 3. – pp. 329 – 336.
- 50.Buso S. Design and Fully Digital Control of Parallel Active Power Filters for Thyristor Rectifiers to Comply with IEC-1000-3-2 Standards / S. Buso, L. Malesani, P. Mattavelli, R. Veronese // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1998. – Vol. 34. – No. 3. – pp. 508 – 517.
- 51.Jintakosonwit P. Control and Performance of a Fully-Digital-Controlled Shunt Active Filter for Installation on Power Distribution System / P.

- Jintakosonwit, H. Fujita, H. Akagi // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2002. – Vol. 17. – No. 1. – pp. 132 – 140.
52. Dixon J. W. A Series Active Power Filter Based on a Sinusoidal Current-Controlled Voltage-Source Inverter / J. W. Dixon, G. Venegas, L. A. Moran // IEEE Transactions On Industrial Electronics. – 1997. – Vol. 44. – No. 5. – pp. 612 – 620.
53. Turunen J. Comparison of Series Hybrid Active Filter Control Systems in Medium Power Application [Электронный ресурс] / J. Turunen, M. Salo, H. Tuusa // 2003. – 6 р. Режим доступа: <http://www.epe-association.org/epe/index.php?main=/epe/documents.php%3Fcurrent=937>
54. Dixon J.W. Series active power filter based on a sinusoidal current-controlled voltage-source inverter / J.W. Dixon, G. Venegas, A. Moran // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 1997. – Vol. 44. – No.5. – pp. 612 – 619.
55. Yunus H.I. Comparison of VSI and CSI topologies for single-phase active power filters / H.I. Yunus, R.M. Baas // Conf. Rec. PESC'96. – Baveno, 1996. – pp. 1892 – 1898.
56. Salam Z. Harmonics Mitigation Using Active Power Filter: A Technological Review / Zainal Salam, Tan Perng Cheng, Awang Jusoh // University Technology Malaysia, 2006. – No 2. – pp. 17 – 26.
57. Khositkasame S. Design of Harmonic Current Detector and Stability Analysis of a Hybrid Parallel Active Filter / S. Khositkasame, S. Sangwongwanich // Proceedings of the Power Conversion Conference (PCC). – Nagaoka, Japan. – 1997. – pp. 181 – 186.
58. Strzelecki R. Application and properties of hybrid filter systems for compensation of current network harmonics and reactive component /
59. R. Strzelecki, H. Supronowicz, T. Kurowski // PEMC'96. – Budapest. – 1996. – pp. 1243 – 1248.
60. Панасенко М. В. Проблеми електромагнітної сумісності підсистем електричної тяги постійного струму і використання засобів силової

- електроніки для їх вирішення / М.В. Панасенко, Ю. П. Гончаров, В. Г. Сиченко // «Електротехніка та електроенергетика». – №2. – 2009. С. 22 – 28.
61. Волков В.А. Методика оценки энергоэффективности использования силового активного фильтра / В.А. Волков // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – Кременчуг. – 2012. – № 3(19). – С. 213 – 215.
62. Метельский В.П. Оценка возможности снижения энергопотребления в трехфазных сетях переменного напряжения при симметрировании сетевых фазных токов силовым активным фильтром / В.П. Метельский, В.А. Волков // Електротехніка та електроенергетика. – Запорожье. – 2010. – № 1. – С. 68 – 73.
63. Бурлака В.В. Параллельный активный фильтр с повышенным коэффициентом подавления высших гармоник тока / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков, С.К. Бублик, М.Д. Дьяченко // Вісник Приазовського державного технічного університету: Зб. наук. пр. – Маріуполь: – 2009. – Вип. 19. – С. 237 – 241.
64. Bose Vimal K. Modern Power Electronics and AC Drives / Vimal K. Bose. – Prentice Hall. – 2002. – 711 p.
65. Поднебенная С.К. Силовой параллельный активный фильтр с повышенной эффективностью / С.К. Поднебенная, В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // Електротехніка: ежемісячний науко-технічний журнал. – М.: ЗАО «Фирма Знак», 2013. – Вип. 6. – С.15-20.
66. Обухов С.Г. Широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения / С.Г. Обухов, Е.Е. Чаплыгин, Д.Е. Кондратьев // Електричество. – М.: Знак. – № 7. – 2008. – С. 23 – 32.
67. Бурлака В.В. Применение методов широтно-импульсной модуляции в системах управления параллельными активными фильтрами / В.В. Бурлака, С.К. Поднебенная, М.Д. Дьяченко // Университетская наука –



- 2011: Междунар. научно-техническая конференция, Мариуполь, 16-18 мая 2011. – Мариуполь: ПГТУ, 2011. – Т. 2. – С. 12.
68. Kasmieh T.A. Active Power Filter dimensioning Using a Hysteresis Current Controller / Tarek A. Kasmieh, Hassan S.Omran // *Proceedings of World Academy of Science, Engineering and Technology Volume*. – 2009. – pp. 233 – 238.
69. Степенко С.А. Порівняльний аналіз методів керування фільтро-компенсуючим пристроєм / С.А. Степенко, О.О. Гусев, С.А. Іванець, О.А. Велігорський // *Вісник Київського національного університету технологій та дизайну*. – Київ. – 2012. - № 1. – С. 82 – 88.
70. Бурлака В.В. Обзор методов управления активными фильтрами / В.В. Бурлака, С.К. Поднебенная, М.Д. Дьяченко // *Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Щоквартальний науково-виробничий журнал*. – Кременчук: КНУ, 2011. – Вип. 1/2011 (13). – С.51 – 54.
71. Бурлака В.В. Особенности применения методов управления активными фильтрами / В.В. Бурлака, С.К. Поднебенная, М.Д. Дьяченко // *Международная научно-техническая конференция «Университетская наука-2010»*: Сб. тезисов докладов в 3-х томах. Мариуполь: ПГТУ, 2010. – Т. 3 – С. 53.
72. Joao L. Afonso P-Q Theory Power Components Calculations / Joao L. Afonso, M. J. Sepulveda, Julio S. Martins // *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. – Rio de Janeiro, 2003. – 6 p.
73. Moleykutty G. Modelling and control of three-phase shunt active filter / G. Moleykutty, P.B. Kartik // *American Journal of applied sciences*. – 2008. – No 5(8). – pp. 1064 – 1070.
74. Moleykutty G. Performance comparison of three-phase shunt active power filter algorithms / G. Moleykutty, P.B. Kartik // *American Journal of applied sciences*. – 2008. – No 5 (11). – pp. 1424 – 1428.
75. Montero M.I.M. Comparison of control strategies for shunt active power filters in three-phase four-wire systems / M.I.M. Montero, E.R. Cadaval,

- F.B. Gonsales // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2007. – Vol. 22. – No. 1. – pp. 229 – 236.
76. Mercy E. L. A Comparative Performance Analysis of Four Control Algorithms for a Three Phase Shunt Active Power Filter / E.Latha Mercy, R.Karthick, S.Arumugam // International Journal of Computer Science and Network Security. – 2010. - Vol.10. – No. 6. – pp.1 – 7.
77. Latha Y. K. Control Strategy for Three Phase Shunt Active Power Filter with Minimum Current Measurements / Y. Kusuma Latha, Ch. Saibabu, Y.P. Obulesh // International Journal of Electrical and Computer Engineering. – 2011. – Vol.1. – No.1. – pp. 31 – 42.
78. Czarnecki L.S., Comments to the paper: Instantaneous p-q Theory for Compensating Nonsinusoidal Systems Electrical and Computer Engineering Dept. / L. S. Czarnecki // Louisianan State University, Baton Rouge, USA. – 2009. – pp.167 – 169.
79. Green T. C. Control techniques for active power filters / T.C. Green, J.H. Marks // IEE Proceedings. Electric Power Application. – 2005. – Vol. 152. – No. 2. – pp. 369 – 381.
80. Ozdemir E. Active Power Filter for Power Compensation Under Non-Ideal Mains Voltages / E. Ozdemir, M. Kale, Ş. Ozdemir // 2001. – 6 p.
81. Gaiceanu M. Active Power Compensator of the Current Harmonics Based on the Instantaneous Power Theory / M. Gaiceanu // The Annals of "Dunarea de Jos" University of Galati Fascicle III. – 2005. – pp.23 – 28.
82. Asiminoaei L. Evaluation of Harmonic Detection Methods for Active Power Filter / L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, S. Hansen // Applications Applied Power Electronics Conference and Exposition. – 2005. – Vol. 1. – pp. 635 – 641.
83. Green T.C. Issues in the rating of active power filters / T.C. Green, J.H. Marks // IEE Proceedings. Electric Power Application. – 2003. – Vol. 150. – No. 5. – pp. 607 – 614.

- 84.Senini S.T. Systematic identification and review of hybrid active filter topologies / Senini S.T., Wolfs P.J. // Proceedings IEEE Power Elec. Specialist Conference: Cairns, Australia. – 2002. – pp. 394 – 399.
- 85.Akagi H. Control strategy for active power filters using multiple voltage source PWM converters / H. Akagi et al.// IEEE Trans. Ind. Appl. – 1986. – Vol. 22. – No. 3. – 460 p.
- 86.Akagi H. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage / H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae // IEEE Trans. Ind. Appl. – 1984. – Vol. 20. – No. 3. – pp. 625 –703.
- 87.Akagi H. The p-q theory in three-phase systems under non-sinusoidal conditions / H. Akagi, A. Nabae // Euro. Trans. Electr. Power. – 1993. Vol. 3. – pp. 27 – 31.
- 88.Soares V. An instantaneous active and reactive current component method for active filters / V. Soares, P. Verdelho, G.D. Marques // IEEE Trans. Power Electron. – 2000. – Vol. 15. – No 4. – pp. 660 – 669.
- 89.Podnebennaya S.K. A power parallel active filter with higher efficiency / S. K. Podnebennaya, V.V. Burlaka, S. V. Gulakov // Russian Electrical Engineering. – June 2013, Volume 84, Issue 6, pp. 308-313.
- 90.Бурлака В.В. Современные способы улучшения качества электроэнергии / В.В. Бурлака, С.К. Поднебенная, С.В. Гулаков // Управление качеством электрической энергии: Сборник трудов Международной научно-практической конференции. Москва, 26-28 ноября 2014 г. – М.:ООО «Центр полиграфических услуг “Радуга”», 2014. – С. 137-143.
- 91.Chelladurai J. Investigation of various PWM techniques for shunt active power filters / J. Chelladurai, G. Saravana Ilango, C. Nagamani, S. Senthil Kumar // World Academy of Science, Engineering and Technology. – 2008. – No. 39. – pp. 192 – 198.
- 92.Santiprapan P. Mathematical Model and Control Strategy on DQ Frame for Shunt Active Power Filters / P. Santiprapan, K-L. Areerak, K-N. Areerak //

- World Academy of Science, Engineering and Technology. – 2011. – No. 60. – pp. 353 – 361.
- 93.Somlal J. Analysis of discrete & space vector PWM controlled hybrid active filters for power quality enhancement / J. Somlal, V. G. R. Mannam // International Journal of Advances in Engineering & Technology. – 2012. – Vol. 2. – pp. 331 – 341.
- 94.Kumar A. Control Strategy of Three Phase Shunt Active Power Filter for Power Quality Improvement / A. Kumar, G. Ramesh Babu // International Journal of Engineering Science and Technology. – 2012. – Vol.4. – No. 5. – pp. 2228 – 2233.
- 95.Charles S. Comparison of Three Phase Shunt Active Power Filter Algorithms / S. Charles, G. Bhuvaneshwari // International Journal of Computer and Electrical Engineering. – 2010. – Vol. 2. – No. 1. – pp. 175 – 180.
- 96.Geethalakshmi B. Comparison of Reference Current Extraction Methods for Shunt Active Power Filters / B. Geethalakshmi, M. Kavitha // International Journal of Computer and Electrical Engineering. – 2011. – Vol. 3. – No. 3. – pp. 322 – 326.
- 97.Sozanski K.P. Harmonic Compensation Using the Sliding DFT Algorithm for Three-Phase APF / K.P. Sozanski // Electric Power Quality and Utilization: 2006. – Vol. XII. – No. 2. – pp. 15 – 20.
- 98.Jacobsen E. The sliding DFT / E. Jacobsen, R. Lyons // IEEE Signal Processing Magazine. – 2003. – Vol. 20. – No.2. – pp. 74 – 80.
- 99.Поднебенная С.К. Особенности управления силовым параллельным активным фильтром / С.К. Поднебенная, В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації. Збірник наукових праць XI Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених і спеціалістів у місті Кременчук 9 – 11 квітня 2013 р. – Кременчук: КрНУ, 2013. – С. 168 –169.

100. Поднебенная С.К. Повышение энергоэффективности электрических сетей методами активной фильтрации / С.К. Поднебенная, В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // Инновационные пути модернизации базовых отраслей промышленности, энерго- и ресурсосбережение, охрана окружающей природной среды: сборник трудов II Межотраслевой научно-практической конференции молодых ученых и специалистов, 27–28 марта 2013 г., г. Харьков / ГП «УкрНТЦ «Энергосталь». – Х. : НТМТ, 2013. – С. 105 – 110.
101. Поднебенная С.К. Методы повышения эффективности параллельного активного фильтра / С.К. Поднебенная, В.В. Бурлака // Всеукраинская научно-практическая конференция молодых ученых и студентов «Энергетика, энергосбережение», 21 марта 2013. – Мариуполь: ПГТУ, 2013. – С. 13.
102. Hua G. Soft-switching techniques in PWM converters / Guichao Hua, Fred C. Lee // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 1995. – Vol. 42. – No. 6. – pp. 595 – 603.
103. Bitoleanu A. LCL Interface Filter Design for Shunt Active Power Filters / A. Bitoleanu, M. Popescu, D. Marin, M. Dobriceanu // Advances in Electrical and Computer Engineering. – 2010. – Vol. 10. – No. 3. – pp. 55 – 60.
104. Qiu Z. A Novel Control Approach for LCL-based Shunt Active Power Filter with High Dynamic and Steady-State / Zhiling Qiu, Jie Kong and Guozhu Chen // Performance IEEE. – 2008. – pp. 3306 – 3310.
105. Поднебенная С.К. Исследование влияния интерфейсного фильтра на подавление высших гармоник силовым параллельным активным фильтром / С.К. Поднебенная, В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // II-я международная научно-практическая конференция «Физико-технологические проблемы радиотехнических устройств, средств телекоммуникаций, нано- и микроэлектроники», Черновцы, 25-27

- октября 2012. – Черновцы: Черновицкий национальный университет имени Ю. Федьковича, 2012. – С.125-126.
106. Поднебенная С.К. Исследование влияния порядка интерфейсного фильтра на работу параллельного активного фильтра / С.К. Поднебенная, В.В. Бурлака // Университетская наука – 2012: Междунар. научно-техническая конференция, Мариуполь, 24-26 апреля 2012. – Мариуполь: ПГТУ, 2012. – Т. 2. – С. 83 – 84.
107. Поднебенная С.К. Совершенствование системы управления параллельным активным фильтром / С.К. Поднебенная, В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // Науковий вісник Чернівецького університету: збірник наук. праць. Фізика. Електроніка. – Т. 2, Вип 1. – Чернівці: Чернівецький національний університет, 2012. – С. 44 – 47.
108. Поднебенная С.К. Адаптивная система управления силовым параллельным активным фильтром / С.К. Поднебенная, В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // Современные информационные технологии, средства автоматизации и электропривод: материалы Всеукраинской научно-технической конференции, посвященной 60-летию ДГМА, 17-21 декабря 2012. – Краматорск: ДГМА, 2012. – С. 185 – 187.
109. Поднебенная С.К. Двухступенчатый подход к проектированию силовых параллельных активных фильтров / С.К. Поднебенная, В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // 17-й Международный молодежный форум «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке». Сб. материалов форума. Т. 1. – Харьков: ХНУРЭ, 2013. – С.25 – 26.
110. Поднебенная С.К. Двухступенчатый силовой параллельный активный фильтр / С.К. Поднебенная, В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія «Електротехніка та енергетика». – Донецьк: ДонНТУ. – 2013. – № 1(14). – С. 222 – 226.
111. Поднебенная С.К. Усовершенствованный параллельный активный фильтр / С.К. Поднебенная // 9-я Международная

- молодежная научно-техническая конференция “Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2013”, Севастополь: СевНТУ, 2013. – С. 236.
112. Поднебенная С.К. Снижение уровня помех, генерируемых сварочными источниками питания при помощи параллельного активного фильтра с повышенной эффективностью / С.К. Поднебенная, В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // Вісник Донбаської державної машинобудівної академії: збірник наукових праць. – Краматорськ: ДДМА, 2012. – № 3 (28). – С. 221 – 225.
113. Бурлака В.В. Снижение уровня помех, генерируемых сварочными источниками питания / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков, С.К. Бублик, М.Д. Дьяченко // Вісник Донбаської державної машинобудівної академії: Зб. наук. пр. – Краматорськ: ДДМА, 2010. – №2 (19). – С. 91-95.
114. Пристрій корекції якості електроенергії / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков, С.К. Бублик, М.Д. Дьяченко // Патент на винахід № 93579 від 25.02.2011р.
115. Бурлака В.В. Повышение качества работы активного фильтра с помощью применения линейного корректирующего звена / В.В. Бурлака, С.К. Поднебенная, М.Д. Дьяченко // Международная научно-техническая конференция «Университетская наука-2010»: Сб. тезисов докладов в 3-х томах. Мариуполь: ПГТУ, 2010. – Т. 3 – С. 54.
116. Поднебенная С.К. Повышение эффективности силового параллельного активного фильтра путем подключения корректирующего линейного звена / С.К. Поднебенная, В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // Автоматика та електротехніка: Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції молодих учених та студентів з міжнародною участю. – Миколаїв: НУК, 2012. – С.64-67.
117. Поднебенная С.К. Совершенствование метода управления напряжением звена постоянного тока параллельного активного фильтра / С.К. Поднебенная, В.В. Бурлака, С.В. Гулаков //

- Всеукраїнська наукова Інтернет-конференція "Сучасна наука – інструмент динамічного розвитку економіки України". – Тернопіль: ТНЕУ, 2013. – С. 96 - 99.
118. Поднебенная С.К. Разработка методики выбора емкости конденсатора звена постоянного тока параллельного активного фильтра / С.К. Поднебенная, В.В. Бурлака // Университетская наука – 2013: Междунар. научно-техническая конференция, Мариуполь, 13-16 мая 2013. – Мариуполь: ПГТУ, 2013. – Т. 2. – С. 16.
119. Поднебенная С.К. К вопросу выбора мощности параллельного активного фильтра / С.К. Поднебенная, В.В. Бурлака // Научно-практическая конференция молодых ученых и студентов «Наукові дослідження молоді – інновації в науці та практиці». – Мариуполь: ПГТУ, 2013. – С. 15 – 16.
120. Поднебенна С.К. Підвищення енергоефективності електротехнічного комплексу «нелінійне навантаження – силовий активний фільтр» в електричних мережах 0,4 кВ: дис. ... канд. техн. наук. Спец. 05.09.03 – електротехнічні комплекси та системи. – Донецьк: ДонНТУ, 2013. – 199 с.
121. W. Mack Grady, Robert J. Gilleskie, Harmonics and How They Relate to Power Factor: Proc. of the EPRI Power Quality Issues & Opportunities Conference (PQA' 93), San Diego, CA, November, 1993. – 5 p.
122. P. N. Enjeti, W. Shireen, P. Packebush, and I. J. Pitel, "Analysis and design of a new active power filter to cancel neutral current harmonics in three-phase four-wire electric distribution systems," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 30, pp. 1565–1572, Nov./Dec. 1994.
123. Lee, J.H., Kim, J.H., Kim, S.S. et al. (2001) Harmonic reduction of CO2 welding machine using single-switch, three-phase boost converter with six order harmonic injection PWM. In: IEEE ISIE Proc., Vol. 3, 1526–1529.



124. Salo M., Tuusa H., Nyqvist J. A high performance three-phase DC voltage source – an application to a welding machine. IEEE APEC'01 Proc. 2001. Vol. 2. – pp. 793-799.
125. Huang N., Zhang D., Song T., Fan M., Liu Y. “A 10 kW single-stage converter for welding with inherent power factor correction”, IEEE APEC'05 Proc. 2005. Vol. 1. – pp. 254-259.
126. Bhim Singh, Brij N. Singh, Ambrish Chandra, Kamal Al-Haddad, Ashish Pandey, Dwarka P. Kothari, “A Review of Single-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters”, IEEE transactions on industrial electronics, Vol. 50, No. 5, October 2003. – pp.962-981
127. A. Muthuramalingam and S. Himavathi, “Evaluation of Power Factor Corrected AC – DC Converters and Controllers to meet UPS Performance Index”, International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering Vol:3, No:4, 2009. – pp.860-868
128. *J. M. Bourgeois*. Circuits for power factor correction with regards to mains filtering. – Application note AN-510 – SGS-Thomson Microelectronics.
129. *G. Comandatore and U. Moriconi*, Application Note 628 Designing A High Power Factor Switch-ing Preregulator With The L4981 Continuous Mode, SGS-THOMSON Microelectronics, Inc., May, 1994
130. L4981A,B Power Factor Corrector Datasheet, SGS-THOMSON Microelectronics, Inc., May, 1994.
131. *Mitsutaka Iwasaki, Mamoru Seo, Masanori Fukunaga, Xiaoming Kong, Marco Honsberg, Gourab Majumdar*, An Integrated Power Factor Correction Module with Dual In-line Package. – Power Device Division, Mitsubishi Electric Corp.
132. DIP-PFC Application Note: Mitsubishi Electric Corporation, Power Semiconductor Device Division. Doc. No. DPH 2635e. – 27 p.
133. Swati Narula; Bhim Singh; G.Bhuvaneshwari, “A PFC Based Bridgeless Converter with Improved Power Quality for Welding

- Applications”, IEEE International Conference on Computational Intelligence & Communication Technology, 13-14 Feb. 2015. – pp. 503-508
134. Mohammad Mahdavi; Hosein Farzanehfard, “Bridgeless SEPIC PFC Rectifier With Reduced Components and Conduction Losses”, IEEE Transactions on Industrial Electronics. – Vol.: 58, Issue: 9, Sept. 2011. – pp. 4153-4160
135. C.Sreekala, T.Yamuna, Dr.T.Senthil Kumar, “New Bridgeless DCM Sepic PFC Rectifier with Low Conduction and Switching Losses”, Proc. of Int. Conf. on Advances in Computer Science, AETACS. – Elsevier: 2013. – pp.121-132
136. Ahmad J. Sabzali; Esam H. Ismail; Mustafa A. Al-Saffar; Abbas A. Fardoun, “New Bridgeless DCM Sepic and Cuk PFC Rectifiers With Low Conduction and Switching Losses”, IEEE Transactions on Industry Applications. – Vol.: 47, Issue: 2, March-April 2011. – pp. 873-881
137. *M. O’Loughlin*, "An Interleaved PFC Preregulator for High-Power Converters", vol. Topic 5:Texas Instrument Power Supply Design Seminar, 2007, pp.5-1,5-14.
138. *L. Balogh; R. Redl*, "Power-factor correction with interleaved boost converters in continuous-inductor-current mode", in IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993, pp. 168-174.
139. *K. Raggl; T. Nussbaumer; G. Doerig; J. Biela; J.W. Kolar*, "Comprehensive Design and Optimization of a High Power Density Single-Phase Boost PFC", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.56, 2009, pp.2574 -2587.
140. *F. Musavi; W. Eberle; W.G. Dunford*, "A High-Performance Single-Phase AC-DC Power Factor Corrected Boost Converter for plug in Hybrid Electric Vehicle Battery Chargers", in IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Atlanta, Georgia, 2010.
141. *F. Musavi; W. Eberle; W.G. Dunford*, “A High-Performance Single-Phase Bridgeless Interleaved PFC Converter for Plug-in Hybrid Electric

- Vehicle Battery Chargers”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.47, issue 4., 2011. – pp. 1833-1843.
142. *M.T. Zhang, Y. Jiang, F.C. Lee, M. M. Jovanovic*, “Single-phase three-level boost power factor correction converter”, in proc. IEEE APEC’95, 1995, pp. 434-439.
143. *Y.S. Youn, G.Chae, and G.H. Cho*, “A unity power factor electronic ballast for fluorescent lamp having improved valley fill and valley boost converter”, IEEE PESC97 record, pp. 53-59, 1997.
144. *H. Junpeng, X. Jianping, Y. Tiesheng*, “Peak current-controlled CRM flyback PFC converter with square of line voltage-compensated primary current envelope”, Electronics Letters Vol. 51; no. 9; 2015, pp. 684-686.
145. *Bhim Singh; Sanjeev Singh; Ambrish Chandra; Kamal Al-Haddad*, “Comprehensive Study of Single-Phase AC-DC Power Factor Corrected Converters With High-Frequency Isolation”, IEEE Transactions on Industrial Informatics. – Volume: 7, Issue: 4, Nov. 2011. – pp. 540-556
146. *Beristáin J. José A., Bordonau F. Josep, Busquets M. Sergi, Rocabert S. Joan and Murillo V. Ismael*, “Single phase DC/AC bi-directional converter with high-frequency isolation”, RIEE&C, revista de ingeniería eléctrica, electrónica y computación, Vol. 2, No. 1, Diciembre 2006. – 6 p.
147. *ICE1PCS02, ICE1PCS02G Standalone Power Factor Correction (PFC) Controller in Continuous Conduction Mode (CCM) with Input Brown-Out Protection: Datasheet, V1.2, 06 Feb 2007*
148. *K.M. Smedley, S. Cuk*, “One-Cycle Control of Switching Converters”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10 No.6, Nov.1995. pp. 625-633.
149. *Z. Lai, K.M. Smedley*, “A Family of Continuous Conduction Model Power Factor Correction Controllers Based on the General Pulse Width Modulator”, IEEE Trans. On Power Electronics, Vol.13, No.2, 1988

150. *L.M. Smith, Z. Lai, K.M. Smedley*, “A New PWM Controller with One-Cycle Response”, IEEE APEC’97 Conference Proceedings, Vol.2, pp.970-976
151. *R. Brown, M. Soldano*, “One Cycle Control IC Simplifies PFC Designs”, APEC ’05 Conference Proceedings
152. IR1150S Data Sheet – International Rectifier Corp., 2005], [IRAC1150-300W – CCM Boost Converter for PFC DemoBoard Documentation, International Rectifier Corp. 2005.
153. *М. Кастров, А. Герасимов, Г. Малышков*. Однофазные корректоры коэффициента мощности в системах вторичного электропитания. – ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. – №1, 2004. – с.16-19.
154. *Bin Wu*, "High power converters and AC drives", IEEE Press, 2006.
155. *J.W. Kolar, T. Friedli*: The essence of three-phase PFC rectifier systems, in proc. Of IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), Oct. 9-13, 2011. – 27 p.
156. *J.W. Kolar, H. Ertl, and F.C. Zach*, "Realization considerations for unidirectional three-phase PWM rectifier systems with low effects on the mains, "in Proc. 6th Conf. Power Electronics and Motion Control (PEMC), vol. 2, Budapest, Hungary, Oct. 1-3, 1990, pp. 560-565
157. *J. Pforr*, "Low-cost power factor correction for three-phase supply," in Proc. 32nd Int . Power Conversion Conf. (PCIM), Nuremberg, Germany, May 21-23, 1996, pp. 487-498
158. *L. Simonetti, J. Sebastian and J. Uceda*, “Single-Switch Three-Phase Power Factor Under Variable Switching Frequency and Discontinuous Input Current,” in PESC 1993, pp. 657-662.
159. *J.W. Kolar, H. Ertl and F.C. Zach* “Space Vector-Based Analytical Analysis of the Input Current Distortion of a Three-Phase Discontinuous-Mode Boost Rectifier System,” in PESC 1993, pp. 696-703.

160. *K. Schenk and S. Cuk*, “A Simple Three-Phase Power Factor Corrector with Improved Harmonic Distortion,” in PESC 1997, pp. 399-405.
161. *Q. Huang and F. Lee*, “Harmonic Reduction in a Single-Switch, Three-Phase Boost Rectifier with High Order Harmonic Injected PWM,” in PESC 1996, pp. 790-797.
162. *D. Perreault and J. Kassakian*, “Design Evaluation of a cellular Rectifier System with Distributed Control,” in PESC 1998, pp. 790-797.
163. *P. Barbosa and F.C. Lee*, “Design Aspects of Paralleled Three-Phase DCM Boost Rectifiers,” in PESC 1999, pp. 331-336.
164. *P. Barbosa, F. Canales, J.C. Crebier and F.C. Lee*, “Interleaved Three-Phase Boost Rectifiers Operated in the Discontinuous Conduction Mode: Analysis, Design Considerations and Experimentation,” in IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 16, Issue 5, Sept. 2001, pp. 724 – 734.
165. *Yungtaek Jang, Milan M. Jovanovic*, “The TAIPEI Rectifier – A New Three-Phase Two-Switch ZVS PFC DCM Boost Rectifier”, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 28, No. 2, February 2013, pp. 686-694.
166. *Yungtaek Jang, Milan M. Jovanovic*, “The Single-Stage Taipei Rectifier – Design Consideration and Performance Evaluation”, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 29, No. 11, November 2014, pp. 5706-5714.
167. *Yungtaek Jang, Milan M. Jovanovic, Juan M. Ruiz*, “The Single-Stage Taipei Rectifier”, in proc. of Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 17-21 March 2013, pp. 1042-1049.
168. *Yungtaek Jang, Milan M. Jovanovic, Juan M. Ruiz*, “Design Considerations and Performance Evaluation of Single-Stage TAIPEI Rectifier for HVDC Distribution Applications”, in proc. of International Telecommunications Energy Conference 'Smart Power and Efficiency' (INTELEC), 13-17 Oct. 2013, pp. 1-6.

169. *H. Ertl, J.W. Kolar*, A Constant Output Current Three-Phase Diode Bridge Employing a Novel "Electronic Smoothing Inductor", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 2, pp. 454-461, 2005
170. *H. Ertl, J.W. Kolar, F.C. Zach*: A Constant Output Current Three-Phase Diode Bridge Employing a Novel "Electronic Smoothing Inductor". Proc. of the International Conferences PCIM, Nürnberg, Germany, June 22-24, pp. 645-651 (1999).
171. *K. Mino, M. L. Heldwein, J. W. Kolar*: Ultra compact three-phase rectifier with electronic smoothing inductor. Proc. of the Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Vol.1, 6-10 march 2005., pp.522-528.
172. *Thiago B. Soeiro, Johann W. Kolar*, "Analysis of High-Efficiency Three-Phase Two- and Three-Level Unidirectional Hybrid Rectifiers", IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 60, No. 9, September 2013, pp. 3589 – 3601.
173. *P. Nammalvar, P. Meganathan*, "A Novel Three Phase Hybrid Unidirectional Rectifier for High Power Factor Applications", International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering Vol:8, No:9, 2014, pp. 1409 – 1415.
174. *Ricardo Luiz Alves, Ivo Barbi*, "Analysis and Implementation of a Hybrid High-Power-Factor Three-Phase Unidirectional Rectifier", IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 24, No. 3, March 2009, pp. 632 – 640.
175. *Ankusha Biradar, Nagabhushan Patil*, "Implementation of a Hybrid High Power Factor Three-Phase Unidirectional Rectifier", International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering (IJITEE), Vol.2, Issue 4, March 2013, pp. 203 – 206.
176. *Ricardo Luiz Alves, Ivo Barbi*, "A New Hybrid High Power Factor Three-Phase Unidirectional Rectifier", IEEE ISIE 2006, July 9-12, 2006, pp. 1046 – 1051.

177. *T.B. Soeiro, J.W. Kolar, P. Ranstad, L. Jorgen*, “Hybrid rectifier and method of operating a hybrid rectifier”, European Patent Application, filed 18.07.2012
178. *R. Naik, M. Rastogi, N. Mohan*. Third-Harmonic Modulated Power Electronics Interface with Three-Phase Utility to Provide a Regulated DC Output and to Minimize Line Current Harmonics. Record of the 27th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Houston, TX, Oct. 4-9, Pt. I, pp. 689-694 (1992)
179. *I. Ashida, J. Itoh*, A Novel Three-Phase PFC Rectifier Using a Harmonic Current Injection Method, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, issue 2, March 2008, pp. 715-722
180. *U. Drofenik, G. Gong, J. W. Kolar*, A Novel Bi-Directional Three-Phase Active Third-Harmonic Injection High Input Current Quality AC-DC Converter., Proceedings of the 9th European Power Quality Conference (PCIM), Nuremberg, Germany, May 20 - 22, pp. 243 - 254 (2003)
181. *J. W. Kolar, J. Ertl, and F. C. Zach*, “Realization consideration for unidirectional three-phase PWM rectifier systems with low effects on the mains,” in Proc. 6th Europ. Power Electronics Motion Control Conf. PEMC’1990, vol. 2, Oct. 1–3, 1990, pp. 560–565.
182. *M. Hartmann, J. Miniboeck, and J. W. Kolar*, “A three-phase delta switch rectifier for more electric aircraft applications employing a novel PWM current control concept,” in Proc. 24th IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition APEC’09, Feb. 15–19, 2009, pp. 1633–1640.
183. *M. Hartmann*, “Ultra-compact and ultra-efficient three-phase PWM rectifier systems for more electric aircraft,” Ph.D. dissertation, no. 19755, ETH Zurich, 2011.
184. *Kolar, J.W. and Zach, F.C.*, A Novel Three-Phase Three-Switch Three-Level PWM Rectifier. Proceedings of the 28th Power Conversion Conference, Nurnberg, Germany, June 28-30, pp. 125 -138 (1994)

185. *J. W. Kolar, H. Ertl, and F. C. Zach*, “Space vector-based analytical analysis of the input current distortion of a three-phase discontinuous-mode boost rectifier system,” in Proc. 24th IEEE Power Electronics Specialists Conf. PESC’93, Jun. 20–24, 1993, pp. 696–703
186. *Y. Zhao, Y. Li, and T. A. Lipo*, “Force commutated three level boost type rectifier”, in Proc. 28th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting IAS ’93, Oct. 2–8, 1993, pp. 771–777.
187. *M. L. Heldwein, S. A. Mussa, and I. Barbi*, “Three-phase multilevel PWM rectifiers based on conventional bidirectional converters,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 3, pp. 545–549, Mar. 2010.
188. *M. Hartmann*, “Ultra-compact and ultra-efficient three-phase PWM rectifier systems for more electric aircraft,” Ph.D. dissertation, no. 19755, ETH Zurich, 2011.
189. *F. Stogerer, J. Minibock, and J. W. Kolar*, “Implementation of a novel control concept for reliable operation of a VIENNA Rectifier under heavily unbalanced mains voltage conditions,” in Proc. 34nd IEEE Power Electronics Specialists Conf. PESC’01, vol. 3, Jun. 17–21, 2001, pp. 1333–1338.
190. *J. Minibock, F. Stogerer, and J. W. Kolar*, “A novel concept for mains voltage proportional input current shaping of a VIENNA Rectifier eliminating controller multipliers, Part I – Basic theoretical considerations and experimental verification,” in Proc. 16th IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition APEC’01, vol. 1, Mar. 4–8, 2001, pp. 582–586
191. *F. Stogerer, J. Minibock, and J. W. Kolar*, “A novel concept for mains voltage proportional input current shaping of a VIENNA Rectifier eliminating controller multipliers, Part II – Operation for heavily unbalanced mains phase voltages and in wide input voltage range,” in Proc. 16<sup>th</sup> IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition APEC’01, vol. 1, Mar. 4–8, 2001, pp. 587–591.



192. *J. W. Kolar, U. Drofenik, and F. C. Zach*, “Current handling capability of the neutral point of a three-phase/switch/level boost-type PWM (VIENNA) Rectifier,” in Proc. 27th IEEE Power Electronics Specialists Conf. PESC’96, vol. 2, Jun. 23–27, 1996, pp. 1329–1336.
193. *J. C. Salmon*, “Comparative evaluation of circuit topologies for 1-phase and 3-phase boost rectifiers operated with a low current distortion,” in Proc. Canadian Conf. Electrical and Computer Engineering, Sep. 25–28, 1994, pp. 30–33.
194. *J. C. Salmon*, “Operating a three-phase diode rectifier with a low-input current distortion using a series-connected dual boost converter,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 11, no. 4, pp. 592–603, Jul. 1996.
195. *N. Vazquez, H. Rodriguez, C. Hernandez, E. Rodriguez, J. Arau*, “Three-Phase Rectifier With Active Current Injection and High Efficiency”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, Issue 1, Jan. 2009, pp. 110-119
196. *Hyunjae Yoo and Seung-Ki Sul*, “A Novel Approach to Reduce Line Harmonic Current for a Three-phase Diode Rectifier-fed. Electrolytic Capacitor-less Inverter”, in Proc. 24th IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition, APEC’09, Feb. 15–19, 2009, pp. 1897–1903
197. *Jeji. K., CH. Sujatha*, “Three-Phase Diode Rectifier with Active Current Modulation and High Efficiency”, International Journal of Computer Science And Technology (IJCST) Vol.3, Issue 1, Jan.-March 2012, pp. 302-306
198. *H. Yoo S.-K. Sul*, “A New Circuit Design and Control to Reduce Input Harmonic Current for a Three-Phase AC Machine Drive System Having a very Small DC-link Capacitor,” Proc. Of the 25th Ann. IEEE Appl. Power Electron. Conf. and Exp. (APEC 2010), pp.611-618, 2010.
199. *J. W. Kolar, M. Hartmann, T. Friedli*, “Hybrider Dreiphasiger AD/DC-Konverter und Verfahren zu dessen Steuerung”. Patent application nr. CH00298/11, 2011.

200. *J. W. Kolar, M. Hartmann, and T. Friedli*, “Tutorial: Three-Phase PFC Rectifier and AC-AC Converter Systems”, Proc. Of the 25th Ann. IEEE Appl. Power Electron. Conf. and Exp. (APEC 2010), 2010
201. *J.W. Kolar, J. Miniboeck*, “Control of a buck+three-level boost converter with controllable asymmetric partial output voltages,” Swiss Patent Application, filed Jan. 18, 2006.
202. *Y. Nishida, J. Miniboeck, S.D. Round, J.W. Kolar*, “A New 3-phase Buck-Boost Unity Power Factor Rectifier with Two Independently Controlled DC Outputs”, in proc. of Applied Power Electronics Conference, APEC 2007, Feb. 25 - Mar. 1, 2007, pp.172 – 178.
203. *Рудык С.Д.* Перспективные источники сварочного тока / *С.Д. Рудык, В.Е. Турчанинов, С.Н. Флоренцев.* – Электротехника, №7 / 98. – С. 8 – 13.
204. Бурлака В.В. Лабораторный комплекс для исследования частотных характеристик цепей /В.В. Бурлака, С.Н. Кравчук, С.В. Гулаков, В.В. Леонов //Донбас-2020: Перспективи розвитку очима молодих вчених: матеріали VII науково-практичної конференції, м.Донецьк, 20-23 травня 2014. – Донецьк: ДонНТУ, 2014. – С.76-80.
205. Бурлака В.В. Расширение динамического диапазона измерительных трансформаторов тока цифровых устройств релейной защиты / В.В. Бурлака, С.К. Поднебенная, М.Д. Дьяченко // Вісник Кременчуцького державного університету ім. Михайла Остроградського. – Кременчук: КДУ, 2010. – Вип. 4/2010 (63), Ч. 3. – С. 86-89.
206. Титце У. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство / У.Титце, К.Шенк. – М.: Мир, 1982. – 512 с.], [Хоровиц П. Искусство схемотехники / П. Хоровиц, У. Хилл. – М., Мир, 1998. – 700 с.

207. Цибулькин Г.А. Оценка крутизны статической характеристики дуги по результатам косвенных измерений //Г.А. Цибулькин /Автоматическая сварка. – 2004. – № 6. – с. 55-56.
208. Бурлака В.В. Система мониторинга энергопотоков и регистрации аварийных режимов / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков, С.К. Поднебенная // Проблемы енергоресурсозбереження в промисловому регіоні. Наука і практика: матеріали Всеукраїнської науково-практичної конференції молодих учених, спеціалістів, аспірантів, Маріуполь, 20-24 квітня 2015. – Маріуполь: ДВНЗ “ПДТУ”, 2015. – С. 38.
209. Бурлака В.В. Разработка устройства регистрации аварийных режимов электрических сетей / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков, С.К. Поднебенная // Университетская наука – 2015: Междунар. научно-техническая конференция, Мариуполь, 20-21 мая 2015 г. – Мариуполь: ГВУЗ “ПГТУ”, 2015. – Т. 1. – С. 227-228.
210. Бурлака В.В. Система регистрации параметров процесса сварки / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков, С.К. Поднебенная // Зварювання та споріднені технології: матеріали VIII міжнародної конференції молодих учених та спеціалістів, Київ, 20-22 травня 2015. – Київ: ІЕЗ ім. Є.О. Патона, 2015. – С. 307.
211. Бурлака В.В., Поднебенная С.К., Гулаков С.В. Разработка программно-аппаратного комплекса для моделирования электромагнитных процессов в электрической сети Университетская наука – 2016: Междунар. научно-техническая конференция, Мариуполь, 19-20 мая 2016 г. – Мариуполь: ГВУЗ “ПГТУ”, 2016. – Т. 1. – С. 206
212. Володин В.Я. Продвинутое источники сварочного тока /В.Я. Володин //Силовая электроника. – № 4, 2014.
213. Володин В.Я. Создаем современные сварочные аппараты. – М.:изд-во ДМК пресс, 2011. – 352 с.

214. Лупачев В.Г. Источники питания сварочной дуги: пособие /В.Г. Лупачев, С.В. Болотов. – Минск: Вышэйшая школа, 2013. – 207 с.
215. Вагин Г.Я. Режимы электросварочных машин. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 192 с.
216. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи: пер. с англ. /Под ред. А.И.Сапгира. – М.: Советское радио, 1977. – 352 с.
217. Розанов Ю.К. Полупроводниковые преобразователи со звеном повышенной частоты /Ю.К. Розанов. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 183 с.
218. William L Galvery; Frank M Marlow, P.E., *Welding essentials : questions & answers* //Industrial Press, 2006. – 469 p.
219. Потапьевский А.Г. Сварка сталей в защитных газах плавящимся электродом. Техника и технология будущего: монография /А.Г. Потапьевский, Ю.Н. Сараев, Д.А. Чинахов. – Томск: изд-во Томского политехнического университета, 2012. – 208 с.
220. STMicroelectronics, AN3200 “2.5 kW MMA welding machine”, September 2010.
221. J. Schupp, W. Fischer, and H. Mecke, “Welding Arc Control with Power Electronics,” IEE Power Electronics and Variable Speed Drives Conference, pp. 443-450, 2000.
222. Tomsic M.J, N. Crump and others, “The welding handbook: Welding processes”. – Volume 2. 8th edition. American Welding Society. Miami (USA). pp 2-29, 73-80.
223. Петров С. Однотактный прямоходовой мостовой конвертер: области применения и развитие схемотехники /С. Петров //Силовая электроника. – №5, 2009. – с.74-81.
224. Ridley R. The incredible shrinking (unregulated) power supply. – Switching Power Magazine. – Vol. 4, Issue 3, 2003 – pp.1-6. Режим доступа: <http://www.switchingpowermagazine.com/topologies.aspx>

225. Поликарпов А. Г., Сергиенко Е. Ф. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. – М.: Радио и связь, 1989. – 160 с.
226. Петров С. Схемотехника промышленных сварочных инверторов /С. Петров // Современная электроника. – №8, 2007. – с.42-47.
227. Improving Power Quality In Arc Welding Applicaitons. – <http://www.maintenancetechnology.com/2006/05/improving-power-quality-in-arc-welding-applicaitons/>
228. Овчаренко Т.И. Исследование существующих систем распределения электроэнергии напряжением до 1 кВ с целью их оптимизации /Т.И. Овчаренко, П.В. Васюченко, И.Г. Кирисов // Промислова електроенергетика та електротехніка. – 2000. – №3. – с.17-22.
229. Сантакана Э. Эффективной электроэнергии – быть! /Э. Сантакана, Т. Зукко, Ц. Фэн, Ю. Пан, М. Мосави, Л. Тан // АББ Ревю. – 2007. – №2. – с. 14-21.
230. Todd E. Kooken, Lifeng Loo, “Three-Stage Power Source for Electric Arc Welding”. – US patent №8581147, Nov.12, 2013. – Int.Cl. B23K 9/00 (2006.01). – Filed Mar. 24, 2005. – Appl.No.11/087179. – 35 p.
231. Бурлака В.В. Активный корректор коэффициента мощности с повышенным быстродействием регулятора напряжения / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // Сучасні проблеми радіотехніки та телекомунікацій “РТ-2010”: Матеріали 6-ої міжнар. молодіжної наук.-техн. конф. 19 – 24 квітня 2010 р. – Севастополь: Вид-во СевНТУ, 2010. – с. 54.
232. Бурлака В.В. Источник бесперебойного питания с синусоидальным выходным напряжением и импульсным зарядным устройством / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // Университетская наука – 2010: Междунар. научно-техническая конференция, Мариуполь, 19-21 мая 2010. – Мариуполь: ПГТУ, 2010. – Т. 3. – С. 75.

233. *Бурлака В.В.* Источник бесперебойного питания для автономной системы электроснабжения / *В.В. Бурлака, С.В. Гулаков* // 15-й юбилейный Международный молодежный форум «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке». Сб. материалов форума. Т.1. – Харьков: ХНУРЭ, 2011. – С. 109 – 110.
234. Патент №102640 України на винахід. МПК H02M 7/155 (2006.01) Спосіб перетворення трифазної напруги в постійну /*В.В. Бурлака, С.В. Гулаков*, заявитель и патентообладатель Приазовский государственный технический университет – № а 2012 05826; заявл. 14.05.2012; опубл. 25.07.2013. – Бюл. № 14. – 9 с.
235. H. Sugimura, S. Chandhaket, S. Mun, S. Kwon, T. Doi, M. Nakaoka, Three-Level Phase Shift ZVS-PWM DC-DC Converter with Neutral Point Clamping Diodes and Flying Capacitor for Gas Metal Arc Welding. Twenty-fifth annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, IEEE 2010. pp. 1230-1237.
236. T. Etoh, H. Manabe, T. Doi, K. Yamaguchi, K. Morimoto, M. Nakaoka, Novel Input DC Buslines Side Active Soft Switching Cells-Assisted Symmetrical PWM DC-DC Converters with Center-Tapped HF Transformer Link Rectifier. Twelfth International Conference on Electrical Machines and Systems, 2009. Tokyo, Japan.
237. C. Wang, Z. Wang, Q. Xu. Study on Dynamic Characteristics of Inverter Arc Welding Power Supply Based on Double-Loop Control. Sixth International Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IEEE.
238. C. Wang, Z. Wang, K. Wang. Improvements in Designing the Main Circuit of Arc Welding Inverter and the Experimental Verification. Sixth International Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IEEE.
239. Патент України № 102648 на винахід. МПК H02M 7/155 (2006.01) Трифазний випрямляч з корекцією коефіцієнта потужності / *В.В.*

- Бурлака, С.В. Гулаков*, заявитель и патентообладатель Приазовский государственный технический университет – № а 2012 07142; заявл. 12.06.2012; опубл. 25.07.2013. – Бюл. № 14. – 5 с.
240. Патент України № 105081 на винахід. МПК H02M 7/00; H02M 7/155 (2006.01) Гібридний підвищуючий трифазний випрямляч / *В.В. Бурлака, С.В. Гулаков*, заявитель и патентообладатель Приазовский государственный технический университет – № а 2012 08274; заявл. 06.07.2012; опубл. 10.04.2014. – Бюл. № 7. – 4 с.
241. Патент України № 104499 на винахід. МПК H02M 7/155 (2006.01), H02M 7/00 Гібридний трифазний випрямляч / *В.В. Бурлака, С.В. Гулаков*, заявитель и патентообладатель Приазовский государственный технический университет – № а 2012 08286; заявл. 06.07.2012; опубл. 10.02.2014. – Бюл. № 3. – 5 с.
242. Патент України № 92420 на винахід. МПК H02H 7/09 Трифазний випрямлювач зварювального струму з безпосереднім перетворенням / *В.В. Бурлака, С.В. Гулаков*, заявитель и патентообладатель Приазовский государственный технический университет – № а 2009 07499; заявл. 17.07.2009; опубл. 25.10.2010. – Бюл. № 20. – 4 с.
243. Бурлака В.В. Трехфазный инверторный источник питания с непосредственным преобразованием и повышенным коэффициентом мощности / *В.В. Бурлака, С.В. Гулаков* // Автоматическая сварка. – 2012. – №7 – К.: ИЭС им. Е.О. Патона, 2012. – С. 44 – 46.
244. Патент України № 92979 на винахід. МПК (2009) B23K 9/00; H02H 7/09 (2006.01) Однофазне джерело живлення з безпосереднім перетворенням / *В.В. Бурлака, С.В. Гулаков*, заявитель и патентообладатель Приазовский государственный технический университет – № а 2009 06448; заявл. 19.06.2009; опубл. 27.12.2010. – Бюл. № 24. – 3 с.
245. *D.S. Greff, R. da Silva, S.A. Mussa, A. Perin, I. Barbi*. A Three-Phase Buck Rectifier with High Frequency Isolation by Single Stage – In proc. of

- Power Electronics Specialists Conference, 15-19 June 2008. (PESC 2008). – IEEE Press, pp.1129-1133.
246. Патент України № 94778 на винахід. МПК H02M 7/00 (2011.01) Джерело живлення з безпосереднім перетворенням / *В.В. Бурлака, С.В. Гулаков*, заявитель и патентообладатель Приазовский государственный технический университет – № а 2009 06374; заявл. 19.06.2009; опубл. 10.06.2011. – Бюл. № 11. – 3 с.
247. *Бурлака В.В.* Перспективные сварочные источники с трехфазным питанием / *В.В. Бурлака, С.В. Гулаков* // Вісник Донбаської державної машинобудівної академії : тематичний збірник наукових праць. – Краматорськ: ДДМА, 2010. – № 2 (19). – С. 48-51.
248. Патент № 92694 України на винахід. МПК H02H 7/09 (2006.01) Зварювальний випрямляч з безпосереднім перетворенням енергії / *В.В. Бурлака, С.В. Гулаков*, заявитель и патентообладатель Приазовский государственный технический университет – № а 2009 07526; заявл. 17.07.2009; опубл. 25.11.2010. – Бюл. № 22. – 3 с.
249. *J. Minibock and J.W. Kolar.* Design and experimental investigation of a single-switch three-phase flyback-derived power factor corrector. – in Proc. IEEE INTELEC'00, 2000, pp. 471 – 478.
250. *J.W. Kolar and F.C. Zach.* Direct three-phase single-stage flyback-type power factor corrector. – Electron. Lett., vol. 34, June 1998. – p. 1177.
251. Патент № 96382 України на винахід. МПК H02M 7/217 (2006.01) Перетворювач трифазної напруги в постійну / *В.В. Бурлака, С.В. Гулаков*, заявитель и патентообладатель Приазовский государственный технический университет – № а 2010 09635; заявл. 02.08.2010; опубл. 25.10.2011. – Бюл. № 20. – 5 с.
252. *Бурлака В.В.* Трехфазный обратноходовый источник питания с активной коррекцией коэффициента мощности / *В.В. Бурлака, С.В. Гулаков* // «Актуальні задачі сучасних технологій»: міжнародна



- науково-технічна конференція молодих учених та студентів, Тернопіль, 21-22 грудня 2010 р. – Тернопіль: ТНТУ ім. І. Пулюя, 2010. – С. 109.
253. Бурлака В.В. Импульсный 3-фазный источник питания с непосредственным преобразованием и активной коррекцией коэффициента мощности / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // Праці Луганського відділення Міжнародної Академії інформатизації. – Луганськ, 2011. – № 3(25) 2011. – С. 116 – 121.
254. Бурлака В.В. Перспективные источники питания прямого преобразования /В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // Завалишинские чтения'16: сб.докл., 11-15 апреля 2016. – СПб: ГУАП, 2016. – с.55-63.
255. Bhim Singh; Swati Narula; G. Bhuvaneswari, “Power quality improvement using three phase modular converter for welding power supply”, IEEE Fifth Power India Conference, 19-22 Dec. 2012.
256. Swati Narula; G. Bhuvaneswari; Bhim Singh, “A modular converter for welding power supply with improved power quality”, IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 16-19 Dec. 2012.
257. G.Bhuvaneswari; Swati Narula; Bhim Singh, “Three-phase push-pull modular converter based welding power supply with improved power quality”, IEEE 5th India International Conference on Power Electronics (ICPE), 6-8 Dec. 2012.
258. Swati Narula, G. Bhuvaneswari, Bhim Singh, “Modular Zeta Converter Based Power Quality Improved SMPS for Arc Welding”, National Power Electronics Conference (NPEC), December 21-23, 2015. – 6 p.
259. Бурлака В.В. VIENNA Rectifier с прямым переносом энергии / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков // Сучасні проблеми радіотехніки та телекомунікацій “РТ-2012”: Матеріали 8-ої міжнар. молодіжної наук.-техн. конф. 23 – 27 квітня 2012 р. – Севастополь: Вид-во СевНТУ, 2012. – с. 45.

260. Патент України № 102038 на винахід. МПК H02M 7/217 (2006.01) Багатофазний випрямляч / *В.В. Бурлака, С.В. Гулаков*, заявитель и патентообладатель Приазовский государственный технический университет – № а 2012 04306; заявл. 06.04.2012; опубл. 27.05.2013. – Бюл. № 10. – 5 с.
261. Патент України № 102042 на винахід. МПК H02M 7/155 (2006.01) Багатофазне джерело живлення / *В.В. Бурлака, С.В. Гулаков*, заявитель и патентообладатель Приазовский государственный технический университет – № а 2012 05831; заявл. 14.05.2012; опубл. 27.05.2013. – Бюл. № 10. – 6 с.
262. Бурлака В.В. Перспективные инверторные сварочные источники питания с повышенным коэффициентом мощности /В.В. Бурлака, С.В. Гулаков, С.К. Поднебенная //Автоматическая сварка. - 2016. – №4 – К.:ИЭС им. Е.О. Патона, 2016. – С. 53-57.
263. Патент Японии JP 07-046846A. МПК H02M 7/25, 3/155, 7/08 Three-phase rectifier /Sekino Yoshihiro – № 05-208530; заявл.30.07.1993; опубл.14.02.1995.
264. Патент № 63702 України на корисну модель. МПК H02H 7/09 (2006.01) Джерело живлення з трифазним входом /*В.В. Бурлака, С.В. Гулаков*, заявитель и патентообладатель Приазовский государственный технический университет – № и 2009 13205; заявл. 18.12.2009; опубл. 25.10.2011. – Бюл. № 20. – 3 с.
265. D. Sha, X. Liao. Digital Control of Double-Pulsed Gas Metal Arc Welding Machine. Sixth International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC) 2009. IEEE.
266. K. Rauma, O. Laakkonen, J. Luukko, I. Pajari, O. Pyrhonen. Digital Control of Switch-Mode Welding Machine using FPGA. 37<sup>th</sup> IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC) 2006. IEEE.

267. J. Schupp, W. Fischer, H. Mecke. Welding arc control with power electronics. 8<sup>th</sup> International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, 2000.
268. Heinz van der Broeck, A simple method for parallel operation of inverters, IEEE, 1998.
269. Jiann-Fuh Chen, Ching-Lung Chu, Combination voltage-controlled and current-controlled PWM inverters for UPS parallel operation. – In proc. IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 10, Issue: 5, Sep 1995. – pp.547-558
270. M. Routimo, M. Salo, H. Tuusa, Current sensorless control of a voltage-source active power filter – In proc. APEC'2005, 6-10 march 2005. – Vol.3, pp. 1696 – 1702.
271. Патент №100449 України на винахід. МПК H02M 7/02 (2006.01) Спосіб керування активним коректором коефіцієнта потужності /В.В. Бурлака, С.В. Гулаков, заявитель и патентообладатель Приазовский государственный технический университет – № а 2011 05378; заявл. 27.04.2011; опубл. 25.12.2012. – Бюл. № 24. – 5 с.
272. Бурлака В.В. Метод управления корректором коэффициента мощности с интегрированными функциями активного фильтра / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков, С.А. Федоровская // Вісник Приазовського державного технічного університету. Сер.: Технічні науки: Зб. наук. пр. – Маріуполь, 2011. – Вип. 22. – С. 226-231.
273. Туманов М.П. Теория импульсных, дискретных и нелинейных систем автоматического управления: Учебное пособие / М.П. Туманов – М.: МГИЭМ, 2005. – 63 с.
274. Патент України № 106021 на винахід. МПК (2014.01) H03K 9/00; H03K 7/00; H02M 1/00; H02M 3/00 Конвертор широтно-імпульсно модульованого сигналу в напругу / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков, заявитель и патентообладатель Приазовский государственный

- технический университет – № а 2013 10745; заявл. 06.09.2013; опубл. 10.07.2014. – Бюл. № 13. – 4 с.
275. A.F. Bakan, N.Altintas, I.Aksoy, “An improved PSFB PWM DC-DC converter for high-power and frequency applications”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 28, 2013. – pp. 64-74.
276. Ismail AKSOY, “A new PSFB converter-based inverter arc welding machine with high power density and high efficiency”, Turkish Journal of Electric Engineering & Computer Sciences, No.22, 2014. – pp. 1501-1516.
277. Голошубов В.І. Зварювальні джерела живлення. – К: Арістей, 2005. – 448 с.
278. A. J. L. Joannou, D. C. Pentz, “Implementation of a Primary Tapped Transformer in a High Frequency Isolated Power Converter”, in Proc. IEEE Africon 2011 – The Falls Resort and Conference Centre, Livingstone, Zambia, 13 – 15 September 2011.
279. Jaroslav Dudrik, Juraj Oetter, “High-Frequency Soft-Switching DC-DC Converter for Voltage and Current DC Sources”. – Acta Polytechnica Hungarica, Vol. 4, No. 2, 2007. – Technical University of Košice, Slovak Republic.
280. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электромагнитное поле: Учебник / Л.А. Бессонов – 9-е изд., перераб. и доп. – М.: Гардарики, 2001. – 317 с.
281. Закс М.И. и др. Трансформаторы для электродуговой сварки / М.И. Закс, Б.А. Каганский, А.А. Печенин. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1988. – 136 с.
282. Закс М.И. Сварочные выпрямители /М.И. Закс. – Л.Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1983. – 96 с.
283. Носовский Б.И. Сварочные источники питания: уч.пособие. – Донецк: ТОВ «Цифрова типографія», 2013. – 165 с.
284. Схемотехника инверторных источников питания для дуговой сварки : Учеб. пособие для студ. / Е. Н. Верещаго, В. Ф. Квасницкий, Л.

- Н. Мирошниченко, И. В. Пентегов; Укр. гос. мор. техн. ун-т им. С.О.Макарова. – Николаев, 2000. – 284 с.
285. А.с. 707712 СССР. Источник питания для электродуговой сварки /Ю.Н. Горлов, М.И. Закс, Б.А. Каганский и др. // Открытия. Изобретения. 1980. №1.
286. Гулаков С.В., Носовский Б.И. Сварочный выпрямитель Авт. свид. СССР № 1324789, МПК В23К 9/00 № 4037114/31-27, заявл. 07.03.86, опубл. 23.07.87, Бюл. № 27. – 5 с.
287. Гулаков С.В., Носовский Б.И. Матвиенко В.Н. и др. Сварочный выпрямитель Авт. свид. СССР № 1381849 Б.и.88 № 10.
288. Носовский Б.И., Гулаков С.В., Носовский М.Б. Экономичный тиристорный сварочный выпрямитель малой мощности // Автоматическая сварка. – 1996. – №8. – С. 62 – 64.
289. Анпилов С.М., Шигин В.М. Способ управления дуговой сваркой изделий неплавящимся электродом в среде защитных газов и устройство для его осуществления. – Патент на изобретение RU 2481929 МПК В23К 9/09 (2006.01); В23К 9/10 (2006.01); №2011130042/02; заявл. 19.07.2011; опубл. 20.05.2013. – Бюл. № 14. – 11 с.
290. Гулаков С.В., Бурлака В.В., Поднебенна С.К., Мостинець О.Л. Джерело живлення для дугового зварювання змінним струмом. – Патент №109219 України на винахід. МПК В23К 9/10 (2006.01); В23К 9/167 (2006.01); В23К 9/095 (2006.01); № а 2014 03963; заявл. 14.04.2014; опубл. 27.07.2015. – Бюл. № 14. – 3 с.
291. Бурлака В.В., Гулаков С.В., Поднебенна С.К. Спосіб керування зварювальним струмом при електродуговому зварюванні. – Патент №109375 України на винахід. МПК В23К 9/10 (2006.01); В23К 9/095 (2006.01); № а 2014 09126; заявл. 14.08.2014; опубл. 10.08.2015. – Бюл. № 15. – 5 с.

292. Бурлака В.В., Гулаков С.В., Поднебенная С.К. Преобразователь для TIG сварки. – Зварювання та споріднені технології: матеріали VIII міжнародної конференції молодих учених та спеціалістів, Київ, 20-22 травня 2015. – Київ: ІЕЗ ім. Є.О. Патона, 2015. – С. 308.
293. Гулаков С.В., Бурлака В.В., Поднебенная С.К., Мостинец А.Л. Источник питания для электродуговой сварки с повышенной энергоэффективностью. Вісник Приазовського державного технічного університету : зб. наукових праць. Сер.: Технічні науки. – Маріуполь: ДВНЗ “ПДТУ”, 2014. – Вип. 29. – С. 169-174.
294. Гулаков С.В., Бурлака В.В., Поднебенная С.К., Мостинець О.Л. Використання активних фільтрів для покращення технології зварювання алюмінію Университетская наука – 2014: Междунар. научно-техническая конференция. – Мариуполь: ПГТУ, 2014. – Т. 3. – С. 159-160.
295. Гулаков С.В., Бурлака В.В., Поднебенная С.К., Мостинець О.Л. Джерело живлення для дугового GTAW зварювання змінним струмом Всеукраїнська научно-практическа конференція молодих учених, спеціалістів, аспірантів «Енергетика, енергозбереження на початку XXI століття»: Сб. тезисов докладов. Мариуполь: ГВУЗ «ПГТУ», 2014. – с. 13.
296. Гулаков С.В., Бурлака В.В., Мостинец А.Л. Источник питания переменного тока для сварки цветных металлов с устройством компенсации постоянной составляющей тока Всеукраїнська наукова Інтернет-конференція “Сучасна наука – інструмент динамічного розвитку економіки України”: зб.тез доповідей: вип.21. (20-21 травня 2013). – Тернопіль:Тайп, 2013. – с. 95-96.
297. Jian-Min Wang; Sen-Tung Wu; Shang-Chin Yen; Huang-Jen Chiu, “A Simple Inverter for Arc-Welding Machines With Current Doubler Rectifier”, IEEE Transactions on Industrial Electronics. – Vol.: 58, Issue: 11, Nov. 2011. – pp. 5278-5281.

298. Jian-Min Wang, Sen-Tung Wu and Huang-Jen Chiu, "A novel energy-retaining inverter for AC arc welding machines", *Int. J. Circ. Theor. Appl.*, 2012. – pp.107–126.
299. Бурлака В.В., Гулаков С.В. DC/AC перетворювач для дугового зварювання алюмінію. *Университетская наука – 2015: Междунар. научно-техническая конференция, Мариуполь, 20-21 мая 2015 г. – Мариуполь: ГВУЗ "ПГТУ", 2015. – Т. 2. – С. 138.*
300. Бурлака В.В., Гулаков С.В. Приставка к сварочному инвертору для TIG-AC сварки "Проблеми зварювання, споріднених процесів і технологій" та "Зварювання та споріднені процеси і технології": матеріали Всеукр. наук.-техн. конф. та III Всеукр. наук.-техн. конф. студентів, аспірантів і молодих науковців, 9-13 верес. 2014 р. – Нац. ун-т кораблебудування ім. адмірала Макарова. - Миколаїв : НУК, 2014. – 118 с.
301. Источники питания для дуговой сварки / Солодский С.А., Брунов О.Г., Ильященко Д.П. // Томск: изд-во Томского политехнического университета, 2012.
302. Оборудование для дуговой сварки: Справ. пособие / С.М. Белинский, А.Ф. Гарбуль, В.Г. Гусаковский [и др.] // Под ред. В.В. Смирнова. –Л.:Энергоатомиздат. – 1986. – 656 с.
303. Андрианов А. А. Оптимизация режимов стабилизации сварочной дуги переменного тока / А. А. Андрианов, В. Н.Сидорец // *Електротехніка і електромеханіка.* – 2009. – № 2. – С. 5–8.
304. Махлин Н. М. Анализ и методика расчета электронных устройств последовательного включения для бесконтактного возбуждения дуги / Н. М. Махлин, А. Е. Коротынский // *Автоматическая сварка.* – 2014. – №1. –С. 34-44.
305. Патон Б.Е. Сварочные источники питания с импульсной стабилизацией горения дуги // Б.Е. Патон, И.И. Заруба, В.В. Дыменко, А.Ф. Шатан.-К.:Екотехнологія, 2007. – 218 с.

306. Махлин Н.М. Асинхронные возбудители и стабилизаторы дуги: анализ и методы расчета. Часть 1 // Н.М. Махлин, А.Е. Коротынский / Автоматическая сварка. – 2015. – №3-4. – с. 25-36.
307. Махлин Н.М. Асинхронные возбудители и стабилизаторы дуги: анализ и методы расчета. Часть 2 // Н.М. Махлин, А.Е. Коротынский / Автоматическая сварка. – 2015. – № 7. – с. 28-40.
308. Махлин Н.М. Особенности бесконтактных возбуждений дуги переменного тока // Автоматическая сварка. – 2015. – № 10. – с. 30-37.
309. Пристрій для збудження та стабілізації процесу горіння дуги змінного струму / Махлін Н.М., Коротинський О.Є., Скопюк М.І. // Патент України № 109334, МПК В23К 9/067 (2006.01), В23К 9/073 (2006.01). – № а 2014 00292, заявл. 14.01.2014, опубл. 10.08.2015. – бюл. № 15. – 15 с.
310. Імпульсне джерело плазми / Коротинський О.Є., Скопюк М.І. // Патент України № 86432, МПК В23К 9/00 (2009). – № а 200702160, заявл. 28.02.2007, опубл. 27.04.2009. – бюл. № 8. – 5 с.
311. Новый тип импульсного стабилизатора горения сварочной дуги переменного тока / Заруба И.И., Андреев В.В., Шатан А.Ф., Москович Г.Н., Халиков В.А. // Автоматическая сварка. – 2012. – №2. – К.:ИЭС им. Е.О. Патона, 2012. – С. 51-53.
312. Патон Б.Є., Заруба І.І., Андреев В.В., Шатан О.Ф., Москович Г.М., Халіков В.А. Пристрій для початкового та повторних запалювань зварювальної дуги змінного струму. Патент України на корисну модель № 62596. МПК В23К 9/00 (2011.01); № u201014476; заявл. 03.12.2010; опубл. 12.09.2011. – Бюл. № 17. – 2 с.
313. Бурлака В.В. Устройство для возбуждения и стабилизации сварочной дуги / В.В. Бурлака, С.В. Гулаков //Автоматическая сварка. – 2016. – №11 – К.:ИЭС им. Е.О. Патона, 2016. – С. 48-51.



## ДОДАТОК А

ЗАТВЕРДЖУЮ

Голова правління  
ПАТ «Науково-дослідний і  
проектно-технологічний  
інститут машинобудування»  
м. Краматорськ



В.В. Гимченко

«12» січня 2017 р.

## АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ

Результати дисертаційної роботи Бурлаки Володимира Володимировича, представленої на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.03.06 – «Зварювання та споріднені процеси і технології», а саме технологічні рекомендації з дугового наплавлення робочого шару стрічковими електродами з використанням спеціалізованого інверторного джерела живлення, що забезпечує регламентований підвід струму до вильоту електроду, були використані на ПАТ «Науково-дослідний і проектнотехнологічний інститут машинобудування» при розробці низки техніко-комерційних пропозицій та технічних проектів обладнання для відновлення деталей, які працюють в умовах інтенсивного зношування.

Використання результатів дисертаційної роботи дозволило знизити трудомісткість проектно-конструкторських і проектно-технологічних робіт при одночасному підвищенні якості наплавленого металу за рахунок підвищення стабільності процесу наплавлення та забезпечення надійності сплавлення основного металу з наплавленим. Це дозволило отримати економічний ефект у сумі 248 тис. грн.

Головний інженер проекту

В.І. Ромашов

**ДОДАТОК Б**

Товариство з обмеженою відповідальністю  
«ТехМашСтрой 2012»  
08130, Київська область, Києво-Святошинський район,  
с. Петропавлівська Борщагівка, вул. Черкаська, буд. 26  
р/р №26008962492065 у ПАТ «ПУМБ» МФО 334851  
Код ЄДРПУ 37989646 ІНН №379896405824 Св-во №200076086

**АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ**

Даний акт складено в тому, що в умовах ТОВ «Техмашстрой 2012» впроваджено пристрої стабілізації зварювальної дуги і модульні зварювальні джерела живлення, розроблені в дисертаційних роботах Бурлаки В.В., Поднебенної С.К. Вказане обладнання використовується при проведенні ремонтних робіт в умовах металургійних підприємств м. Маріуполь. Очікуваний економічний ефект від впровадження складає 956 тис. грн. на рік за рахунок підвищення якості зварних з'єднань і підвищення продуктивності праці.

Цей акт не є підставою для пред'явлення фінансових зобов'язань, а призначений для спеціалізованих Вчених рад із захисту докторських дисертацій.

Директор  
ТОВ «ТехМашСтрой 2012»  
(0629) 40-49-40



Циганок І. М.

## ДОДАТОК В

«УТВЕРЖДАЮ»

Директор по технологии и качеству  
ЧАО «МК «Азовсталь»
  
 С. В. Сосин  
 « 30 » 08 2016 г.
**АКТ ВНЕДРЕНИЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО МЕРОПРИЯТИЯ**

«Разработка системы управления возбудительными устройствами  
бесщеточных возбудителей синхронных двигателей компрессоров КТК  
кислородного цеха»

Договор № 04/0148Н от 16.06.2014 г.

Настоящий акт составлен в том, что в условиях ЧАО «МК «Азовсталь» проведено внедрение разработанной и изготовленной в ГВУЗ «ПГТУ» системы управления возбуждением синхронных двигателей с бесщеточными возбудителями.

При разработке источника питания возбудителя использованы технические решения и алгоритмы управления, лежащие в основе диссертационных работ В.В. Бурлаки и С.К. Поднебенной.

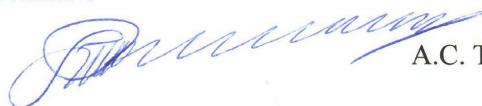
Система управления возбуждением позволяет в автоматическом режиме поддерживать заданные энергетические параметры синхронной машины, с возможностью компенсации реактивной мощности. Система управления обеспечивает обнаружение неисправностей вращающегося выпрямителя, «горячее» резервирование системы, причем в качестве резервной выступает штатная система управления возбуждением.

Ожидаемый экономический эффект (снижение затрат на электроэнергию и ремонт возбудителей) составляет 300 тыс. грн. в год.

Настоящий акт не является основанием для предъявления финансовых требований, а предназначен для специализированного ученого совета по защите диссертаций.

От ЧАО «МК «Азовсталь»:

Начальник ЦСП



А.С. Тесля

От ГВУЗ «ПГТУ»:

Проректор по научной работе


И.А. Ленцов

Руководитель НИР

С.В. Гулаков



## ДОДАТОК Г

ПУБЛІЧНЕ АКЦІОНЕРНЕ ТОВАРИСТВО  
МАРІУПОЛЬСЬКИЙ  
ГРАФІТОВИЙ КОМБІНАТ  
(ПАТ "МАРКОГРАФ")



ISO 9001

ПУБЛИЧНОЕ АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО  
МАРИУПОЛЬСКИЙ ГРАФИТОВЫЙ  
КОМБИНАТ  
(ПАО "МАРКОГРАФ")

7500, Україна, м. Маріуполь, Донецької обл., вул.  
Станіславського, 9

Тел.: приймальня (0629) 22-11-70

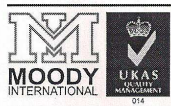
Відділ маркетингу/факс (0629) 53-83-72

Факс: (0629) 53-83-78

Е-mail: markograf@rambler.ru

www.markograf.net

ДРПОУ 05394618



87500, Украина, г. Мариуполь, Донецкой обл.,  
ул. Станиславского, 9

Тел.: приемная (0629) 22-11-70

отдел маркетинга/факс (0629) 53-83-72

Факс: (0629) 53-83-78

Е-mail: markograf@rambler.ru

www.markograf.net

ОКПО 05394618

№ 09 от 18.01.2016 г.

Акт  
промышленных испытаний

Настоящий акт составлен в том, что в период с июля 2014 по декабрь 2015 г. в условиях ПАО "Маркограф" проведены испытания источников питания оборудования для сварки и др. технологических процессов. Источники имеют коррекцию коэффициента мощности и возможность их использования в качестве параллельных активных фильтров высших гармоник. Испытания показали соответствие технических характеристик оборудования заявленным и подтвердили улучшение качества электроэнергии в распределительной сети. Ожидаемый экономический эффект от внедрения разработанного оборудования составит 80 тыс. грн. в год.

Директор ПАО «Маркограф»



Е.Ю. Наріца

## ДОДАТОК Д

### АКТ внедрения сварочного источника питания переменного тока

Настоящий акт составлен о том, что в период с июня 2013 г. по февраль 2014 г. в условиях предприятия ГП «Мариупольский морской торговый порт», внедрен сварочный источник питания переменного тока для сварки цветных металлов неплавящимся электродом, содержащий активное устройство устранения постоянной составляющей в виде инвертора напряжения.

Применение данного источника позволило повысить стойкость вольфрамовых электродов, улучшить качество сварных соединений, обеспечить стабилизацию электрических параметров процесса сварки.

Экономический эффект составил 50 000 грн.

Главный технолог

ГП «Мариупольский морской торговый порт»



*А.В. Сидоров*  
Сидоров А.В.

## ДОДАТОК Е

### АКТ ОПЫТНО-ПРОМЫШЛЕННОГО ОПРОБОВАНИЯ

Настоящий акт составлен в том, что в период с 01.09.2011 по 30.10.2011 в условиях ЗАО «Гидромаш» произведено опытно-промышленное опробование инверторного сварочного источника питания для сварки корпусов воздушных фильтров ФН-1500.

Опробованный источник характеризуется сниженным на 30 – 50 % потребляемым от сети током по сравнению с выпускаемыми промышленностью сварочными инверторами. Это позволяет снизить нагрузку на электрическую сеть и/или увеличить количество одновременно работающих сварочных источников питания.

Источник имеет напряжение холостого хода до 130 В, что обеспечивает легкий поджиг и устойчивое горение дуги при ручной дуговой сварке. Эти свойства позволяют улучшить качественные характеристики сварных изделий, повысить производительность, что дает ожидаемый экономический эффект в размере 50 тыс. грн.

От ГВУЗ «ПГТУ»

Проректор по научной работе,

доц., к.т.н.



Ленцов И.А.

профессор, д.т.н.

Гулаков С.В.

доцент, к.т.н.

Бурлака В.В.

От ЗАО «Гидромаш»

Директор




Иванов В.П.

**ДОДАТОК Ж**

## АКТ

Данный акт составлен в том, что в условиях сервисного центра «ОК-Service» в период с ноября 2016 г. по февраль 2017 г. проведено опробование и организовано заказное производство инверторных сварочных источников с однофазным питанием и повышенным коэффициентом мощности. Источники отличаются от широко распространенных сварочных инверторов сниженным на 30-40 % потребляемым от сети током, что позволяет проводить сварочные работы в условиях «слабой» электрической сети. В источнике применено схемное решение и алгоритмы управления, описанные в диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук Бурлаки В.В.

От ГВУЗ «ПГТУ»

 Бурлака В.В.

От СЦ «ОК-Service»

 Мокрицкий Г.В.



## ДОДАТОК 3

  
 ЗАТВЕРДЖУЮ  
 перший проректор ДВНЗ «ПДТУ»  
 В.М. Євченко  
 « 11 » грудня 2013 р.

## АКТ

ВПРОВАДЖЕННЯ В НАВЧАЛЬНИЙ ПРОЦЕС РЕЗУЛЬТАТІВ НДР 1(12)  
 «Розробка наукових і технологічних основ створення енергоефективних  
 зварювальних джерел живлення з інтегрованими функціями активної  
 фільтрації вищих гармонік»

Цей акт складено в тому, що в 2013-14 навчальному році при виконанні лабораторних робіт курсу «Теоретичні основи електротехніки» кафедри ЕПП ДВНЗ «ПДТУ» використані функціональні генератори, розроблені в рамках виконання держбюджетної НДР за темою 1(12) «Розробка наукових і технологічних основ створення енергоефективних зварювальних джерел живлення з інтегрованими функціями активної фільтрації вищих гармонік». Також матеріали НДР використані при викладанні окремих розділів курсу «Частотно-регульований електропривод».

Зав. кафедри ЕПП

І.В. Жежеленко

Керівник НДР 1(12)

С.В. Гулаков



## ДОДАТОК І

ЗАТВЕРДЖЕНО  
перший проректор ДВНЗ «ПДТУ»




« 20 » 06 2014 р.

## АКТ

ВПРОВАДЖЕННЯ В НАВЧАЛЬНИЙ ПРОЦЕС РЕЗУЛЬТАТІВ НДР 1(12)  
«Розробка наукових і технологічних основ створення енергоефективних  
зварювальних джерел живлення з інтегрованими функціями активної  
фільтрації вищих гармонік»

Цей акт складено в тому, що в 2013-14 навчальному році при виконанні лабораторних робіт курсу «Теоретичні основи електротехніки» кафедри ЕПП ДВНЗ «ПДТУ» використані функціональні широкосмугові аналізатори якості електроенергії, розроблені в рамках виконання держбюджетної НДР за темою 1(12) «Розробка наукових і технологічних основ створення енергоефективних зварювальних джерел живлення з інтегрованими функціями активної фільтрації вищих гармонік». Також матеріали НДР використані при викладанні окремих розділів курсу «Частотно-регульований електропривод».

Зав. кафедри ЕПП



І.В. Жежеленко

Керівник НДР 1(12)



С.В. Гулаков

